République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mustapha STAMBOULI de Mascara
Faculté des Sciences et de la Technologie



Polycopié de Cours

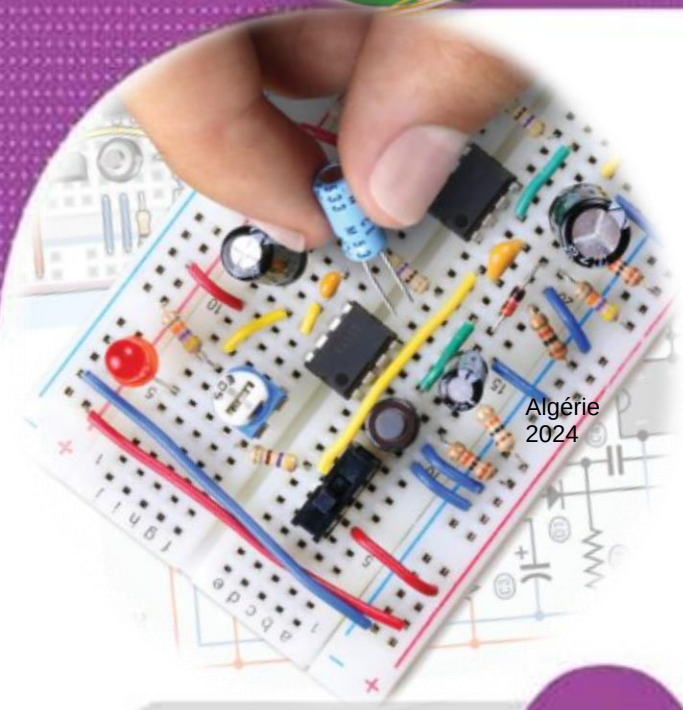
Electronique Fondamentale
Cours et exercices corrigés

Présenté par :

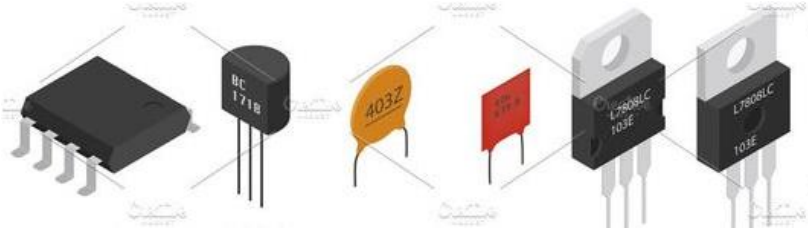
Ce cours est destiné aux étudiants de la deuxième année
Ingénieur, domaine : sciences et techniques (ST)

Algérie
2024

Dr. BELOUFA Abbes



Algérie
2024

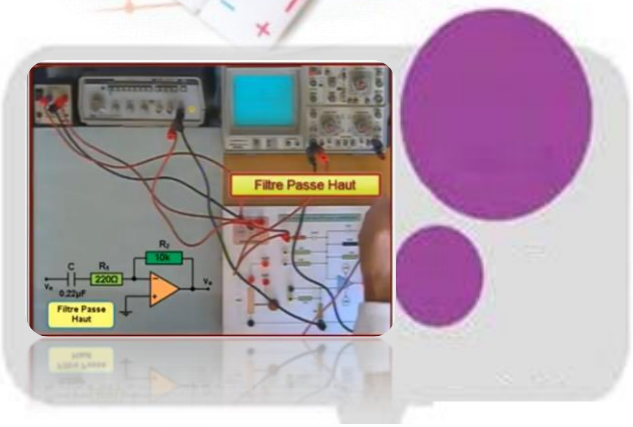


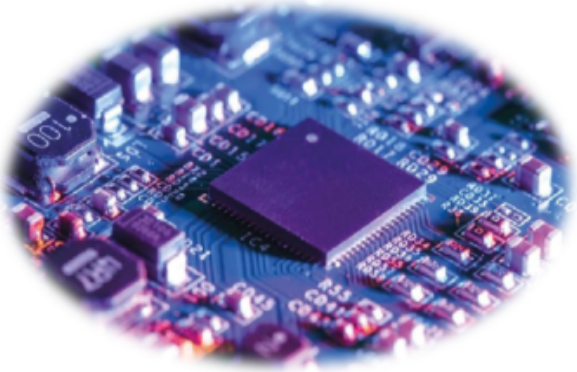
ÉLECTRONIQUE FONDAMENTALE

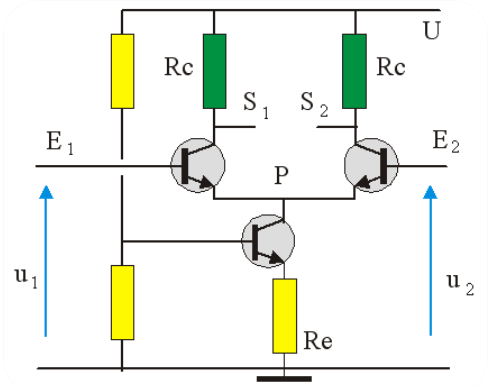
TOUT LE COURS

Parcours Ingénieur

- cours
- exercices corrigés
- QCM corrigés









Algérie 2024


avant-propos

Avant -propos

Strictement conforme au nouveau programme, ce polycopié de cours s'adresse à tous les étudiants de la deuxième année ingénieurs, domaine : sciences et techniques (ST). À ce titre, il s'adresse aussi largement aux *enseignant-es*, à qui il fournit des méthodes utiles pour le cours et pour les examens (exercices et QCM).

Chaque chapitre est divisé en deux parties complémentaires.

- Le **Cours**, qui présente les principaux raisonnements à comprendre et à connaître, accompagnés de nombreuses applications directes.
- Les **exercices**, dont les corrigés sont détaillés, sont classés en deux catégories : des tests de connaissance sous forme de QCM et des exercices d'approfondissement qui permettent d'aller un peu plus loin ou de détailler certains calculs qui ne sont pas développés complètement dans le chapitre.

Ce manuscrit est composé de six grands chapitres :

Le premier chapitre est consacré à l'introduction aux semi-conducteurs. Les différents matériaux utilisés pour la fabrication des dispositifs passifs ainsi que les propriétés intrinsèque et extrinsèque,

Le deuxième porte sur les quadripôles, leurs modèles équivalents ainsi quelque application a l'adaptation

Le troisième chapitre présente une introduction sur la jonction PN et la diode à jonction ainsi qu'une étude sur quelques circuits les plus utilisés dans l'électronique en pratiques en se basant sur les diodes.

Le quatrième (**les transistors bipolaires**) et le cinquième chapitre (**les transistors à effet de champ FET**) présentent le principe de fonctionnement des transistors, les caractéristiques de transfert d'entrée et de sortie, les différents types de polarisation et leurs schémas équivalent en régime dynamique

Le sixième chapitre (**les amplificateurs, opérationnels**) est consacré à la description d'un amplificateur différentiel, puis on s'intéresse à l'examination de la structure d'un amplificateur opérationnel afin de se familiariser avec les amplificateurs différentiels en montage opérationnel à travers l'étude de leurs caractéristiques et de quelques montages simples.

Ce document regroupe l'ensemble des exercices donnés aux étudiants de la deuxième année ingénieurs en Electronique fondamentale avec leurs corrigés. Ce polycopié est ainsi un outil de travail complet.

Nous souhaitons que cet ouvrage puisse aider de manière efficace une majorité d'étudiant.

\

SEMESTRE	Intitulé de la matière		Coefficient	Crédits	Code
4	**Electronique fondamentale**		**2**	**4**	IST 4.3
VHS	**Cours**	**Travaux dirigés**	**Travaux Pratiques**		
45h00	1h30	1h30	-		

Prérequis :
Cours de Structure de la matière et d'Electricité et Magnétisme (Physique2).

Objectifs :
Ce cours permet à l'étudiant de connaitre les propriétés, les modèles électriques et les caractéristiques des composants électroniques : diodes, transistors bipolaires et amplificateurs opérationnels. Ces composants entrant dans la constitution de nombreux montages électroniques réalisant des fonctions ou opérations très variées.

Contenu de la matière :

CHAP 1 : INTRODUCTION AUX SEMI-CONDUCTEURS

1. Notions de semi-conducteurs (Conductivité, diffusion, couches d'énergie…)
2. Matériaux semi-conducteurs (Silicium, Germanium,…).
3. Propriété intrinsèque du silicium.
4. Propriété du silicium dopé.
5. Semi-conducteurs N et P.
6. Jonction PN en équilibre

CHAP 2 : LES QUADRIPOLES

1. Représentation d'un réseau passif par un quadripôle.
2. Les grandeurs du modèle équivalent d'un montage quadripôle (impédance d'entrée et de sortie, gain en tension et en courant), application à l'adaptation.
3. Filtres passifs (passe-bas, passe-haut, …), Diagramme de Bode, Courbe de gain, Courbe de phase, Fréquence de coupure, Bande passante.

CHAP 2 : LES DIODES

1. Fonctionnement d'une diode.
2. Polarisation directe et inverse d'une diode
3. Caractéristiques courant-tension de la diode
4. Modèles de la diode (Idéale et en petits signaux)
5. Les diodes particulières : Diode Zener, Diode de Schottky, Diode capacitive, Diode à effet tunnel, Diode électroluminescente, Photodiodes, Cellules photoconductrices.
6. Applications de la diode : Écrêtage, Verrouillage, Circuits d'alimentation DC (Redressements mono-alternance et double-alternances, stabilisation par diode Zener, …), Multiplicateur de tension.

CHAP 3 : LES TRANSISTORS BIPOLAIRES

1. Définition et effet transistor.
2. Régime statique des transistors bipolaires (Réseau de caractéristiques d'un transistor bipolaire NPN, limites d'utilisation d'un transistor (Tensions de claquage, Courant

maximum, Puissance maximum))
3. La polarisation d'un transistor NPN (par résistance de base, par pont résistif et résistance d'émetteur)
4. Effet de la polarisation sur le réseau de caractéristiques d'un transistor NPN (droite de charge, point de repos, …)
5. Le transistor bipolaire en régime dynamique (les paramètres hybrides et le schéma équivalent du transistor NPN)
6. Amplificateurs fondamentaux à transistors Bipolaires : EC, CC, BC (condensateurs de liaisons, condensateurs de découplage, Schéma équivalent, Gain en tension, Gain en décibels, Bande passante, Gain en courant, Impédances d'entrée et de sortie).
6. Le montage push-pull
7. l'amplificateur différentiel simple

CHAP 4 : LES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

1. Définition d'un transistor à effet de champ à jonction
2. La polarisation des transistors JFET
3. Le schéma équivalent en régime linéaire
4. Les amplificateurs à JFET à source commune
5. Les transistors JFET en commutation

CHAP 5 : AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

1. Fonctionnement linéaire d'un amplificateur opérationnel (caractéristiques, schéma équivalent, contre-réaction).
2. Montages de base de l'amplificateur opérationnel en régime linéaire (Inverseur, Non inverseur, Additionneur, Soustracteur, Comparateur, Suiveur, Dérivateur, Intégrateur. Logarithmique, Exponentiel.
3. Les amplificateurs opérationnels en régime non linéaire (Le comparateur, Le trigger de Schmitt, les montages astables et monostables)

Mode d'évaluation : Interrogation écrite, devoir surveillé, examen final

Références bibliographiques:

1. A. Malvino, Principe d'Electronique, 6ème Edition Dunod, 2002.
2. T. Neffati, Introduction à l'électronique Analogique, Dunod, 2008.
3. Y. Granjon, B. Estibals et S. Weber, Electronique : Tout le cours en fiches, Dunod, 2015
4. T. Floyd, Electronique Composants et Systèmes d'Application, 5ème Edition, Dunod, 2000.
5. F. Milsant, Cours d'électronique (et problèmes), Tomes 1, Eyrolles.
6. M. Kaufman, Electronique : Les composants, Tome 1, McGraw-Hill, 1982.
7. P. Horowitz, Traité de l'électronique Analogique et Numérique, Tomes 1 et 2, Publitronic-Elektor, 1996.
8. M. Ouhrouche, Circuits électriques, Presses internationale Polytechnique, 2009.
9. I. Jelinski, Toute l'Electronique en Exercices, Vuibert, 2000.



Table des matières



TABLE DES MATIERES

Chapitre I : INTRODUCTION AUX SEMICONCTEURS

I Notions de semi-conducteurs 02

I.1 La conduction électrique 04

I.2 La classification des matériaux 05

I.3 Mobilité des porteurs 07

I.4 Conductivité électrique 08

I.5 Diffusion des porteurs 09

II Matériaux semi-conducteurs (Silicium, Germanium,...). 10

II.1 Structure électronique du silicium (Si) 11

II.2 *Structure électronique du Germanium (Ge)* 12

II.3 Structure de bandes des semi-conducteurs et concept de la bande interdite (gap) 12

III Propriété intrinsèque du silicium. 14

III.1 Semi-conducteurs intrinsèques 14

III.2 Propriété intrinsèque du silicium 15

III.2.1 *Mobilité des porteurs de charge* 15

III.2.2 *Dopage* 15

III.2.3 *Température de fonctionnement* 16

III.2.4 *Stabilité chimique* 16

IV Propriété du silicium dopé 16

IV.1 Type de dopage 16

IV.2 Conductivité électrique 16

IV.3 Concentration de porteurs de charge 16

IV.4 Bande interdite effective 16
V différents types de semi-conducteurs 17
V.1 Dopage 17
V.2 Semi-conducteurs de type P 17
V.3 Semi-conducteurs de type N 19
VI Jonction PN en équilibre 21
VI.1 Caractéristiques de la jonction à l'équilibre. 22

Chapitre II : LES QUADRIPOLES

I Représentation d'un réseau passif par un quadripôle 24
I.1 Définitions 24
I.2 Représentation d'un quadripôle 24
I.3 Représentation des quadripôles en schéma équivalent 27
II Les grandeurs du modèle équivalent d'un montage quadripôle 28
II.1 Les paramètres d'impédance 28
II.2 Caractéristiques d'un quadripôle en charge et attaquée par une source de tension réelle 32
II.2.1 Les grandeurs fondamentales 32
a) Impédance d'entrée 32
b) Impédance de sortie 33
c) Gain en courant 33
d) Gain en courant 34
II.2.2 Association de quadripôles 34
II.2.3 Application à l'adaptation 35
a) Adaptation d'impédance 36

III Filtres 38

III.1 Définitions 38
III.2 Types des filtres passifs 38

II.2.1 Filtre passe-bas 38
II.2.2 Filtre passe-haut 39

II.2.3 Filtre passe-bande 39
II.2.4 Filtre coupe-bande 39
III. 3 Notion de fonction de transfert 40
III.4 Diagramme de bode 40
III.5 Filtre du premier ordre 41
III.5.1 Filtre passe-bas 41
a) Circuit RC 43
b) Circuit RL 46
III.5.2 Filtre passe-haut 48
III.5.3 Filtre passe-bande 53
III.6 Filtre du second ordre 56
III.6.1 Filtre passe-bas du second ordre 56
III.6.2 Filtre passe-haut du second ordre 59
III.6.3 Filtre passe-bande du second ordre 59
IV **Exercices résolus** 63
V **QCM** 75

Chapitre III : LES DIODES

I définition et fonctionnement d'une diode 77
II Polarisation directe et inverse d'une diode 78
II.2.1 Polarisation directe 78
II.2.2 Polarisation inverse 78
III Caractéristique courant-tension de la diode 78

III.1 La polarisation simple et le point de fonctionnement 80

IV Modèle de Linéarisation de la caractéristique tension-courant 81

IV.1 Diode idéale 81

IV.2 Diode parfaite 81

IV.3 Diode semi-réelle modèle dynamique

V Les diodes particulières 82

V.1 Diode Zéner 82

V.2 Diode Schottky 84

V.3 Diode à capacité variable 84

V.4 Diode à effet tunnel 85

V.5 Diodes électroluminescentes 86

V.6 Photodiodes 87

V.7 Diodes Lasers 87

VI Applications de la diode

VI.1 Redressement simple et double alternance d'un courant alternatif 88

VI.1.1 Redressement simple alternance 88

VI.1.2 Redressement double alternance 89

IV.2 Redressement avec condensateur de filtrage 91

IV.3 Ecrêteurs-limiteurs 92

IV.4 Circuit de Multiplicateur de tension 93

IV.5 Circuits de restauration 94

Détecteur de crête 95

IV.6 Stabilisation par diode de zener 95

IV.7 Un circuit d'alimentation DC 96

IV.8 Test diode 96

V **Exercices résolus** 98

VI **QCM** 110

Chapitre IV : LES TRANSISTORS BIPOLAIRES

I Définition et effet transistor 113

I.1 Définition 113

I.2 Effet transistor 114

I.3 Gain en courant 116

II Régime statique des transistors bipolaires 117

II.1 Limites d'utilisation d'un transistor 117

III La polarisation d'un transistor 118

III.1 Polarisation par résistance de base 118

III.2 Polarisation par pont et résistance d'émetteur 119

IV Effet de la polarisation sur le réseau de caractéristiques d'un transistor NPN 120

IV.1 Droite de charge statique 120

IV.2 Droite de charge dynamique 123

V Transistor bipolaire en régime dynamique 125

V.1 les paramètres hybrides et le schéma équivalent du transistor 125

V.1.1 Présentation hybride d'un transistor 125

V.1.2 modèle basé sur les paramètres hybrides 125

V.1.3 La construction des schémas équivalents 126

VI Amplificateurs fondamentaux à transistors Bipolaires 126

VI.1 Condensateur de liaison 126

VI.2	Condensateur de découplage	127
VI.3	Amplificateur à émetteur commun	127
	VI.3.1 Le calcul des gains en tension et en courant	128
VI.4	Amplificateur à Collecteur commun	129
VI.5	Amplificateur à Base commune	131
VII	Amplificateur push-pull	133
VIII	Amplificateur différentiel	136
IX	Exercices résolus	141
X	QCM	148
X.I	Exercices non résolus	149

Chapitre V : LES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

I	Définition d'un transistor à effet de champ	151
I.1	Structure et définition d'un transistor à effet de champ à jonction	151
I.2	Courants et tensions.	152
I.3	Les caractéristiques des transistors à effet de champ	153
II	La polarisation des transistors JFET	156
II.1	La polarisation simple	156
II.2	Polarisation en pont (exemple d'un JFET canal N)	157
III	Le schéma équivalent en régime linéaire	159
III.1	Le transistor JFET en régime dynamique	160
	III.1.1. Paramètres hybrides et le schéma équivalent du transistor	160
III.2	Les amplificateurs à JFET à source commune	161
	III.2.1. Le montage source commune	61
	III.2.2. Le schéma équivalent en régime dynamique	161

IV Les transistors JFET en commutation 163

V Exercices résolus 165

VI QCM 172

Chapitre VI : L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL ET MONTAGES A BASE DE L'AOP

I Fonctionnement linéaire d'un amplificateur opérationnel 174

I.1 Définitions 174

I.2 Structure générale d'un circuit d'amplification 175

I.3 Le schéma équivalent 175

I.4 Caractéristique de l'amplificateur opérationnel 177

I.5 Principe de la contre réaction 178

II Montages de base de l'amplificateur opérationnel en régime linéaire 181

II.1 Fonctions d'amplification de base 181

II.1.1. Montage non inverseur 181

II.1.2. Montage inverseur 182

II.1.3. Amplificateur suiveur 183

II.2 Montages opérationnels 184

II.2.1 Sommateur de tension 184

II.2.2 Montage soustracteur 187

II.2.3 Amplificateur logarithmique 188

II.2.4 Amplificateur exponentiel 189

II.2.5 Amplificateur intégrateur 190

II.2.6 Amplificateur dérivateur 191

III Les amplificateurs opérationnels en régime non linéaire 192

III.1 Comparateur de tension 192

III.2 Comparateur à hystérésis : trigger Schmitt 194

III.3 Bascule astable ou multivibrateur astable 196
III.4 Bascule monostable 197
VI Exercices résolus 201
V QCM 205
VI Exercices non résolus 206

CHAPITRE I

INTRODUCTION AUX SEMICONDUCTEUR

Cours

I. INTRODUCTION AUX SEMICONCTEURS



I. Notions de semi-conducteurs

Les matériaux semi-conducteurs sont utilisés pour fabriquer des composants électroniques comme les diodes, les transistors et les circuits intégrés.

Pour comprendre le fonctionnement de ces composants, vous devez comprendre la structure des atomes et comment les particules interagissent les unes avec les autres. Le concept central présenté dans ce chapitre, la jonction PN, est formée de deux types différents de matériaux à semi-conducteurs joints ensemble.

La jonction *PN* est fondamentale au fonctionnement des composants comme la diode et certains types de transistors. De plus, la fonction de la jonction PN est un facteur essentiel pour que les circuits électroniques fonctionnent correctement.

Un atome est la plus petite particule d'un élément qui possède les caractéristiques de cet élément. Les atomes de chacun des 109 éléments connus diffèrent de ceux des autres éléments. Cela donne à chaque élément sa propre structure atomique.

Ils se composent de trois composants principaux :

1. Protons : Le noyau de l'atome contient des protons, qui ont une charge positive.

2. Neutrons : Comme les protons, ils n'ont pas de charge électrique et se trouvent dans le noyau.

3. Les électrons sont des particules qui ont une charge négative et parcourent une orbite autour du noyau de l'atome.

Chaque type d'atome est distingué des autres atomes par un certain nombre d'électrons et de protons. Par exemple, l'hydrogène est l'atome le plus simple connu, composé d'un proton et d'un électron.

Les électrons gravitent à certaines distances du noyau d'un atome. Les électrons situés à proximité du noyau

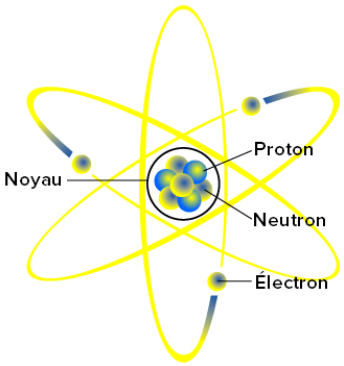


Figure I.1 : *structure de la matière*

possèdent moins d'énergie que ceux situés à des orbites plus éloignées. Les électrons à l'intérieur d'un atome occupent différentes couches, ou niveaux d'énergie, autour du noyau. Ces couches sont également appelées orbitales électroniques et sont représentées par les lettres K, L, M, N, O, P, Q, etc.

Chaque couche a une capacité maximale d'électrons qu'elle peut contenir. La première couche, K, peut contenir jusqu'à 2 électrons, la deuxième couche, L, peut en contenir jusqu'à 8, et ainsi de suite. Les électrons occupent ces couches en fonction de leur énergie, où les niveaux d'énergie inférieurs sont remplis en premier avant que les niveaux d'énergie supérieurs ne soient occupés. Les transitions entre ces couches d'énergie sont responsables des spectres d'émission et d'absorption observés lorsqu'un électron change de niveau énergétique, absorbant ou émettant de l'énergie sous forme de photons.

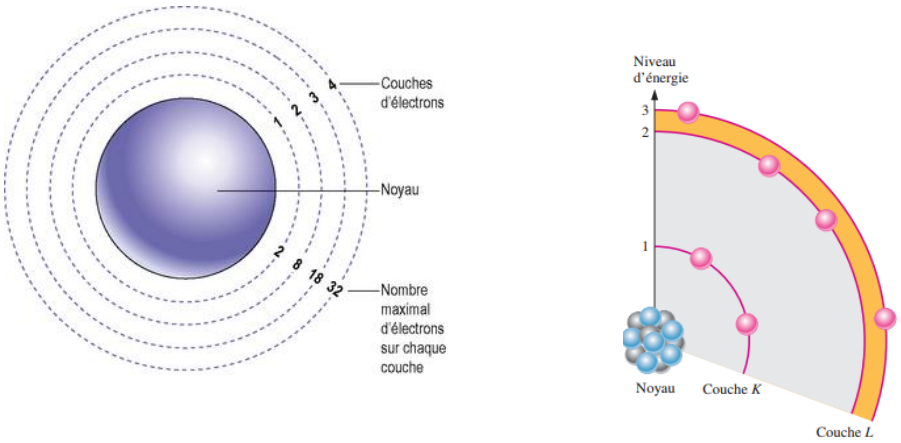


Figure I.2 : *niveau d'énergie augmente à mesure qu'on s'éloigne du noyau de l'atome*

L'énergie des électrons sur les orbites plus éloignées du noyau est plus élevée et leur liaison à l'atome est moins forte que celle des électrons situés plus près du noyau. Cela est dû au fait que la force d'attraction entre les charges positives du noyau et les charges négatives des électrons diminue à mesure que l'on s'éloigne du noyau. La couche la plus éloignée d'un atome contient les électrons ayant les niveaux d'énergie les plus élevés et sont relativement moins liés à cet atome. La plus lointaine couche est appelée couche de valence et les électrons présents dans cette couche sont désignés comme électrons de valence.

Nombre d'électrons dans chaque couche

Le nombre maximal d'électrons (*Né*) pouvant exister sur chaque couche d'un atome est un processus naturel et peut être calculé à l'aide de la formule $Né = 2n^2$

I.1 La conduction électrique

Dans un matériau à structure cristalline (Une structure cristalline est composée de copies identiques de la même unité physique, connue sous le nom de motif ou base, qui se trouvent sur tous les nœuds d'un réseau de Bravais.), les atomes sont reliés entre eux par des liaisons appelées liaisons covalentes, qui sont des combinaisons d'électrons entre les atomes voisins. Si une liaison est très forte, il sera difficile de mobiliser les électrons qui participent à cette liaison. D'autre part, lorsque cette liaison est plus faible, un apport d'énergie externe, comme un champ électrique, peut être assez pour libérer ces électrons :

ces électrons sont dits libres, libres de se déplacer dans la structure cristalline : c'est le phénomène de la conduction électrique intrinsèque.

Quand un électron quitte sa position initiale, il laisse derrière lui un « trou » qui correspond à une vacance d'électron. Au départ, l'atome est neutre, ce qui signifie qu'un trou est chargé positivement. Il est évident qu'un autre électron libre provenant d'un atome voisin peut combler ce trou. Dans cette situation, le trou se déplace dans le sens opposé à celui de l'électron. On peut voir la conduction électrique aussi bien comme un déplacement de trous que comme un déplacement d'électrons.

Les électrons libres sont appelés porteurs de charge négatifs. Les trous sont les porteurs de charge positifs

Dans un cristal solide, les électrons interagissent avec les atomes voisins et leurs potentiels électriques. Cela conduit à la formation de régions d'énergies permises, appelées bandes d'énergie, et de régions d'énergies interdites, appelées bandes interdites ou bandes interdites.

Les bandes d'énergie qui contiennent des électrons sont appelées bandes de valence, tandis que les bandes d'énergie vides sont appelées bandes de conduction. L'énergie séparant la bande de valence de la bande de conduction est la bande interdite.

I.2 La classification des matériaux

En fonction de la disposition de ces bandes, et surtout de la largeur de la bande interdite et en fonction de leur capacité à conduire l'électricité, les matériaux peuvent être isolants, conducteurs ou semi-conducteurs.

1. Dans un isolant, la bande interdite est relativement large, ce qui signifie qu'il faut fournir une grande quantité d'énergie pour qu'un électron passe de la bande de valence à la bande de conduction, et donc que la conductivité électrique est très faible. Des isolants courants incluent des matériaux tels que le verre, le plastique et le bois.

2. Dans un conducteur, il y a une petite ou pas de bande interdite, de sorte que les électrons peuvent facilement se déplacer de la bande de valence à la bande de conduction, facilitant ainsi la conductivité électrique. Les métaux, tels que le cuivre et l'aluminium, sont de bons conducteurs en raison de la mobilité élevée de leurs électrons de valence.

3. Dans un semi-conducteur, la bande interdite est plus petite que dans un isolant, ce qui signifie que les électrons peuvent parfois être "excités" à passer de la bande de valence à la bande de conduction, ce qui permet une conductivité électrique intermédiaire entre celle d'un isolant et celle d'un conducteur. La conductivité des semi-conducteurs peut être modulée en dopant le matériau avec des impuretés pour augmenter la concentration de porteurs de charge. Le silicium et le germanium sont des exemples courants de semi-conducteurs. Leur conductivité peut être modifiée en introduisant des impuretés, un processus connu sous le nom de dopage, ce qui les rend très utiles dans l'électronique moderne.

Nb : *Rappelons-nous que la couche de valence d'un atome représente une bande d'un certain niveau énergétique et que les électrons de valence sont confinés à cette bande. Lorsqu'un électron acquiert assez d'énergie additionnelle d'une source externe, il peut quitter la couche de valence, devenir un électron libre et exister dans ce que l'on désigne comme étant la bande de conduction.*

En terme d'énergie, la différence entre la bande de valence et la bande de conduction est appelée un écart énergétique. Il s'agit en fait de la quantité d'énergie que doit avoir un électron pour sauter de la bande de valence vers la bande de conduction. Une fois dans la bande de conduction, l'électron est libre de se déplacer à travers le matériau et n'est plus lié à aucun atome particulier.

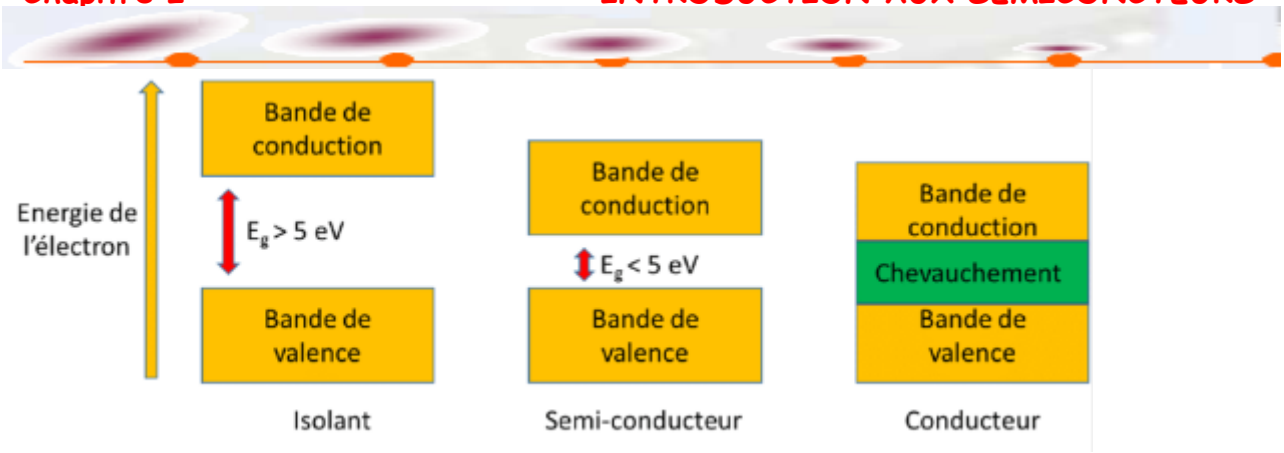


Figure I.3 : *diagramme des bandes d'energie pour les differents materiaux*

Les semi-conducteurs peuvent être :

- des éléments simples : le silicium, le germanium ;
- des composés binaires : l'arséniure de gallium (AsGa), le carbure de silicium (SiC);
- des composés ternaires : le mercure cadmium tellurure ou HgCdTe.

Le SC le plus répandu dans le domaine des composants est le silicium.

Comment définir un SC ?

a) Au niveau macroscopique : par sa résistivité ρ

Conducteurs	$r < 10^{-7}\ \Omega\cdot m$
Isolants	$r > 10^{12}\ \Omega\cdot m$
Semiconducteurs	$10^{-4}\ \Omega\cdot m < r < 10^{7}\ \Omega\cdot m$

Tableau I.1 : *représentation des résistivités*

En ce qui concerne les semi-conducteurs, les matériaux de base couramment employés dans le domaine de la technologie pour la fabrication des composants ont des résistivités maximales de $10^{-2}\ \Omega\cdot m$ pour les composants de signal à 1 $\Omega\cdot m$ pour les composants de puissance.

Sa résistivité varie très fortement en fonction des impuretés dopantes qu'il renferme en diminuant d'autant plus que la concentration d'impuretés est élevée.

La résistivité du silicium à température ambiante peut varier de 10 Ω·m à 10^{-5} Ω·m en fonction de la concentration d'impuretés (le bore) qui varie de 10^{14} à 10^{20} atomes par cm3

b) Au niveau microscopique : par ses porteurs libres et leur mode de transport

À la différence d'un conducteur, dans un SC la circulation du courant ne correspond pas à un déplacement d'ensemble d'un seul type de porteurs – les électrons – mais de deux types de porteurs :

- des charges réelles : **des électrons libres** ;
- des charges fictives équivalentes : **les trous**.

I. 3 Mobilité des porteurs

Lorsqu'un champ électrique est appliqué à un semi-conducteur, chaque porteur subit une force électrostatique (+ pour le trous et - pour les électrons) donnée par :

$$\vec{F} = \pm q\vec{E} \qquad (I.1)$$

Dans le cas d'un électron (force = masse× accélération)

$$\vec{F} = m\vec{a} = -q\vec{E} \qquad (I.2)$$

$$\vec{a} = -\frac{q\vec{E}}{m_n} = -\frac{d\vec{v}_n}{dt} \quad (m = m_n\text{, masse des electons}) \qquad (I.3)$$

La vitesse d'un électron est donc donnée par :

$$\vec{v}_n = -\frac{q\vec{E}}{m_n}t \qquad (I.4)$$

La mobilité μ des porteurs est définie comme le coefficient de proportionnalité entre la vitesse et le champ électrique

$$\langle\vec{v}_n\rangle = -\frac{qt_c}{m_n}\vec{E} = -\mu_n\vec{E} \qquad (I.5)$$

tc est le temps de relaxation autrement dit le temps entre le choc des électrons et les trous

Nous pouvons dire plus le choc des électrons augmente plus le temps de relaxation diminue

- Les electrons et les trous subissent des chocs le temps de relaxation c'est le temps entre deux chocs

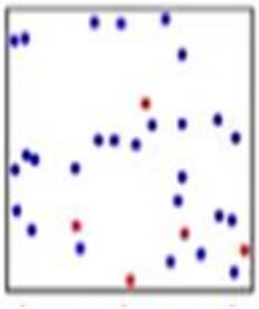


Figure I.4 : *choc des electrons et des trous*

Pourquoi la mobilité est différente d'un semiconducteur à l'autre ?

Selon la formule vue précédemment ; nous pouvons remarquer que plus la masse de matériau augmente plus la mobilité diminue

Les semi-conducteurs ont acquis une importance considérable dans notre société. Ils sont à la base de tous les composants électroniques et optoélectroniques qui entrent dans les dispositifs informatiques, de télécommunications, de télévision, dans l'automobile et les appareils électroménagers, etc. On dit d'ailleurs que nous sommes à l'âge du silicium, le plus utilisé des semi-conducteurs.

SC	E_G	μ_n	μ_p	ε_r
Si	1.12	1400	500	11.9
Ge	0.7	3900	1900	16
GaAs	1.42	8500	400	13

Tableau I.2 : *parametres intrinseques des materiaux de semiconducteur*

I.4 Conductivité électrique

a) Conductivité et résistivité

La conductivité électrique est un paramètre qui caractérise l'aptitude des matériaux à laisser les charges électriques se déplacer librement. Son symbole est σ et son unité s'exprime en Siemens par mètre ($S.m^{-1}$). À l'inverse, la résistivité caractérise la capacité du matériau à

s'opposer au passage des charges électriques. Son symbole est ρ et son unité s'exprime en ohm mètre (Ω.m). Ces deux notions se déduisent simplement l'une de l'autre par : $\sigma = 1/\rho$.

Les semi-conducteurs sont des corps solides dont la conductivité électrique se situe entre celle des métaux et celle des isolants. La conductivité électrique des solides est une propriété qui est due à la présence d'électrons libres de se déplacer dans le milieu et de générer ainsi un courant électrique. La conductivité électrique est une grandeur qui dépend fortement de la nature du matériau. Par conséquent, il est courant de classifier les matériaux en fonction de leur conductivité électrique. On appelle semi-conducteurs les corps solides qui ne présentent une conductivité électrique mesurable qu'à température élevée. Cette dépendance de la température est due à la structure de bande des niveaux d'énergie électronique comportant une bande de valence, une bande conduction et une zone intermédiaire qui, dans le cas des semi-conducteurs purs non dopés, ne peut pas être occupée par des électrons.

La conductivité électrique des semi-conducteurs peut être contrôlée par dopage, en introduisant une petite quantité d'impuretés dans le matériau afin de produire un excès d'électrons ou un déficit. Des semi-conducteurs dopés différemment peuvent être mis en contact afin de créer des jonctions, permettant de contrôler la direction et la quantité de courant qui traverse l'ensemble. Cette propriété est à la base du fonctionnement des composants de l'électronique moderne : diodes, transistors, etc.

I.5 Diffusion des porteurs

La diffusion dans le contexte des semi-conducteurs fait référence à un processus important dans la fabrication des dispositifs électroniques à semi-conducteurs tels que les transistors, les diodes et les circuits intégrés. Ce processus est utilisé pour introduire délibérément des impuretés dans le matériau semi-conducteur afin de modifier ses propriétés électriques.

Le processus de diffusion implique généralement l'utilisation d'une source de dopants, qui sont des atomes étrangers introduits dans le matériau semi-conducteur. Ces dopants peuvent être soit des atomes donneurs, qui ajoutent des porteurs de charge positifs (tels que des atomes de phosphore dans le silicium), soit des atomes accepteurs, qui ajoutent des porteurs de charge négatifs (comme des atomes de bore dans le silicium).

La diffusion est réalisée en chauffant le matériau semi-conducteur à des températures élevées dans un environnement contrôlé. À des températures élevées, les atomes de dopage sont capables de migrer dans le cristal semi-conducteur et de se diffuser à travers sa structure cristalline. La diffusion peut être réalisée de manière sélective en utilisant des masques de diffusion pour contrôler précisément les régions du semi-conducteur dans lesquelles les dopants sont introduits.

Une fois la diffusion terminée, les régions dopées du semi-conducteur peuvent avoir des propriétés électriques différentes de celles du matériau de base, ce qui permet de créer des régions avec des concentrations spécifiques de porteurs de charge et donc de créer des jonctions PN, des régions n et p, nécessaires à la fabrication de dispositifs électroniques.

II. Matériaux semi-conducteurs (Silicium, Germanium,...).

Le silicium est le matériau le plus largement utilisé pour les diodes, les transistors, les circuits intégrés et autres composants à semi-conducteurs. Notez que le silicium et le germanium ont en commun la même caractéristique: quatre électrons de valence.

Quels sont les meilleurs matériaux semi-conducteurs ?

Les semi-conducteurs sont classés selon leur composition chimique, et ils peuvent être soit élémentaires, soit composites. Voici une brève explication de chaque type :

1) ***Semi-conducteurs élémentaires*** **:** Ce sont des matériaux semi-conducteurs composés d'un seul élément chimique. Les exemples incluent le silicium (Si), le germanium (Ge) et l'étain gris (α-Sn), qui appartiennent tous au groupe 14 du tableau périodique. Il est le principal composant des puces électroniques, des transistors et des circuits intégrés, mais également essentiel dans la fabrication et le fonctionnement des panneaux photovoltaïques. Le silicium est abondant dans la nature et présente des propriétés électriques et thermiques bien adaptées à de nombreuses applications électroniques.

Le germanium, qui a été d'un des premiers semi-conducteurs utilisé dans l'électronique avant d'être supplanté par le silicium ;

2) *Semi-conducteurs composites* : Ces semi-conducteurs sont constitués de deux, trois, quatre, voire cinq espèces chimiques différentes. Ils peuvent inclure des éléments du groupe IV, comme le carbure de silicium, mais ils sont souvent composés d'éléments d'autres groupes. Les semi-conducteurs III-V sont parmi les plus courants, composés d'éléments du groupe III (groupe 13) comme l'aluminium, le gallium, l'indium, etc., et d'éléments du groupe V (groupe 15) comme l'azote, le phosphore, l'arsenic, l'antimoine, etc.

- L'arséniure de gallium, un semi-conducteur composé de gallium et d'arsenic. Il est couramment utilisé dans les applications de haute fréquence ;
- Le nitrure de gallium, utilisé dans les dispositifs à haute puissance et à haute fréquence. Il est couramment utilisé dans les transistors à effet de champ (FET) et les diodes électroluminescentes (DEL) à haute luminosité

Ces classifications sont importantes dans le domaine des semi-conducteurs car la composition chimique influence directement les propriétés électriques et physiques du matériau, ce qui affecte son utilisation dans diverses applications, notamment dans l'électronique et les dispositifs optoélectroniques.

II.1 Structure électronique du silicium (Si)

L'atome de Si possède 14 électrons, sa configuration électronique est donnée par la forme condensée suivante :

Si : (1s2) (2s2) (2p6) (3s2) (3p2)

Ou Si : [Ne] (3s2) (3p2)

La distribution des électrons sur les orbitales atomiques obéie au principe d'exclusion de Pauli et à la règle de Hund

Il est donc plus facile aux électrons de valence De ce matériau d'acquérir suffisamment d'énergie additionnelle pour s'échapper de leurs atomes et devenir des électrons libres dans la bande de conduction.

En fait, un grand nombre d'électrons de valence ont déjà assez d'énergie pour être des électrons libres, comme l'indique le chevauchement des bandes de valence et de conduction.

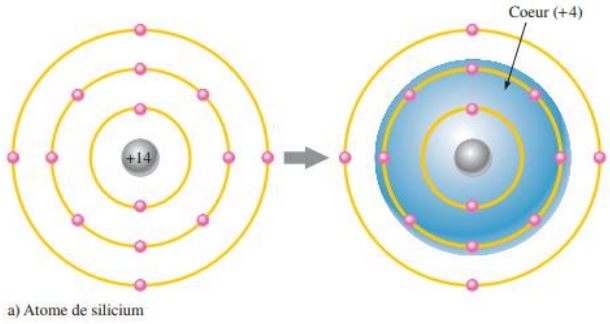


Figure I.5 : *structure électronique du silicium*

II.2 *Structure électronique du Germanium (Ge) :*

Dans l'atome du germanium (Ge) il y a 32 électrons, la configuration électronique du germanium est donnée par la forme condensée suivante :

Ge: (1s2) (2s2) (2p6) (3s2) (3p6) (4s2) (3d10) (4p2)

ou Ge: [Ar] (4s2) (3d10) (4p2)

La distribution des électrons obéie au principe d'exclusion de Pauli et à la règle de Hund.

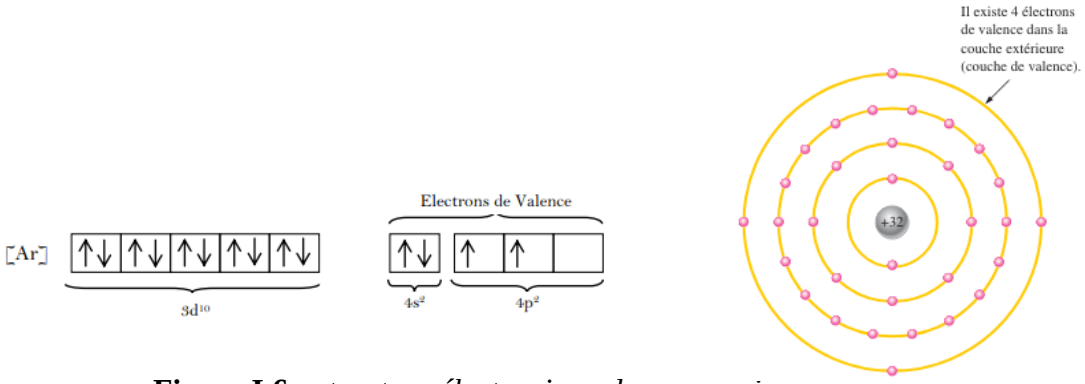


Figure I.6 : *structure électronique du germanium*

Les électrons de valence du germanium se situent dans la quatrième couche tandis que ceux du silicium sont dans la troisième couche, plus près du noyau. Cela signifie que les électrons de valence du germanium sont à des niveaux d'énergie supérieurs à ceux du silicium. Par conséquent, ils demandent une plus petite quantité d'énergie additionnelle pour s'échapper de l'atome. Cette propriété rend le germanium plus instable à des températures élevées; c'est la raison principale pour laquelle le silicium est le matériau semi-conducteur le plus largement utilisé.

II.3 Structure de bandes des semiconducteurs et concept de la bande interdite (gap).

Dans un tome isolé, les électrons occupent des niveaux discrets d'énergie. Lorsque la distance

entre deux atomes est de l'ordre atomique, distance interatomique (d ≈ Å), les niveaux d'énergie sont dédoublés. Dans le cas de plusieurs atomes, cas des cristaux ou des particules à caractère massif, la dégénérescence des niveaux d'énergie forme des bandes d'énergie. Dans les semi-conducteurs, ces bandes d'énergie sont appelées bandes de valence (BV) et bande de conduction (BC), elles sont séparées par une bande interdite (BI) de largeur Eg, figure I.6. La formation des bandes, bande de valence et bande de conduction, s'explique du fait que la distance interatomique (di) diminue les niveaux d'énergie atomiques, par exemple l'atome isolé de silicium d'électrons de valence 3s2 3p2, se couplent pour former 4N états électroniques dans la bande de valence et 4N états électroniques dans la bande de conduction (N est le nombre d'atomes). En effet, lorsque la distance diminue les états s donnent naissance à N états liants occupes par N électrons et N états antiliants occupes par N électrons et les états p donnent naissance à 3N états liants occupes par 2N électrons et 3N états antiliants vides. Dans le cas de silicium massif (cristal), la distance ao correspond au paramètre de maille. A cette distance les deux bandes (BC) et (BV) sont séparées par une bande interdite de largeur Eg

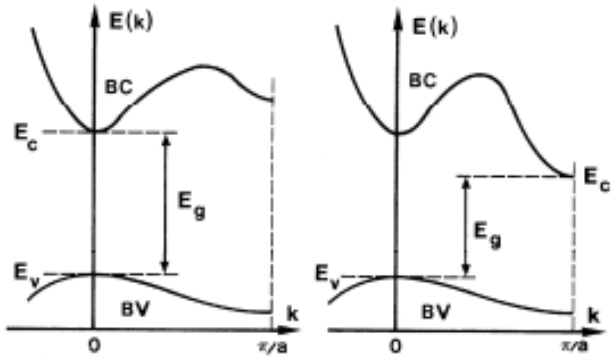
a) Notion de gap direct, gap indirect

La famille des matériaux semi-conducteurs, isolant à bande interdite de l'ordre de 1eV, peut être divisée en deux groupes : les matériaux à gap direct, comme la plupart des composés issus des colonnes III et V du tableau périodique des éléments chimiques, et les matériaux à gap indirect, comme le silicium (colonne IV).

La notion de gap direct et indirect est liée à la représentation de la dispersion énergétique d'un semi-conducteur: Diagramme E (Energie) - k (Vecteur d'onde). Ce diagramme permet de définir spatialement les extrema des bandes de conduction et de valence. Ces extrema représentent, dans un semi-conducteur à l'équilibre, des domaines énergétiques où la densité de porteurs type p pour la bande de valence et type n pour la bande de conduction sont importantes

On parle de semi-conducteur à gap direct, pour un semi-conducteur dont le maximum de la bande de valence et le minimum de la bande de conduction se situent à valeur voisine du vecteur d'onde k sur le diagramme E(k). On parle de semi-conducteur à gap indirect,

pour un semi-conducteur dont le maximum de bande de valence et le minimum de la bande de conduction se situe à des valeurs distinctes du vecteur d'onde k sur le diagramme E(k).



Structure de bande du silicium. Le minimum de la bande de conduction est situé sur l'axe Δ, en k≠0, ce qui en fait un semi-conducteur à gap indirect.

Figure I. 7 : structure de bande du silicium

III. Propriété intrinsèque du silicium.

III.1. Semi-conducteurs intrinsèques

Les semi-conducteurs sont situés dans la 4e colonne de la classification périodique des éléments, ce qui signifie qu'ils présentent quatre électrons de valences (c'est-à-dire quatre électrons sur la couche électronique la plus élevée).

Un semi-conducteur intrinsèque est un semi-conducteur non dopé, c'est à dire qu'il contient peu d'impuretés (atomes étrangers) en comparaison avec la quantité de trous et d'électrons générés thermiquement (*pour modifier leur conductivité).*

Contrairement aux semi-conducteurs dopés, qui ont des impuretés ajoutées pour ajuster leurs propriétés électriques, les semi-conducteurs intrinsèques sont des matériaux non dopés.Dans un semi-conducteur intrinsèque à température ambiante, le nombre d'électrons libres (porteurs de charge négative) est équivalent au nombre de trous (absence d'électrons, considérés comme porteurs de charge positive) dans le matériau. Le comportement électrique de ces matériaux est principalement dicté par la température et l'énergie thermique disponible pour exciter les électrons de la bande de valence à la bande de conduction.

Lorsque les électrons de la bande de valence sont excités à la bande de conduction, ils créent des trous dans la bande de valence. Ce processus peut se produire sous l'influence de la chaleur (thermiquement) ou de la lumière (photo-électriquement).

En résumé, les semi-conducteurs intrinsèques sont des matériaux non dopés dont la conductivité électrique est principalement basée sur des électrons thermiquement excités et des trous dans le matériau.

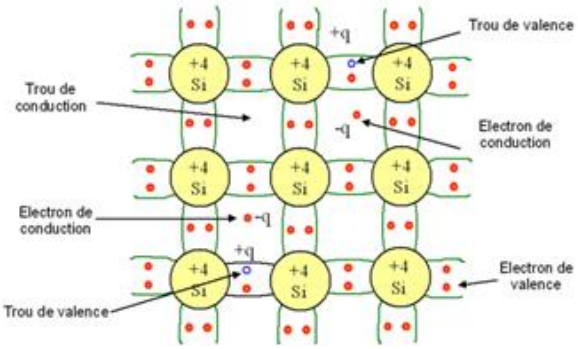


Figure I.8 : *Représentation schématique des liaisons électroniques pour le semi-conducteur intrinsèque (Si)*

$$p = N_v \exp\left[\frac{E_v - E_F}{kT}\right] \quad \text{(I.6)}$$

Lorsqu'un semiconducteur est pur, on dit qu'il est intrinsèque. IL existe autant d'électrons libres que de trous : soit n et p les nombres respectifs de porteurs négatifs (électrons) de la bande de conduction et de porteurs positifs (trous) de la bande de valence par unité de volume (concentrations) ; on montre que :

$$n = p = n_i \quad \text{(I.7)}$$

Donc

$$n.p = {n_i}^2 = AT^3 e^{-\frac{\Delta E_i}{KT}} \quad \text{(I.8)}$$

III.2. Propriété intrinsèque du silicium.

1. *Mobilité des porteurs de charge :* Les électrons et les trous (des défauts de charge positifs correspondant à la mobilité des électrons manquants dans la bande de valence) ont une mobilité relativement élevée dans le silicium, ce qui signifie qu'ils peuvent se déplacer relativement facilement en réponse à un champ électrique appliqué.

2. *Dopage :* Le silicium peut être facilement dopé avec des impuretés pour modifier ses propriétés électriques. Par exemple, en dopant le silicium avec des atomes de phosphore (un dopant de type N), on peut augmenter le nombre d'électrons libres, tandis qu'en

le dopant avec des atomes de bore (un dopant de type P), on peut augmenter le nombre de trous libres.

3. *Température de fonctionnement :* Le silicium conserve ses propriétés semi-conductrices sur une large plage de températures, ce qui en fait un matériau idéal pour de nombreuses applications électroniques, car il peut fonctionner efficacement dans des conditions allant du cryogénique à plusieurs centaines de degrés Celsius.

4. *Stabilité chimique :* Le silicium possède une grande stabilité chimique, ce qui signifie qu'il est peu réactif avec d'autres substances, ce qui lui permet de maintenir ses propriétés électriques sur de longues périodes de temps dans des environnements divers.

IV. Propriété du silicium dopé

Si on remplace dans un cristal de Silicium très pur, certains atomes par des atomes d'un autre corps simple, on dit que l'on dope le cristal avec des impuretés, cela modifie ses propriétés électriques de manière significative.

Voici quelques propriétés du silicium dopé :

IV.1 Type de dopage : Le dopage peut être de deux types : de type N (négatif) ou de type P (positif), selon le type de porteurs de charge majoritaires introduits dans le matériau dopé.

IV.2 Conductivité électrique : Le dopage modifie la conductivité électrique du silicium.Dans le cas du dopage de type N, des électrons supplémentaires sont introduits dans le réseau cristallin du silicium, ce qui conduit à une conductivité électrique accrue due à la contribution des électrons libres. Dans le cas du dopage de type P, des trous (défauts de charge positive) sont introduits, ce qui augmente la conductivité en permettant aux trous de se déplacer dans le réseau cristallin.

IV.3 Concentration de porteurs de charge : Le dopage affecte la concentration de porteurs de charge dans le silicium dopé. Dans le dopage de type N, la concentration d'électrons libres augmente, tandis que dans le dopage de type P, la concentration de trous libres augmente.

IV.4 Bande interdite effective : Le dopage modifie également la largeur de la bande interdite effective du silicium, qui est la bande énergétique entre la bande de valence et la

bande de conduction qui peut être traversée par les porteurs de charge. Cette modification affecte la mobilité des porteurs de charge et donc les propriétés de conduction du matériau.

V. différents types de semi-conducteurs

V.1 Dopage

Le dopage consiste à introduire de façon contrôlée des impuretés spécifiques dans un SC intrinsèque, ou aussi proche que possible du SC intrinsèque, de façon à faire varier sa résistivité et à l'adapter aux nécessités technologiques de la fabrication des composants (le matériau de base n'a pas la même résistivité dans un transistor petit signal que dans un transistor haute tension…). On fabrique ainsi un nouveau SC appelé « SC extrinsèque ».

Le choix des dopants repose sur de nombreux critères. Il faut :

• introduire des atomes dont le mode de liaison chimique soit compatible avec celui du SC initial ;

• que les atomes dopants occupent sensiblement le même volume que les atomes de silicium initiaux (sinon il y a risque de tensions mécaniques internes dans le matériau : cela casse…) ;

• ne pas introduire trop d'atomes dopants (sinon la répartition des atomes dopants ne se fera plus d'une façon homogène mais par petits « tas » qu'on appelle des précipités).

V.2 Semi-conducteurs de type P

Un semi-conducteur type P est un semi-conducteur intrinsèque (ex : silicium Si) dans lequel on a introduit des impuretés de type accepteurs (ex : Bohr B). Ces impuretés sont ainsi appelées parce qu'elles acceptent un électron de la bande de conduction pour réaliser une liaison avec le cristal semi-conducteur .

Dans la figure ci-dessous, on peut observer qu'un semi-conducteur dopé P présente une densité d'électrons n inférieure et une densité de trous p supérieure à celle du même semi-conducteur pris dans sa configuration naturelle. Les électrons sont considérés comme les porteurs minoritaires, tandis que les trous sont considérés comme les porteurs majeurs. La densité du dopant est toujours très supérieure à la densité des porteurs intrinsèques NA>>ni

pour les semi-conducteurs extrinsèques. La densité des trous est donc similaire à celle du dopant accepteur NA dans le cas d'un type P. La relation étant toujours vérifiée, nous obtenons pour les densités de porteurs :

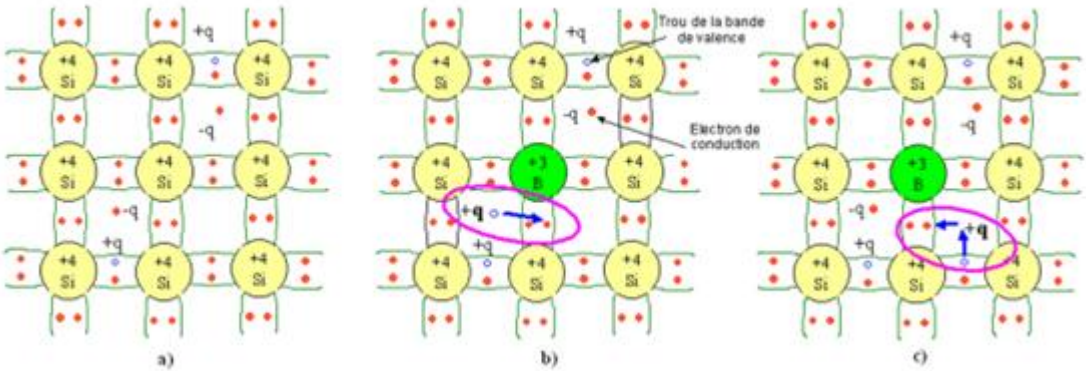


Figure I. 9: *Représentation schematique des liaisons pour le semiconducteur Si dopé P par du bohr, b)l'impureté B accepte un electron de conduction en baissant la densite d'électron n, c) l'impureté B accepte un electron de valence en augmentant la densite de trou p,*

$$n = \frac{n_i^2}{N_A} \tag{I.9}$$

$$p = N_A$$

Le niveau de Fermi pour un semi-conducteur type P ou potentiel chimique est alors :

$$E_{Fp} = E_v + kTln\frac{N_v}{N_A} \tag{I.10}$$

L'augmentation de la densité des accepteurs entraîne une approche plus proche de la bande de conduction du niveau de Fermi.

Si $N_A = N_v$, le niveau de Fermi pénètre dans la bande de conduction, on parle alors de dégénération du semiconducteur. La figure donne graphiquement le bilan électronique pour un semi-conducteur dopé P.

N_V : est la densité d'états effectives dans BV

N_A : la concentration d'accepteurs

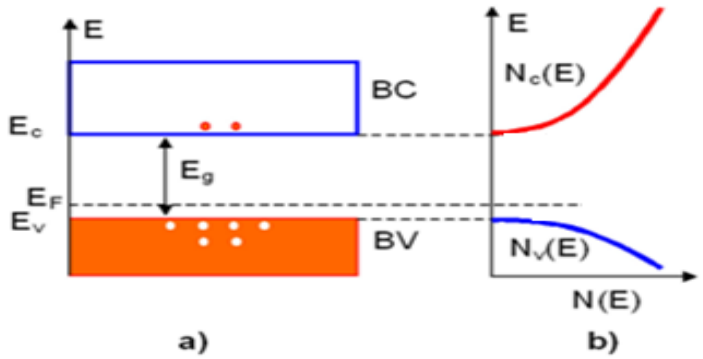


Figure I. 10: a) Diagramme des bandes d'énergie
b) densité d'états énergetique

V.3 Semi-conducteurs de type N

Un semi-conducteur de type N correspond à un semi-conducteur intrinsèque (comme le silicium Si) dans lequel des impuretés de type donneur (comme l'arsenic As) ont été mis en place. On nomme ces impuretés ainsi car elles fournissent un électron à la bande de conduction afin de former une liaison avec le cristal semi-conducteur.Un semi-conducteur de type N correspond à un semi-conducteur intrinsèque (comme le silicium Si) dans lequel des impuretés de type donneur (comme l'arsenic As) ont été mis en place. Ces impuretés sont ainsi appelées parce qu'elles donnent un électron à la bande de conduction pour réaliser une liaison avec le cristal semi-conducteur.

Il est évident dans la figure ci-dessus qu'un semi-conducteur dopé N présente une densité d'électrons n plus élevée et une densité de trous p plus faible que le même semi-conducteur pris dans sa configuration propre. On dit alors que les électrons sont les porteurs majoritaires et les trous, les porteurs minoritaires. Par analogie avec les semi-conducteurs de type P et en notant N_D la densité de donneurs, les densités de porteurs pour un semi-conducteur de type N sont :

$$n = N_D$$
$$p = \frac{n_i^2}{N_D} \qquad \text{(I.13)}$$

Le niveau de Fermi pour un semi-conducteur type N est alors :

$$E_{Fn} = E_c - kT\ln\frac{N_c}{N_D} \qquad \text{(I.14)}$$

N_C : est la densité d'états effectives dans B_C

N_D : la concentration des donneurs

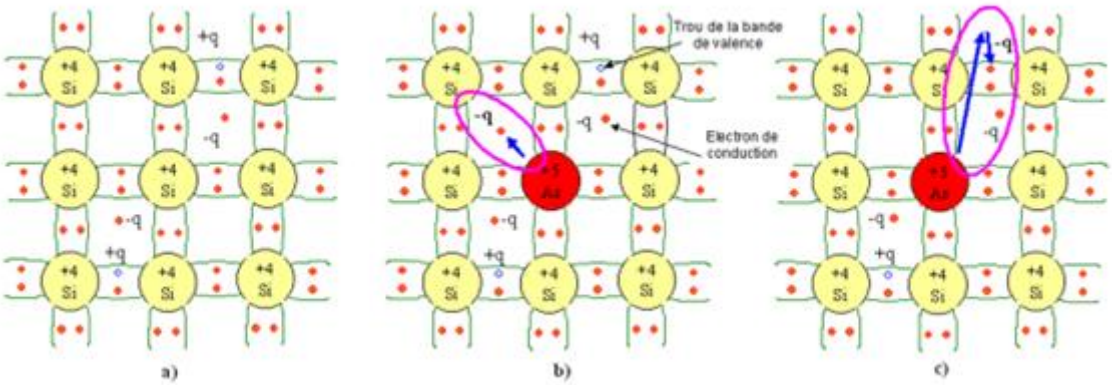


Figure I. 11: *Représentation schematique des liaisons pour le semiconducteur Si dopé N par L'Arsenic , b)l'impureté As donne un electron de conduction en augmentant la densite d'électron n, c) l'impureté As donne un electron de valence en baissant la densite de trou p,*

Ainsi plus la densité d'accepteurs est élevée plus le niveau de Fermi se rapproche de la bande de conduction. A la limite si $N_D=N_C$ le niveau de Fermi entre dans la bande de conduction, on dit alors que le semiconducteur est dégénéré.

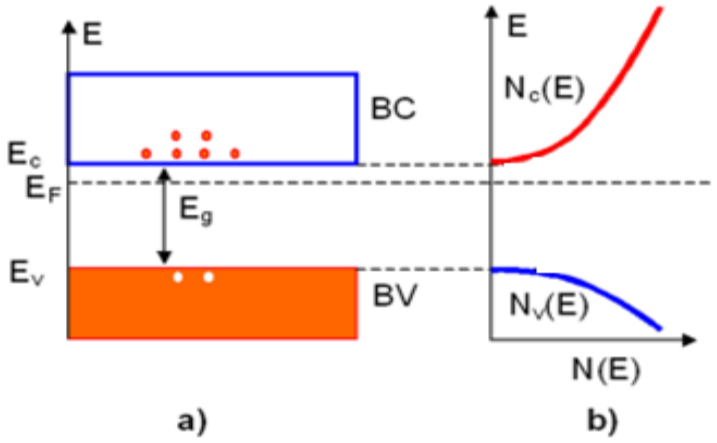


Figure I. 12: a) Diagramme des bandes d'énergie
b) densité d'états énergetique

VI. Jonction PN en équilibre

Une jonction PN est constituée de deux zones respectivement dopées P et N et juxtaposées d'une façon que nous supposerons abrupte.

La mise en contact d'une zone dopée N (riche en électrons de conduction) avec une zone P (riche en trous) va entraîner un processus de diffusion

Si les deux cristaux se touchent, la zone de contact est le siège des phénomènes suivants:

• les électrons libres du semi-conducteur de type N se recombinent avec les trous du semiconducteur de type P. De ce côté de la jonction, la charge devient donc négative;

• les trous du semiconducteur de type P se recombinent avec les électrons libres du semiconducteur de type N. Ainsi, la charge devient positive de ce côté de la jonction.

D'un côté et de l'autre de la jonction, une zone dépourvue de porteurs libres est créée, ce que l'on nomme la zone désertée ou encore la zone d'appauvrissements, zone d Dans la zone désertée, les charges négativessont égales aux charges positives. e charge d'espace (ZCE). Les charges fixes opposées créent un champ électrique interne.

Le nombre d'atomes ionisés, de part et d'autre de la jonction, est identique. En revanche, la concentration de sites ionisables est différente (Nd différend de Na à priori). Par conséquent, sans autre calcul, on a $N_a.X_a = N_d.X_d$

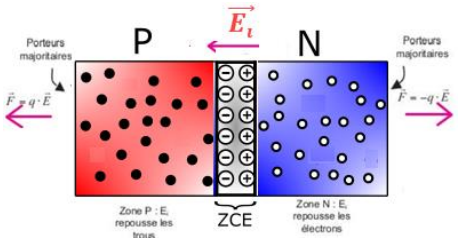


Figure I. 13: *jonction PN avec des porteurs majoritaire*

Le champ électrique créé à la jonction repousse les porteurs majoritaires. Sans intervention extérieure, ils ne peuvent pas franchir la barrière de potentiel. Ce même champ électrique interne *Ei* favorise le passage des porteurs minoritaires.

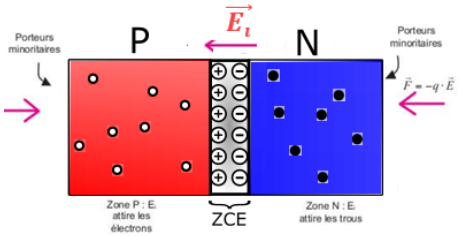


Figure I. 14: *jonction PN avec des porteurs minoritaire*

VI.1 Caractéristiques de la jonction à l'équilibre.

Du côté N, on a une zone de largeur Xd uniformément chargée, avec une densité de charges +q.Nd. Du côté P, on a une zone uniformément chargée qui a pour largeur *Xa* et pour densité de charge –q.Na.

Forme du champ électrique et du potentiel.

En utilisant l'équation de Poisson, on trouve facilement le champ électrique E et le potentiel V dans chaque zone du semi-conducteur. On appelle q la charge élémentaire et ε la permittivité du matériau (supposée identique partout).

On suppose que E = 0 à ∞

si x ∈ [-∞, $-X_d$] , on a E= 0 et on fixe V= 0

si x ∈ [$-X_d$, 0] , on a $E = \frac{-qN_d}{\varepsilon}(x + X_d)$ d'où $V = \frac{-qN_d}{\varepsilon}(\frac{x^2}{2} + x.X_d + \frac{{X_d}^2}{2})$

si x ∈ [0, X_a] , on a on a $E = \frac{qN_a}{\varepsilon}(x - X_a)$ d'où $V = -V_0 + \frac{qN_a}{\varepsilon}(\frac{x^2}{2} + x.X_a + \frac{{X_a}^2}{2})$

ou $V_0 = V(-X_d) + V(X_a) = -V(X_a)$

si x ∈ [X_a, +∞] , on a E= 0 et on fixe $V = -V_0$

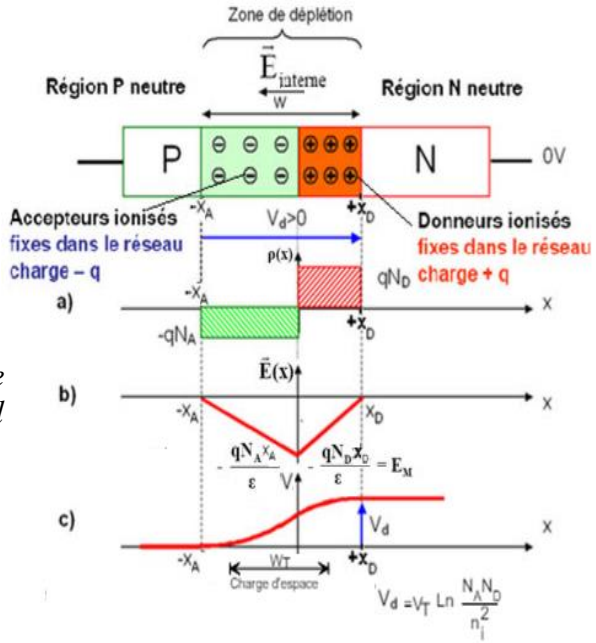


Figure I. 15 : *jonction PN a l'equilibre a) charge d'espace, b)champ electrique, c) potentiel electrostatique.*

Dans ces conditions les répartitions des charges, du champ électrique et du potentiel sont représentées sur la figure I.14. La région dépeuplée de porteurs mobiles est appelée zone de charge d'espace (ZCE). Elle a une épaisseur de l'ordre de 0,5 µm. La forme générale de la densité de charges dépend essentiellement du profil de dopage de la jonction X_I

CHAPITRE I

LES QUADRIPOLES

II. LES QUADRIPOLES



I Représentation d'un réseau passif par un quadripôle.

I.1 Définitions

Un quadripôle est un composant ou un circuit (ensemble de composants) à deux entrées et deux sorties qui permet de traiter des signaux ou de transférer de l'énergie entre deux dipôles : une paire de bornes en entrée sur laquelle est appliqué un signal et une paire en sortie par laquelle est extrait le signal traité.

L'entrée d'un quadripôle est alimentée par un générateur, tandis que la sortie du quadripôle alimente une charge (La charge peut par exemple être un système de mesure). On distingue deux types de quadripôles : actifs et passifs. Quadripôle est dit passif s'il ne comporte aucune source d'énergie, et est constitué uniquement de composant passifs (bobine, résistors, condensateurs...).

Il est actif dans le cas contraire. Q est dit linéaire si les éléments qui le composent sont linéaires (R, L, C...).

On distingue 3 types de quadripôles :

- Les quadripôles actifs.
- Les quadripôles passifs.
- Les quadripôles linéaires.

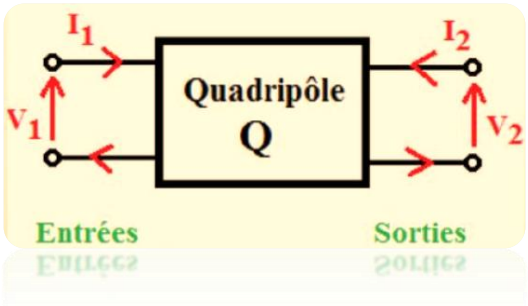


Figure II.1 : *Symbole d'un quadripôle*

Un quadripôle est linéaire si la variation des grandeurs de sortie V2 et I2, est proportionnelle à la variation des grandeurs d'entrée V1 et I1.

I.2 Représentation d'un quadripôle :

Le quadripôle peut être défini par quatre grandeurs électriques :

a) tension et courant d'entrée (V_1 et I_1),

b) tension et courant de sortie (V_2 et I_2).

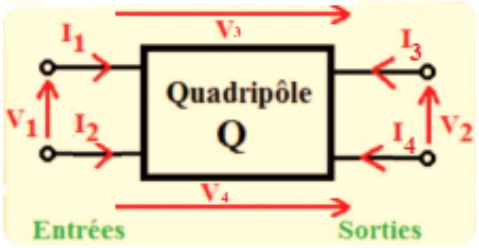
Les tensions et les courants aux bornes du quadripôle sont liés par des équations linéaires. Plusieurs représentations matricielles sont possibles qui sont utilisées pour représenter les quadripôles.

Pour un quadripôle passif, on a :

$$I_1 + I_2 + I_3 + I_4 = 0 \qquad \text{(II-1)}$$

Et

$$V_1 + V_2 + V_3 + V_4 = 0 \qquad \text{(II-2)}$$



La représentation quadripôle a pour principal intérêt de simplifier considérablement l'étude des circuits électroniques.

a) Matrice impédance [Z]

Les tensions d'entrée et de sortie son exprimées en fonction des courants d'entrée et de sortie. Les éléments de la matrice ont la dimension des impédances. On exprime les tensions en fonction des courants. Les éléments de la matrice ont la dimension d'impédances (résistances).

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = z \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} == \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

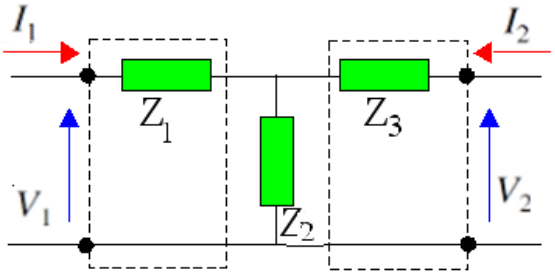


Figure II.2 : *Schéma équivalent d'un quadripôle en paramètres Z*

$$\Rightarrow \begin{cases} V_1 = z_{11} I_1 + z_{12} I_2 \\ V_2 = z_{21} I_1 + z_{22} I_2 \end{cases} \qquad \text{(II-3)}$$

$Z_{11} = \left(\frac{V_1}{I_1}\right)_{I_2=0}$: C'est l'impédance d'entrée avec sortie ouvert

$Z_{12} = \left(\frac{V_1}{I_2}\right)_{I_1=0}$: C'est l'impédance de transfert inverse avec l'entrée en circuit ouvert

$Z_{21} = \left(\frac{V_2}{I_1}\right)_{I_2=0}$: C'est l'impédance de transfert directe avec la sortie en circuit ouvert

$Z_{22} = \left(\frac{V_2}{I_2}\right)_{I_1=0}$: C'est l'impédance de sortie avec L'entrée en circuit ouvert

b) Matrice Admittance [Y]

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = Y \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \\ I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \end{cases} \quad \text{(II-4)}$$

$Y_{11} = \left(\frac{I_1}{V_1}\right)_{V_2=0}$: C'est l'admittance d'entrée avec sortie en court-circuit

$Y_{12} = \left(\frac{I_1}{V_2}\right)_{V_1=0}$: C'est l'admittance de transfert directe avec l'entrée en court-circuit

$Y_{21} = \left(\frac{I_2}{V_1}\right)_{V_2=0}$: C'est l'admittance de transfert inverse avec la sortie en court-circuit

$Y_{22} = \left(\frac{I_2}{V_2}\right)_{V_1=0}$: C'est l'admittance de sortie avec L'entrée en court-circuit

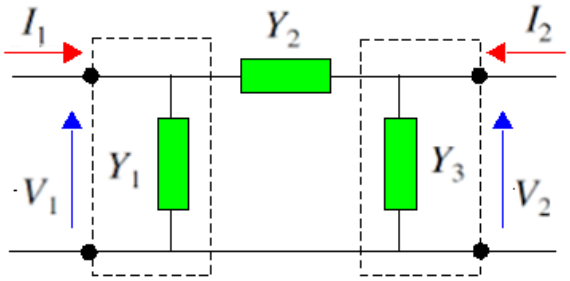


Figure II.3 : *Schéma équivalent d'un quadripôle en paramètres Y*

c) Matrice hybride [H]

On exprime le courant de sortie et la tension d'entrée en fonction du courant d'entrée et de la tension de sortie.

C'est une représentation utilisée généralement pour l'étude des transistors.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = H \times \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \\ I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \end{cases} \quad \text{(II-5)}$$

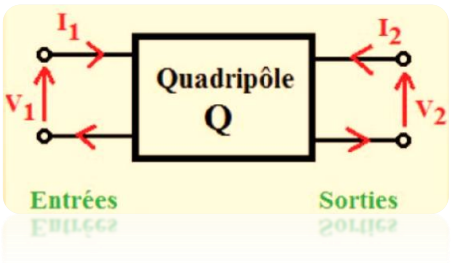


Figure II.4 : *Schéma équivalent d'un quadripôle en paramètres H*

$h_{11} = \left(\frac{V_1}{I_1}\right)_{V_2=0}$: C'est l'impédance d'entrée avec sortie en court-circuit

$h_{12} = \left(\frac{V_1}{V_2}\right)_{I_1=0}$: C'est le gain en tension inverse avec l'entrée en circuit ouvert

$h_{21} = \left(\frac{I_2}{I_1}\right)_{V_2=0}$: C'est le gain en courant directe avec la sortie en court-circuit

$h_{22} = \left(\frac{I_2}{V_2}\right)_{I_1=0}$: C'est l'admittance de sortie avec L'entrée en circuit ouvert

I.3 Représentation des quadripôles en schéma équivalent

a) Représentation impédance

Il est parfois commode de remplacer le quadripôle étudié par son schéma équivalent donné par la matrice du quadripôle. La connaissance de ce schéma équivalent est particulièrement utile lorsque le réseau réel n'est pas connu et que la détermination des paramètres résulte de mesure

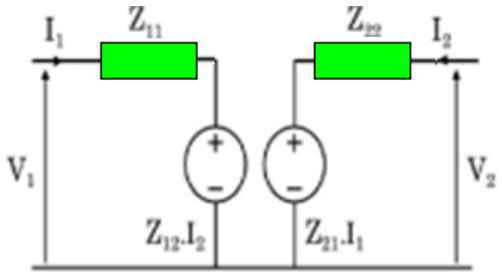


Figure II.5 : *Schéma électrique d'un quadripôle en paramètres Z*

b) Représentation admittance Schéma équivalent avec admittances et sources de courant

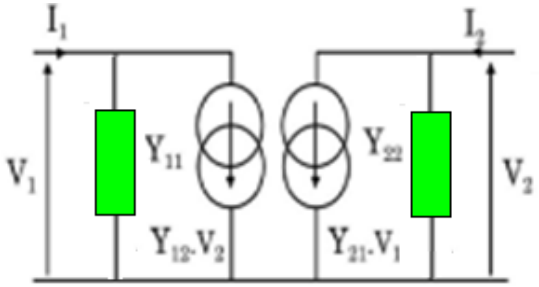


Figure II.6 : *Schéma électrique d'un quadripôle en paramètres Y*

c) Représentation Hybrides

Le circuit équivalent est composé d'une impédance (h), d'une admittance (h), d'une source de tension (h. V) et d'une source de courant (h. I).

L'impédance vue en sortie quand l'entrée est fermée par l'impédance du générateur

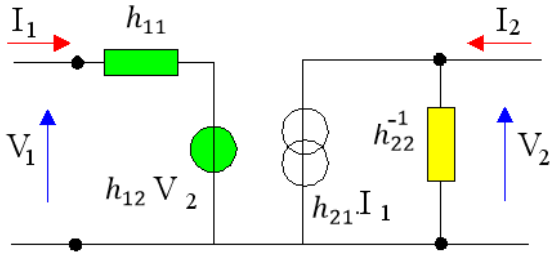


Figure II.7 : *Schéma électrique d'un quadripôle en paramètres H*

II. Les grandeurs du modèle équivalent d'un montage quadripôle

II.1 Les paramètres d'impédance

a) Association de résistance en Etoile :

Méthode 01

$Z_{11} = \left(\frac{V_1}{I_1}\right)_{I_2=0}$: C'est l'impédance d'entrée avec sortie ouvert

Cas 1

Si la sortie est en circuit ouvert (I_2=0), alors. Détermination de

Impédance d'entrée: Z_{11}

puisqu'on a : $\begin{cases} V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \\ V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2 \end{cases}$

Il résulte que:

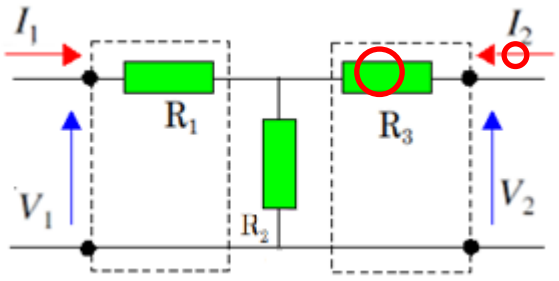


Figure II.8 : *Schéma équivalent d'un quadripôle en paramètres R I_2=0*

Alors $\begin{cases} V_1 = z_{11} I_1 \\ V_2 = z_{21} I_1 \end{cases}$ (II-6)

$$V_1 = (R_1 + R_2) I_1$$

$$Z_{11} = \frac{V_1}{I_1}\Big|_{I_2=0} = R_1 + R_2 \quad \text{(II-7)}$$

Impédance de transfert direct : Z_{21}

$$V_2 = R_2 I_1 \quad \text{(II-8)}$$

$$Z_{21} = \frac{V_2}{I_1}\Big|_{I_2=0} = R_2 \quad \text{(II-9)}$$

Cas 2

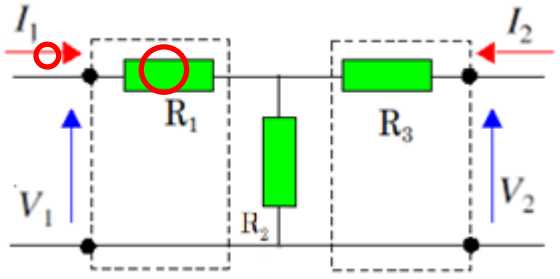


Figure II.9 : *Schéma équivalent d'un quadripôle en paramètres R I_1=0*

Si l'entrée est en circuit ouvert (I_1=0), alors:

Il résulte que:

$$\begin{cases} V_1 = z_{12} I_2 \\ V_2 = z_{22} I_2 \end{cases} \quad \text{(II-10)}$$

Impédance de sortie : Z_{22}

$$Z_{22} = \frac{V_2}{I_2}\Big|_{I_1=0}$$

$$V_2 = (R_2 + R_3) I_2 \quad \text{(II-11)}$$

$$Z_{22} = \frac{V_2}{I_2}\Big|_{I_1=0} = R_2 + R_3 \quad \text{(II-12)}$$

Impédance de transfert inverse : Z_{12}

$$V_1 = R_2 I_1 \quad \text{(II-13)}$$

$$Z_{21} = \frac{V_2}{I_1}\Big|_{I_2=0} = R_2 \quad \text{(II-14)}$$

Ecriture de matrice

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + R_2 & R_2 \\ R_2 & R_2 + R_3 \end{bmatrix}$$



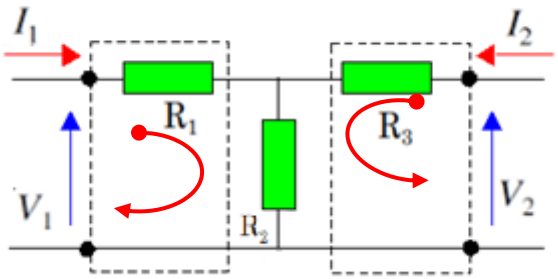


Figure II.10 : *schéma d'un circuit*

Méthode 02

En appliquant la loi de maille

$$\begin{cases} V_1 = R_1 I_1 + R_2(I_1 + I_2) = (R_1 + R_2)I_1 + R_2 I_2 = z_{11} I_1 + z_{12} I_2 \\ V_2 = R_3 I_1 + R_2(I_1 + I_2) = R_2 I_1 + (R_2 + R_3)I_2 = z_{21} I_1 + z_{22} I_2 \end{cases}$$

b) Association de résistances en triangle

(1ère méthode)

Détermination de Y11 : Si V2 = 0 alors

$I_1 = V_1 . Y_{11}$ (II-15)

$I_2 = V_1 . Y_{21}$ (II-16)

$I_2 = -V_1 . Y_2$ (II-17)

$I = -(I_1 + I_2) = -V_1 . Y_1$ (II-18)

$(\text{II} - 17) + (\text{II} - 18) \Rightarrow I_1 = V_1 . (Y_1 + Y_2)$ (II-19)

De (II-15) et (II-19) ; on peut écrire

$Y_{11} = Y_1 + Y_2$

Et même pour (II-16) et (II-17)

$Y_{21} = -Y_2$

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11}.V_1 + Y_{12}.V_2 \\ I_2 = Y_{21}.V_1 + Y_{22}.V_2 \end{cases}$$

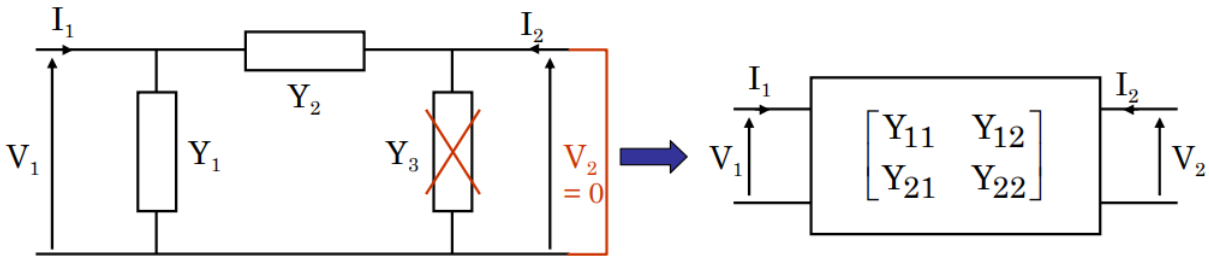


Figure II.11 : *Schéma équivalent d'un quadripôle en paramètres Y V_2 =0*

Détermination de Y_{22} : Si $V_1 = 0$ alors

$$\begin{cases} I_1 = Y_{12}V_2 \\ I_2 = Y_{22}V_2 \end{cases} \quad \text{(II-20)}$$

$I_1 = -V_2.Y_2$ (II-21)

$I = -(I_1 + I_2) = -V_2.Y_3$ (II-22)

$(\text{II} - 21) + (\text{II} - 22) \Rightarrow I_2 = V_2.(Y_2 + Y_3)$ (II-23)

De (II-20) et (II-23); on peut écrire

$Y_{22} = Y_2 + Y_3$

Et même pour (II-20) et (II-21);

$Y_{12} = -Y_2$

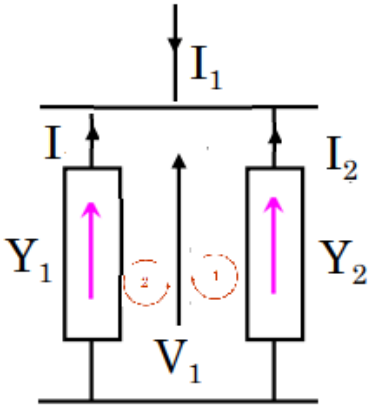


Figure II.12 : *circuit électrique*

(2ème méthode)

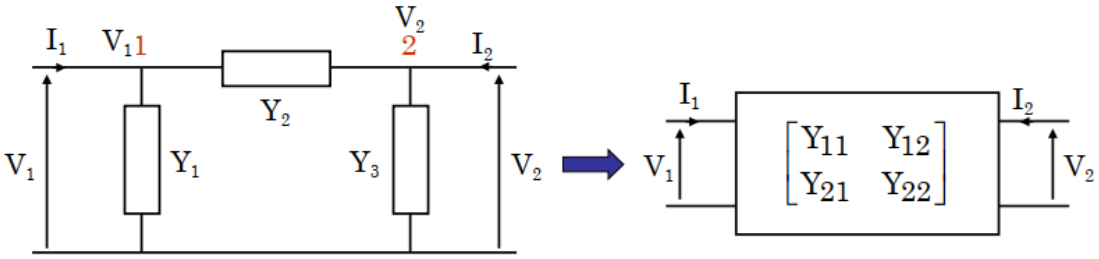


Figure II.13 : *circuit électrique*

On écrit la loi des nœuds en entrée et en sortie:

$I_1 = I_{Y1} + I_{Y2}$ (II-24)

$I_1 = I_{Y3} + I_{Y2}$ (II-25)

$I_{Y1} = V_1.Y_1 \; ; I_{Y12} = (V_1 - V_2).Y_1$

$I_{Y3} = V_2.Y_3 \; ; I_{Y21} = (V_2 - V_1).Y_1$

$$\begin{cases} I_1 = Y_1.V_1 + Y_2.(V_1 - V_2) = (Y_1 + Y_2).V_1 - Y_2.V_2 = Y_{11}.V_1 + Y_{12}.V_2 \\ I_2 = Y_3.V_2 + Y_2.(V_2 - V_1) = -Y_2.V_1 + (Y_2 + Y_3).V_2 = Y_{21}.V_1 + Y_{22}.V_2 \end{cases} \quad \text{(II-26)}$$

II.2. Caractéristiques d'un quadripôle en charge et attaquée par une source de tension réelle:

Pour caractériser un quadripôle, on connecte un dipôle source (Eg, Rg) aux deux bornes d'entrée. Aux deux bornes de sortie, nous branchons un dipôle de charge noté ZU (Fig.II.14)

Si par exemple nous définissons le quadripôle Q par ses paramètres Z, les équations qui permettent de déterminer l'état du réseau sont:

II.2.1 Les grandeurs fondamentales

a) Impédance d'entrée Z_E

R_E est l'impédance vue en entrée quand la sortie est chargée par une impédance RC. La matrice impédance permet d'écrire :

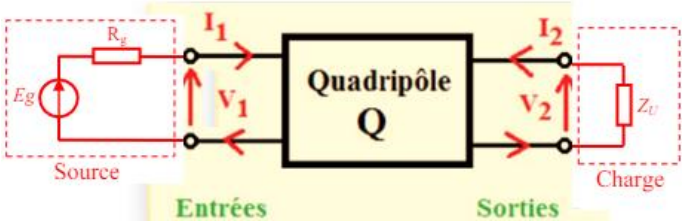


Figure II.14 : Association en parallèle de deux quadripôles

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 = -Z_C I_2 \end{cases} \quad \text{(II-27)}$$

$$Z_E = \frac{V_1}{I_1} \quad \text{(II-28)}$$

$$I_2 = -\frac{Z_{21}}{Z_{22}+Z_C} I_1 \quad \text{(II-29)}$$

$$V_1 = Z_{11}I_1 - Z_{12}\frac{Z_{21}}{Z_{22}+Z_C} I_1$$

$$V_1 = \left(Z_{11} - Z_{12}\frac{Z_{21}}{Z_{22}+Z_C}\right) I_1$$

Alors :

$$Z_E = Z_{11} - Z_{12}\frac{Z_{21}}{Z_{22}+Z_C} \quad \text{(II-30)}$$

Si le quadripôle n'est pas chargé $\longrightarrow z_C \mapsto \infty$

$$Z_E = Z_{11}$$

b) Impédance de sortie Z_S

R_S est l'impédance vue en sortie quand l'entrée est fermée par l'impédance du générateur R_G. La matrice impédance permet d'écrire

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 = -R_G I_1 \\ V_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 = -Z_C I_2 \end{aligned} \quad \text{(II-31)}$$

$$V_2 = -Z_C I_2$$

$$I_2 = -\frac{R_G+Z_{11}}{Z_{12}} I_1 \quad \text{(II-32)}$$

$$I_1 = -\frac{Z_C+Z_{22}}{Z_{21}} I_2 \quad \text{(II-33)}$$

$$-\frac{Z_C+Z_{22}}{Z_{21}} = -\frac{Z_{12}}{R_G+Z_{11}} \qquad Z_C = -\frac{Z_{12}Z_{21}}{R_G+Z_{11}} + Z_{22} \quad \text{(II-34)}$$

c) Gain en courant G_A :

De l'équation (II-33)

$$G_A = \frac{I_2}{I_1} = -\frac{Z_{21}}{Z_C+Z_{22}} \quad \text{(II-35)}$$

d) Gain en courant G_V :

$$G_V = \frac{V_2}{V_1} = -\frac{Z_C, I_2}{Z_E I_1} = \frac{Z_C,}{Z_E}\frac{Z_{21}}{Z_C + Z_{22}} \qquad \text{(II-36)}$$

II.2.2 Association de quadripôles:

a) Association en série de deux quadripôles:

Dans ce cas, la tension d'entrée (de sortie) du quadripôle résultant (Fig.II.15) est la somme des tensions d'entrée (de sortie) des quadripôles associés en série:

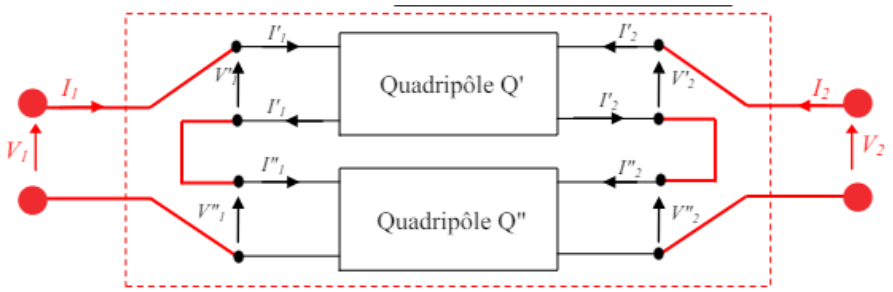


Figure II.15 : Association en série de deux quadripôles

$$V_1 = V_1' + V_1'' \qquad \text{(II-37)}$$

et

$$V_2 = V_2' + V_2'' \qquad \text{(II-38)}$$

Les courants sont identiques:

$$I_1 = I_1' = I_1'' \qquad \text{(II-39)}$$

et

$$I_2 = I_2' = I_2'' \qquad \text{(II-40)}$$

La matrice [Z] du quadripôle équivalent à la mise en série de Q' et Q" est donnée par:

$$[Z] = [Z'] + [Z''] \qquad \text{(II-41)}$$

b) Association en parallèle de deux quadripôles:

Dans ce cas, le courant d'entrée (de sortie) du quadripôle résultant (Fig.II.16) est la somme des courants d'entrée (de sortie) des quadripôles associés en parallèle:

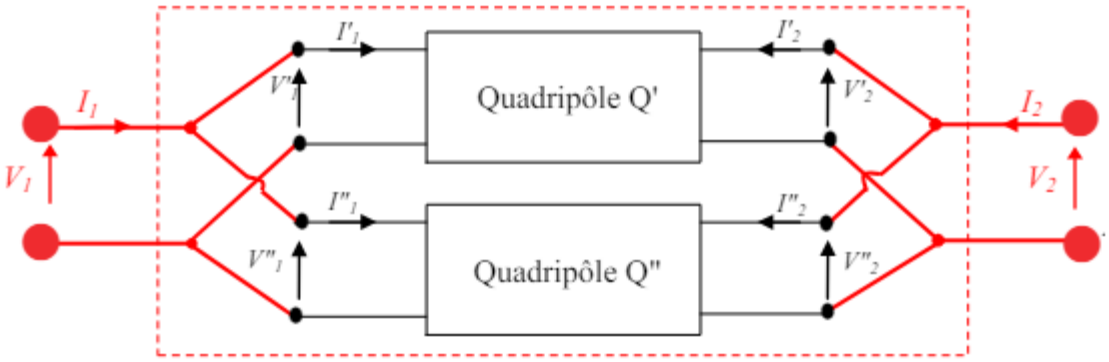


Figure II.16 : Association en parallèle de deux quadripôles

$$I_1 = I_1' + I_1'' \quad \text{(II-42)}$$

et

$$I_2 = I_2' + I_2'' \quad \text{(II-43)}$$

Les tensions sont identiques:

$$V_1 = V_1' = V_1'' \quad \text{(II-44)}$$

et

$$V_2 = V_2' = V_2'' \quad \text{(II-45)}$$

La matrice [Y] du quadripôle équivalent à la mise en série de Q' et Q" est donnée par:

$$[Y] = [Y'] + [Y''] \quad \text{(II-46)}$$

II.2.3 Application à l'adaptation

Un quadripôle est un circuit électrique ou électronique à quatre bornes, généralement utilisé pour modéliser le comportement d'un dispositif complexe. L'adaptation en électronique fait référence à la correspondance d'impédance entre différentes parties d'un circuit pour maximiser le transfert de puissance. Les quadripôles sont largement utilisés dans ce contexte. Voici quelques applications de quadripôles dans le domaine de l'adaptation :

1. **Adaptation d'impédance** : Les quadripôles sont souvent utilisés pour adapter l'impédance de sortie d'un dispositif à l'impédance d'entrée d'un autre. Cela permet d'optimiser le transfert de puissance entre les différentes parties d'un système.
2. **Réseaux d'adaptation d'antenne** : En radiofréquence, les antennes ont souvent des impédances spécifiques. Les quadripôles peuvent être utilisés pour concevoir des réseaux d'adaptation qui permettent de connecter une antenne à un émetteur ou un récepteur avec

une adaptation d'impédance maximale.

3. **Lignes de transmission adaptatives** : Les lignes de transmission, notamment à radiofréquence, peuvent être adaptées en utilisant des quadripôles pour minimiser les réflexions d'impédance et maximiser le transfert de puissance.

En résumé, les quadripôles sont largement utilisés dans le domaine de l'adaptation pour optimiser les correspondances d'impédance et maximiser le transfert de puissance entre différentes parties d'un système électrique ou électronique.

a) Adaptation d'impédance

L'adaptation d'impédance constitue un problème essentiel en électronique : un récepteur d'impédance Z_P doit recevoir la puissance maximale d'un système spécifique.

Il est possible de substituer le système qui alimente le récepteur par un générateur de f.é.m. Ug et d'impédance interne Zi en utilisant le théorème de Thévenin. Dans la pratique, il y a deux cas différents : un cas spécifique qui est très fréquent et un cas général qui est peu courant..

a) Cas particulier

Puissance active absorbée par le récepteur. Adaptation d'impédance

En fait, le cas le plus fréquent est celui où le récepteur et le générateur de Thévenin sont des résistances pures.

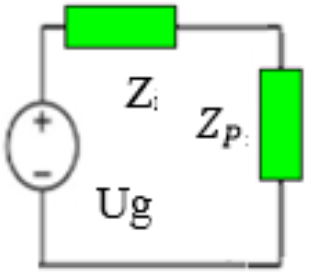


Figure II.17 : *circuit électrique*

Calculons la puissance active absorbée par le récepteur :

$Z_i = R_i$; $Z_P = R_P$

$$P = R_P I^2 = \frac{R_P {U_g}^2}{(R_P + R_i)^2} \qquad \text{(II-47)}$$

On peut l'exprimer autrement :

$$P = \frac{{U_g}^2}{\left(\sqrt{R_P} + \frac{R_i}{\sqrt{R_P}}\right)^2} \qquad \text{(II-48)}$$

Le dénominateur se présente comme le carré de la somme de deux termes dont le produit est constant. Sa valeur est donc maximale quand ces termes sont égaux, soit $R_P=R_i$

b) Cas général

Dans le cas général, le récepteur et le générateur de Thévenin sont des impédances quelconques : $Z_i = R_i + jX_i$; $Z_P = R_P + jX_P$

Les parties X_i , X_P des impédances sont positives ou négatives suivant qu'il s'agit d'inductances ou de capacités.

La puissance active absorbée dans ce cas par le récepteur a pour expression :

$$P = R_P I^2 = \frac{R_P {U_g}^2}{(R_P+R_i)^2+(X_P+X_i)^2} \qquad \text{(II-49)}$$

Cette puissance est d'autant plus élevée que le dénominateur est plus faible. Étant donné que la somme de deux termes est le dénominateur, il est préférable d'annuler l'un des deux termes ; cela ne peut être réalisé qu'en annulant (théoriquement) l'un des deux termes. Cependant, seul le deuxième peut être nul lorsque $X_P = -X_i$.

Supposons cette condition satisfaite. On est alors ramené au cas précédent, ce qui impose comme deuxième condition $R_P = R_i$.

Cette double condition peut s'exprimer sous la forme suivante :

Un récepteur reçoit la puissance maximale si son impédance est le conjugué de l'impédance du générateur de Thévenin qui l'alimente :

$$Z_P = \overline{Z_\iota} \qquad \text{(II-50)}$$

Dans cette étude, une application cruciale du quadripôle passif a été mise en évidence, pouvant être considérée comme un adaptateur d'impédance.

Il est nécessaire que le récepteur reçoive la puissance maximale d'un générateur de Thévenin d'impédance interne. Il est envisageable d'ajuster l'impédance de la charge en ajoutant un quadripôle entre le générateur et le récepteur.

Les critères d'adaptation se manifestent sous la forme de :

$$\overline{Z_\iota} = Z_{11} - \frac{{Z_{12}}^2}{Z_u+Z_{22}} \qquad \text{(II-51)}$$

III. Filtres

III.1 Définitions

Un filtre est un quadripôle linéaire qui ne laisse passer que les signaux compris dans un domaine de fréquence limité appelé bande passante du filtre. Il permet d'éliminer des fréquences parasites indésirables.

Le rôle principal des filtres en électronique et en traitement du signal est **d'atténuer certaines composantes d'un signal (partie inutile du signal)** et **de laisser passer d'autres (partie utile du signal)**.

Plusieurs types de filtres existent, à titre d'exemple : **les filtres passe-bas**, **passe-haut**, **passe bande** etc.

Les filtres peuvent être classés selon leurs natures (analogiques, numériques),

Les filtres analogiques se subdivisent en plusieurs catégories :

- Les filtres passifs constitués de dipôles passifs linéaire (résistances, condensateurs, bobines)
- Les filtres actifs constitués de dipôles passifs linéaires et de composants actifs linéaires (transistors, amplificateurs opérationnels).

Nous allons dans la suite de ce chapitre nous intéresser aux filtres passifs de premier et de second ordre. Dans une première partie nous allons expliquer la méthode de traçage des diagrammes de Bode pour un système de premier et second ordre. Dans une première partie nous allons expliquer la méthode de traçage des diagrammes de Bode pour un système de premier et second ordre.

III.2 Types des filtres passifs

III.2.1 Filtre passe-bas

Un filtre passe-bas laisse passer toutes les fréquences entre la fréquence nulle et la fréquence de coupure fc et atténue toutes les fréquences supérieures à celle-ci. Avec un filtre passe-bas, les fréquences comprises entre 0 et fc forment la bande passante du filtre (BP). Il est très utilisé en audio, pour atténuer les aigues. Ceci donne une fonction de transfert dont le module ressemble à :

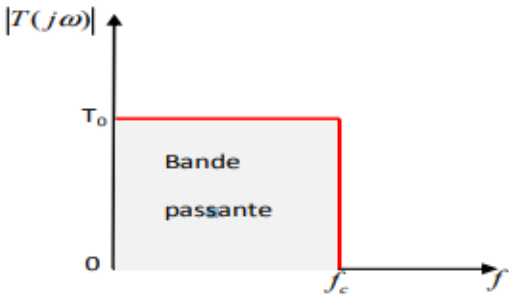


Figure II.18 : *Gain d'un filtre passe-bas idéale*

III.2.2 Filtre passe-haut

Un filtre passe-haut atténue toutes les fréquences entre la fréquence nulle et la fréquence de coupure fc et laisse passer toutes les fréquences supérieures à fc. On dit que la bande passante est [fc ;+∞]. Il est très utilisé en audio, pour atténuer les graves.

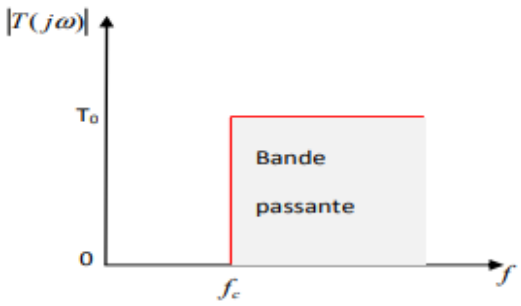


Figure II.19 : *Gain d'un filtre passe-haut idéale*

III.2.3 Filtre passe-bande

permet de passer seulement les fréquences comprises entre les deux fréquences de coupure inférieure fc1 et supérieure fc2. On dit que la bande passante est [fc1 ;fc2]. Il est très utilisé dans les récepteurs radio pour isoler le signal que l'on désire capter.

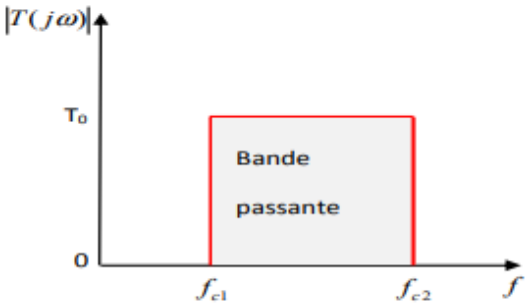


Figure II .20 : *Gain d'un filtre passe-bande idéale*

III.2.4 Filtre coupe-bande

Un filtre coupe-bande, aussi appelé réjecteur de bande, laisse passer tout sauf ce qui entre les deux fréquences de coupure fc1 et fc2. La bande de fréquences atténuées ou "coupées" se situe donc entre fc1 et fc2. On dit que la bande passante est [0 ;fc1] ∪ [fc2 ;+∞] . Il est très utilisé pour supprimer le signal parasite du secteur (50 Hz).

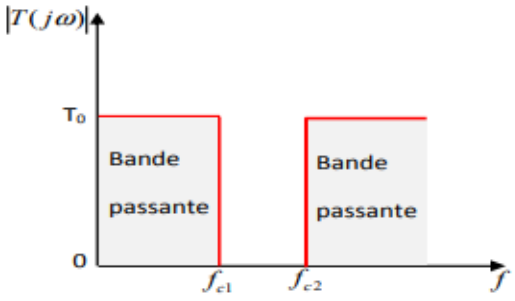


Figure II.21 : *Gain d'un filtre coupe-bande idéale*

III.3 Notion de fonction de transfert

Le comportement d'un filtre est défini par l'étude fréquentielle de la fonction de transfert entre la tension de sortie et la tension d'entrée du filtre. D'une manière générale, en régime sinusoidal, on appelle fonction de transfert la fonction de ω (pulsation) que nous noterons T(jω) définie par :

$$T(jw) = \frac{V_s(jw)}{V_e(jw)} = T(w)e^{j\varphi} \qquad \text{(II-52)}$$

• $T(w) = \left|\frac{V_s}{V_e}\right|$ appelé le module de la fonction de transfert.

ϕ est l'argument ou déphasage de la sortie par rapport à l'entrée.

III.4 Diagramme de bode

Méthode de traçage des diagrammes de Bode Afin de tracer les diagrammes de Bode correspondants à une fonction de transfert $G(j\omega)$, il est nécessaire de commencer par exprimer le gain G_{db} , le gain en décibel, ainsi que le déphasage $\boldsymbol{\varphi}$ en fonction de la fréquence ou de la pulsation ω avec :

$$G_{db} = 20.\log|G(j\omega)| \qquad \text{(II-53)}$$

$$\varphi = arg\big(G(j\omega)\big) \qquad \text{(II-54)}$$

Ensuite, il est nécessaire de calculer les limites spécifiques pour identifier les diverses asymptotes du diagramme.

Le suivi est effectué à l'aide d'une échelle semi-log qui présente l'avantage de réduire la taille des données tout en maintenant la représentation des faibles valeurs.

Toute fonction f(x) = log (x) se représente sur un papier semi-log sous forme d'une droite. Les filtres actifs de premier ordre Les différents types de filtres peuvent être reconnus à partir de leur forme canonique. Au cours de ce paragraphe, nous allons citer les diverses formes de filtres de premier ordre ainsi qu'une analyse de leurs comportements en fonction de la fréquence en traçant à chaque fois les diagrammes de BODE correspondants...

Les diagrammes de Bode consistent à tracer deux graphes correspondant respectivement au gain réel et au déphasage. Pour la courbe de gain, on trace $G_{db} = 20.\log|G(j\omega)|$ défini comme le gain en décibels et, de surcroît, avec une échelle logarithmique en abscisse.

Il existe deux intérêts essentiels au choix du tracé logarithmique du gain.

Un gain réel *G(x))* supérieur à 1 correspond à un gain en décibels positif tandis qu'un gain réel inférieur à 1 correspond à un gain en décibels négatif.

On a bien sûr $G_{db} = 20.\log|G(j\omega)| = 0Db$ pour *G(x))* = 1.

En règle générale, on porte directement les valeurs de ω sur l'axe des abscisses en respectant l'échelle logarithmique et en plaçant la pulsation $\omega = 1$ à l'origine de cet axe (puisqu'elle correspond à log ω = 0). On notera également que la pulsation *(ω* = 0 ne peut apparaître sur l'axe qu'en « moins l'infini »

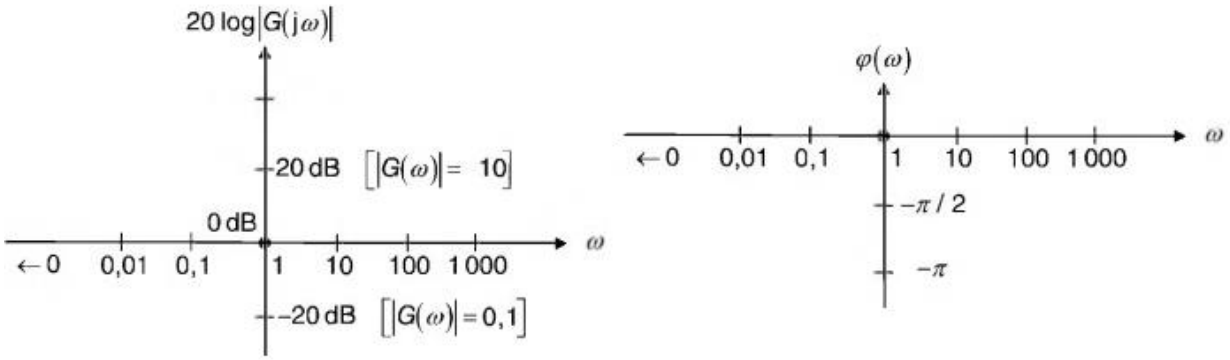


Figure II.22 : *Repères d'un diagramme de bode*

III.5 Filtre du premier ordre

Un filtre est dit du premier ordre si sa fonction de transfert ne contient que des constantes et la première puissance de jω.

avec $x = \frac{w}{w_c}$ est la pulsation normalisée appelée aussi pulsation réduite.

III.5.1 Filtre passe-bas

Un **filtre passe-bas** bas favorise la transmission de signaux de fréquences basses, inférieures à une fréquence caractéristiques *f*1 ; et qui atténue les hautes fréquences, c'est-à-dire les fréquences supérieures à la fréquence de coupure.

Il pourrait également être appelé filtre coupe-haut. Le filtre passe-bas est l'inverse du filtre passe-haut et ces deux filtres combinés forment un filtre passe-bande.

Un filtre passe-bas du premier ordre est caractérisé par sa fréquence de coupure f_c.

Les filtres passe-bas sont très utilisés en traitement du signal.

On peut citer quelques applications :

- Extraction de la valeur moyenne d'un signal (composante continue).

- Filtrage du bruit.
- Filtre anti-repliement pour la numérisation des signaux.
- Filtre de lissage pour la conversion numérique-analogique

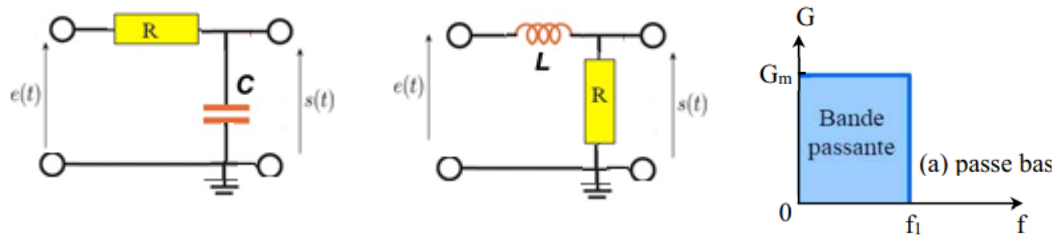


Figure II.23 : *circuit filtre passe-bas du premier ordre*

III.5.1.1 Etude d'un filtre passe-bas

Les filtres passe-bas du premier ordre peuvent se mettre sous la forme :

$$T(jw) = T_0 \frac{1}{1+jx} \qquad \text{(II-55)}$$

Donc il s'agit d'un filtre passe-bas : les tensions de basses fréquences sont transmis à la sortie, les hautes fréquences étant éliminées.

• Remarque : *Comportement d'un condensateur* (dont l'impédance est Z = $\frac{1}{jC\omega}$) :

En BF : Circuit ouvert (ou interrupteur ouvert).

En HF : Court-circuit (ou interrupteur fermé)

Tracer un diagramme de bode pour le gain :

Pour tracer le diagramme de bode du gain, il faudra suivre les démarches suivantes :

• On détermine la fonction de transfert à traçer T(jω).

• On calcule le module la fonction de transfert |T(jω)| .

• On calcule le gain GdB = 20 log |T(jω)|.

• On calcule les asymptotes :

à basse fréquence (ω → 0) ;

à haute fréquence (ω → ∞).

• Les asymptotes se rencontrent au point ωc = ω (pulsation de coupure ou pulsation de casure). L'allure des courbes réelles se déduit ensuite très simplement à partir des tracés asymptotiques.

Pour ω = ωc, le gain réel est toujours de -3 dB du gain maximal.

a) Circuit RC

La manière la plus simple de réaliser physiquement ce filtre est d'utiliser un circuit RC. Comme son nom l'indique, ce circuit est constitué d'une résistance *R* et d'un condensateur de capacité *C*. Ces deux éléments sont placés en série avec la source *Ve* du signal. Le signal de sortie *Vs* est récupéré aux bornes du condensateur. Pour retrouver la fonction de transfert de ce filtre, il faut travailler dans le domaine de Laplace en utilisant les impédances des éléments.

Avec cette technique, le circuit devient un simple diviseur de tension, et on obtient :

$$V_s(j\omega) = V_e(j\omega)\frac{\frac{1}{jC\omega}}{R+\frac{1}{jC\omega}} = V_e(j\omega)\frac{1}{1+jRC\omega}$$

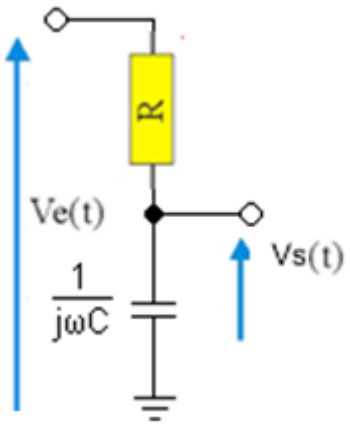


Figure II.24 : *circuit filtre passe-bas (*RC)

Dans cette équation, *j* est un nombre complexe (j tel que j^2=-1) et ω est la pulsation du circuit ou fréquence radiale, exprimée en rad/s.

On tire immédiatement la fonction de transfert de ce système à partir du modèle laplacien en utilisant le principe du pont diviseur de tension vue précédemment:

$$G(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = \frac{1}{1+jRC\omega} \qquad \text{(II-56)}$$

Comme la fréquence de coupure d'un circuit RC est :

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \qquad \text{(II-57)}$$

On a : $|G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+R^2C^2\omega^2}}$

$$|G(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+R^2C^2\omega^2}}$$

$$|G(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_C}\right)^2}} \qquad \text{(II-58)}$$

Fonction de transfert

Selon la fonction de transfert on a :

$$G(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = \frac{Z_R}{Z_R+jZ_C} = \frac{\frac{1}{jC\omega}}{R+\frac{1}{jC\omega}} = \frac{1}{1+jRC\omega} = \frac{1+j0}{1+j\frac{\omega}{\omega_C}} \qquad \text{(II-59)}$$

avec ; $Z_R = R$ et $Z_C = \frac{1}{jC\omega}$

Module de $G(j\omega)$

$$\|G(j\omega)\| = \left\|\frac{1+j0}{1+j\frac{\omega}{\omega_C}}\right\| = \frac{\|1+j0\|}{\left\|1+j\frac{\omega}{\omega_C}\right\|} = \frac{\sqrt{1^2+0^2}}{\sqrt{1+R^2C^2\omega^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+R^2C^2\omega^2}} \qquad \text{(II-60)}$$

Gain de $G(j\omega)$: G_{db}

$$G_{db} = 20.\log|G(j\omega)| = 20.\log\frac{1}{\sqrt{1+R^2C^2\omega^2}} = 20.\log\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}}$$

$$= 20.\log 1 - 20.\log\sqrt{1+R^2C^2\omega^2} = -10.\log\left(1+\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)$$

$$G_{db} = -10.\log\left(1+\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right) \qquad \text{(II-61)}$$

L'étude d'asymptotique de cette fonction nous donne :

Pour $\omega \ll \omega_C = \frac{1}{RC}$ on a : $|G(j\omega)| \to 1 \Rightarrow G_{db} = -10.\log\left(1+\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right) = 0db$

Pour $\omega \gg \omega_C = \frac{1}{RC}$ on a : $|G(j\omega)| \approx \frac{1}{RC} \Rightarrow \quad G_{db} = 20.\log|0| = -\infty$

Argument de $G(j\omega)$: φ

$$\varphi = \frac{\operatorname{arctang}\frac{0}{1}}{\operatorname{arctang}\frac{\omega}{\frac{\omega_c}{1}}} = 0 - \operatorname{arctang}\frac{\omega}{\omega_c}$$

$$\varphi = 0 - \operatorname{arctang}\frac{\omega}{\omega_c} \qquad \text{(II-62)}$$

Ici ω_c, la pulsation de coupure, est également l'inverse de la constante de temps τ du circuit

(majorée de la constante 2π). Ainsi, on obtient bien la fonction de transfert typique du filtre passe-bas du premier ordre.

Avec cette fonction de transfert, on peut obtenir les diagrammes de Bode :

Diagramme de Bode du Gain G(db)=f(ω) :

ω	0	$\omega_c/10$	ω_c	$10.\omega_c$	∞
$\|\|G(j\omega)\|\|$	1	–	$1/\sqrt{2}$	$1/10$	**0**
$G_{db} = 20.\log\|G(j\omega)\|$	0	-	-3	-20	$-\infty$

Tableau II.1 :

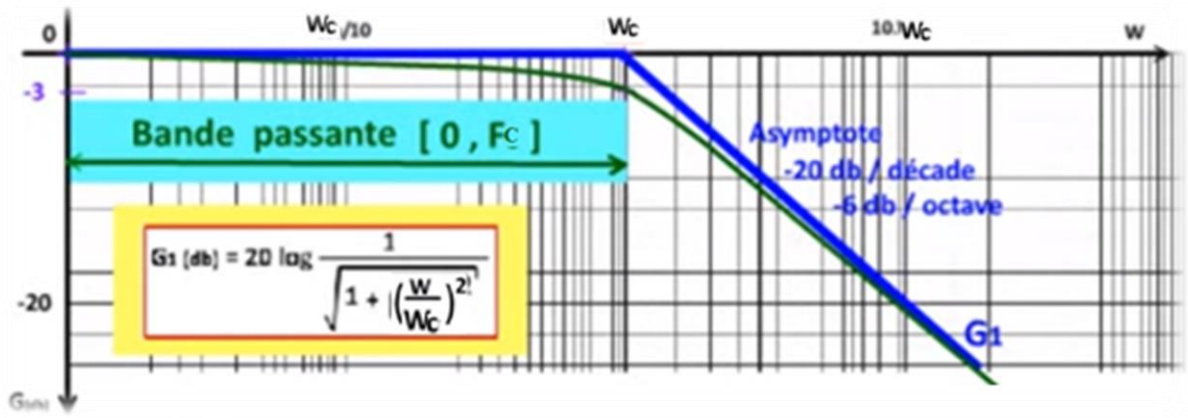


Figure II.24 : *Diagramme de bode du gain d'un filtre passe-bas*

Diagramme de Bode en phase φ =f(ω) :

ω	0	$\omega_c/10$	ω_c	$10.\omega_c$	∞
φ	0	–	$-\pi/4$	–	$-\pi/2$

Tableau II.2 :

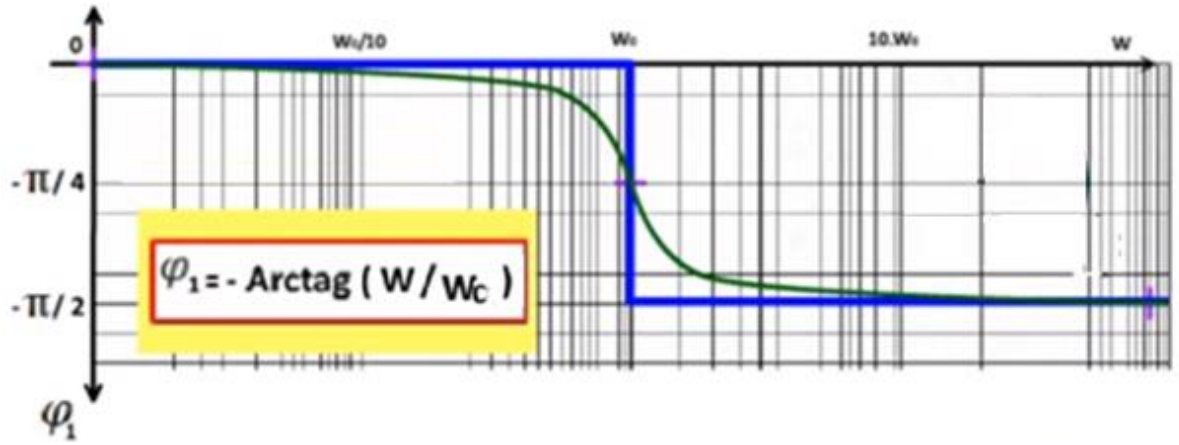
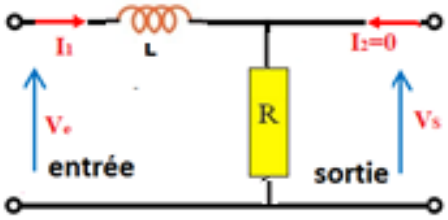


Figure II.25 : *Diagramme de bode en phase d'un filtre passe-bas*

b) Circuit RL

Prenons par exemple un circuit RL en série. On peut analyser le circuit de façon qualitative pour déterminer le type de filtre crée par ce circuit étudié.

Figure II.26: *circuit filtre passe-bas (*RL)



• A des basses fréquences (BF) (ω → 0) :

L'impédance de l'inductance Z = jLω → 0 ⇒ l'inductance agit comme un court-circuit (ou un interrupteur fermé). Donc la tension de la source se rend donc à la résistance.

• A des hautes fréquences (HF) (ω → ∞) :

Z = jLω → ∞ ⇒ l'inductance se comporte comme un circuit ouvert (ou un interrupteur ouvert). Il n'y a donc pas de signal qui se rend à la résistance.

Fonction de transfert

Selon la fonction de transfert on a :

$$T(jw) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{R}{R+jL\omega} = \frac{1}{1+j\frac{L}{R}\omega} = \frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_c}} \qquad \text{(II-63)}$$

Comme la fréquence de coupure d'un circuit R_L est :

$$f_c = \frac{R}{2\pi L} \qquad \text{(II-64)}$$

Module de $G(j\omega)$

Le module de T(jω) est :

$$|T(jw)| = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}} \qquad \text{(II-65)}$$

Gain de $G(j\omega)$: G_{db}

Le Gain en décibel :

$$G_{dB} = 20\log|T(j\omega)| = -10\log\left(1+\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right) \qquad \text{(II-66)}$$

• **En BF :** x<<1 ou ω << ωc ,

on a : GdB → 0 qui représente une droite horizontale de pente nulle qui coïncide avec l'axe des abscisses.

• **En HF :** $\frac{w}{w_c}$ >>1 ou ω >> ωc ,

on a : GdB → −20 log $\left(\frac{w}{w_c}\right)$qui représente une droite de pente -20 dB/décade, soit une diminution de -20 dB lorsque la pulsion varie dans un rapport égal à une décade. Il s'agit d'une pente -1.

Donc le diagramme asymptotique à deux droites dont les pentes sont 0 pour les basses fréquences et -20 dB/décade pour les hautes fréquences.

• Pour ω = ωc (ou $\frac{w}{w_c}$=1) : GdB = −3dB qui correspond à une diminution de 3dB du gain maximum

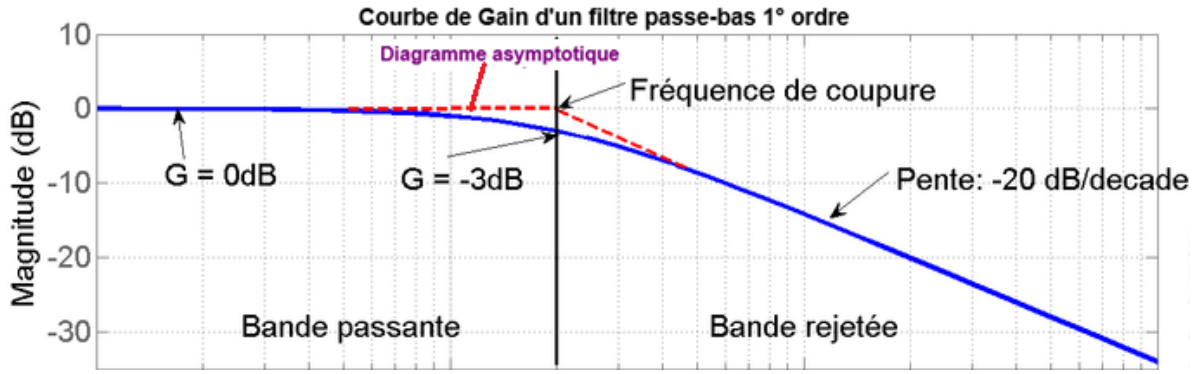


Figure II.27 : *Diagramme de bode du gain d'un filtre passe-bas RL*

Tracer un diagramme de bode pour la phase

Pour tracer le diagramme de bode de la phase, il faudra suivre les démarches suivantes:

• On détermine la fonction de transfert à traçer G(jω).

• On calcule l'argument ou la phase ϕ(ω) = arg G(jω) .

• On calcule les asymptotes :

à basse fréquence et à haute fréquence. En reprenant l'exemple du circuit RL, on a :

la phase est : $\varphi(\omega) = \arg G(j\omega) = Arg(1) - Arg\left(1 + j\frac{w}{w_c}\right) = -Arctg\left(\frac{w}{w_c}\right)$ (II-67)

Les asymptotes :

• En Base fréquence F : $\omega \to 0 \Rightarrow \varphi \to 0$.

• En Haute fréquence F : $\omega \to \infty \Rightarrow \varphi \to -\frac{\pi}{2}$ (ou -90◦).

La courbe de la phase représente donc deux asymptotes, un asymptote défini par $\varphi \approx 0$ pour les basses fréquences et une asymptote défini par $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ pour les hautes fréquences.

• Pour ω = ωc (ou x=1) : $\varphi = -\frac{\pi}{4}$ (ou −45◦).

Courbes réelles et asymptotiques du gain et de la phase

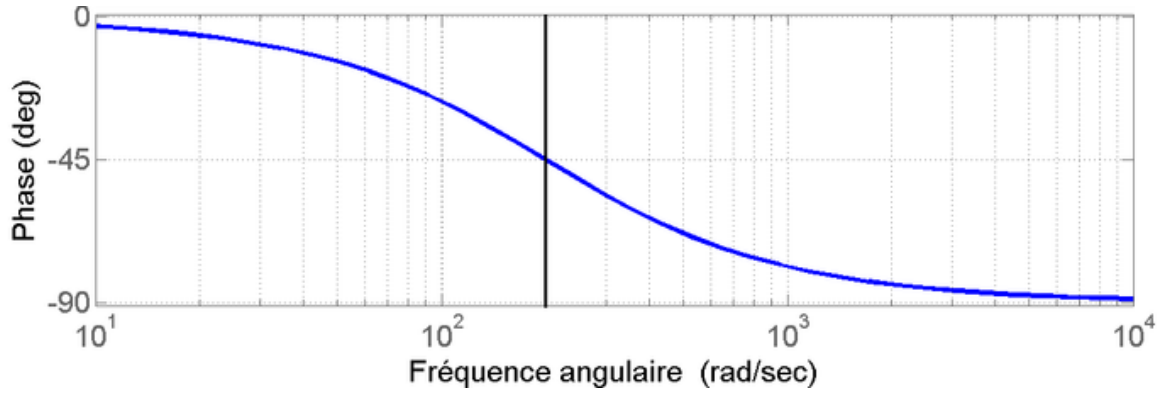


Figure II.28 : *Diagramme de bode en phase d'un filtre passe-bas RL*

II.5.2 Filtre passe-haut

La manière la plus simple de réaliser physiquement ce filtre est d'utiliser un circuit *RC*. Comme son nom l'indique, ce circuit est constitué d'un condensateur de capacité *C* et d'une résistance *R*. Ces deux éléments sont placés en série avec la source Ve du signal. Le signal de sortie vo est récupéré aux bornes de la résistance. Le circuit est identique à celui du filtre

passe-bas mais les positions de la résistance et du condensateur sont inversées. Pour retrouver la fonction de transfert de ce filtre, il faut travailler dans le domaine de Laplace en utilisant les impédances des éléments.

Les filtres passe-haut du premier ordre peuvent se mettre sous la forme :

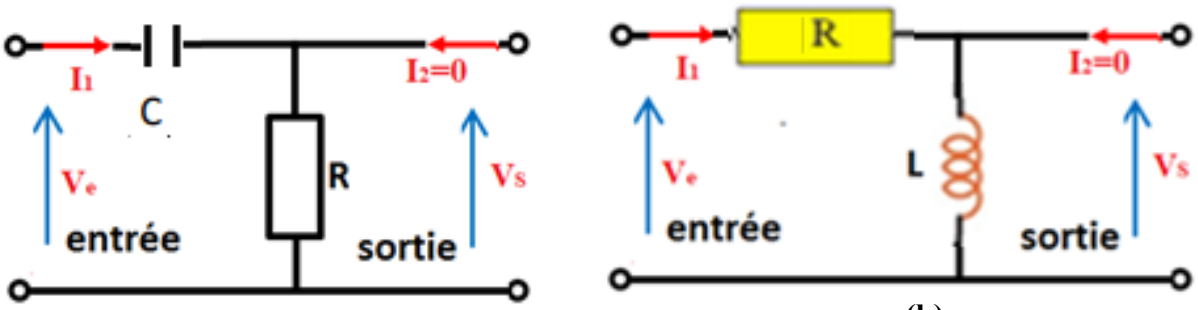


Figure II.29 : *circuit filtre passe-haut du premier ordre*

Filtre RC série. En appliquant le diviseur de tension, on obtient :

$$G(jw) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{jRCw}{1+jRCw} \qquad w_c = \frac{1}{RC} \tag{II-68}$$

Filtre RL série. En appliquant le diviseur de tension, on obtient :

$$G(jw) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{jLw}{R+jLw} \qquad w_c = \frac{R}{L} \tag{II-69}$$

1. *Filtre RL* (figure II.29.b)

a) Fonction de transfert

$$G(jw) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{jLw}{R+jLw} = \frac{1}{1-j\frac{R}{Lw}} == \frac{1}{1-j\frac{w_c}{w}} \quad \text{avec} \quad w_c = \frac{R}{L} \tag{II-70}$$

b) Calcul de gain en fréquence

On tire immédiatement la fonction de transfert de ce système à partir du modèle laplacien en utilisant le principe du pont diviseur de tension vue précédemment:

$$G(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = \frac{1}{1-j\frac{R}{Lw}} \tag{II-71}$$

$$\text{On a : } |G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+\frac{R^2}{L^2\omega^2}}} \tag{II-72}$$

$$\varphi(\omega) = \arctan\frac{w_c}{w} \tag{II-73}$$

L'étude d'asymptotique de cette fonction nous donne :

Pour $\omega \ll Lw$ on a : $|G(j\omega)| \to 0 \Rightarrow G_{db} = 20.\log|G(j\omega)| = -\infty$

Pour $\omega \gg Lw$ on a : $|G(j\omega)| \to 1 \Rightarrow G_{db} = 20.\log|G(j\omega)| = 0db$

2. *Filtre RC.* (figure II.29.a)

a) *Fonction de transfert*

Selon la fonction de transfert on a :

$$G(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = \frac{R}{R+\frac{1}{jC\omega}} = \frac{1}{1-j\frac{1}{RC\omega}} = \frac{1+j0}{1-j\frac{\omega_C}{\omega}} \qquad \text{(II-74)}$$

avec ; $Z_R = R$ et $Z_C = \frac{1}{jC\omega}$

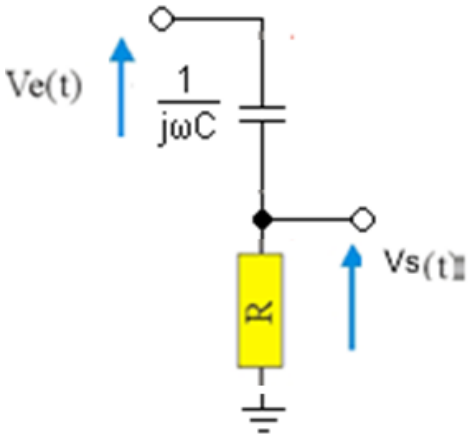


Figure II.30 : *circuit électrique d'un filtre passe-haut*

b) *Module de $G(j\omega)$*

$$\|G(j\omega)\| = \left\|\frac{1+j0}{1-j\frac{\omega_C}{\omega}}\right\| = \frac{\|1+j0\|}{\left\|1-j\frac{\omega_C}{\omega}\right\|} = \frac{\sqrt{1^2+0^2}}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2}} \qquad \text{(II-75)}$$

c) *Gain de $G(j\omega)$: G_{db}*

$$G_{db} = 20.\log|G(j\omega)| = 20.\log\frac{1}{\sqrt{1+R^2C^2\omega^2}} = 20.\log\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2}}$$

$$= 20.\log 1 - 20.\log\sqrt{1+\frac{1}{R^2C^2\omega^2}} = -10.\log\left(1+\left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2\right)$$

$$G_{db} = -10.\log\left(1+\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right) \qquad \text{(II-76)}$$

d) Argument de $G(j\omega)$: φ

$$\varphi = \frac{\arctan\frac{0}{1}}{\arctan\frac{-\frac{\omega_c}{\omega}}{1}} = 0 - \arctan\left(-\frac{\omega_c}{\omega}\right)$$

$$\varphi = \arctan\frac{\omega_c}{\omega} \qquad \text{(II-77)}$$

Ici ω_c, la pulsation de coupure, est également l'inverse de la constante de temps τ du circuit

Les asymptotes :

Courbes réelles et asymptotiques du gain et de la phase

Diagramme de Bode du Gain G(db)=f(ω) :

ω	0	$\omega_c/10$	ω_c	$10.\omega_c$	∞
$\|G(j\omega)\|$	0	$1/10$	$1/\sqrt{2}$	——	∞
$G_{db} = 20.\log\|G(j\omega)\|$	$-\infty$	-20	-3	——	∞

Tableau II.3:

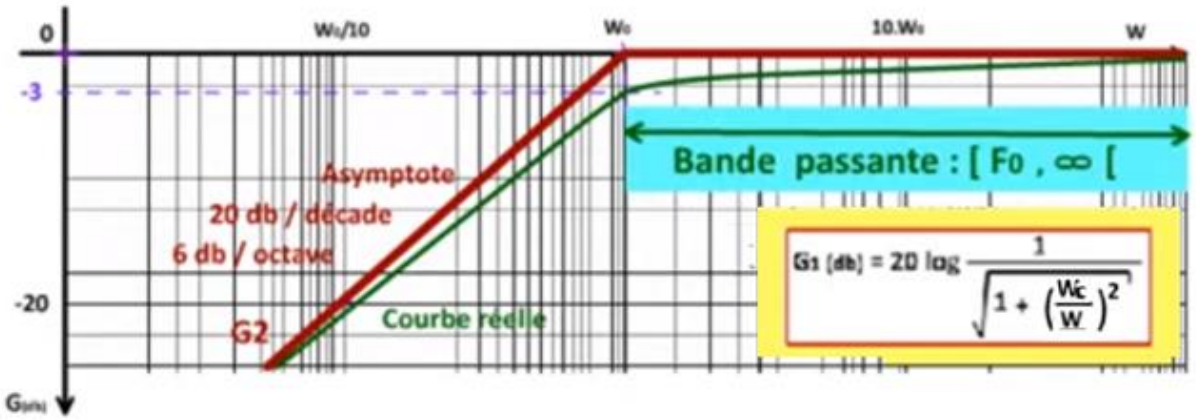


Figure II.31 : *Diagramme de bode du gain d'un filtre passe-haut*

Diagramme de Bode en phase $G(j\omega) : \varphi)$

ω	0	$\omega_c/10$	ω_c	$10.\omega_c$	∞
φ	$\pi/2$	–	$\pi/4$	–	**0**

Tableau II.4 :

Les filtres passe-haut trouvent leur utilité dans de nombreux domaines :

1. **Audio :** Pour éliminer les bruits de fond de basse fréquence ou améliorer la clarté des sons aigus.**Traitement du Signal :** Dans les systèmes de communication pour filtrer le bruit et améliorer la transmission du signal.
2. **Instrumentation :** Pour filtrer les signaux indésirables dans les appareils de mesure.

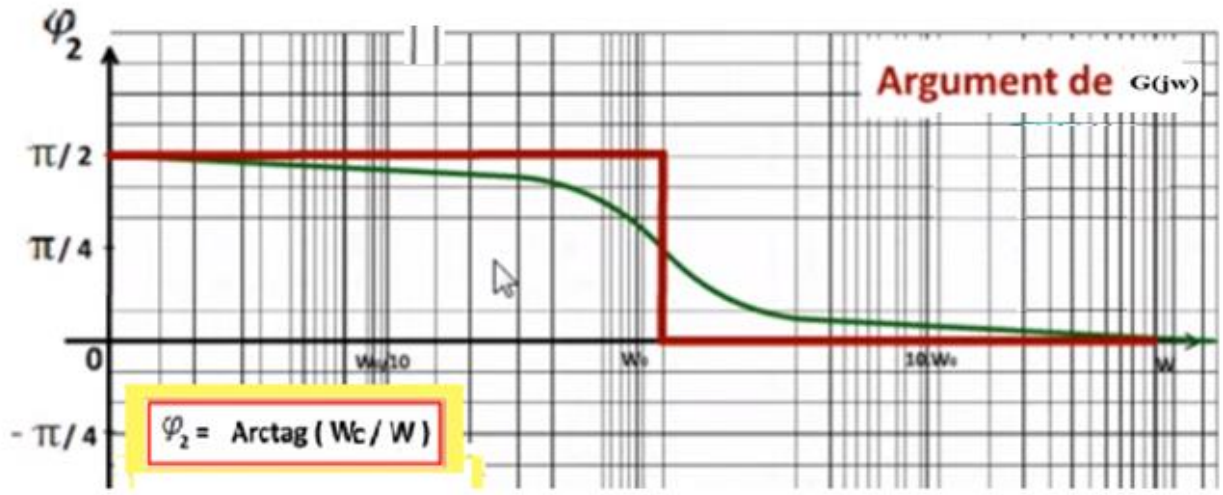


Figure II.32 : *Diagramme de bode en phase d'un filtre passe-bas*

II.5.3 Filtre passe-bande

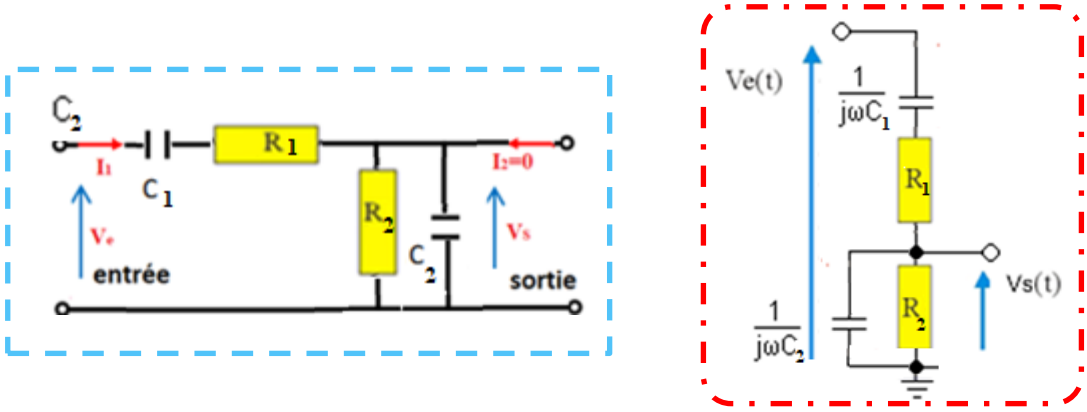


Figure II. 33 : *circuit filtre passe-bande du premier ordre*

Soit : $Z_1(c\ en\ serie\ avec\ R) = \frac{jR_1C_1\omega+1}{jR_1C_1\omega}$ et $Z_C = \frac{1}{jC\omega}$

$$Z_2(c\ en\ Parallele\ avec\ R) = \frac{R_2}{R_2jC_2\omega+1}$$

a) Fonction de transfert

Selon la fonction de transfert on a :

$$G(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = \frac{Z_1}{Z_1+Z_2} = \frac{\frac{jR_1C_1\omega+1}{jR_1C_1\omega}}{\frac{jR_1C_1\omega+1}{jR_1C_1\omega}+\frac{R_2}{R_2jC_2\omega+1}} = \frac{1}{1-j\frac{1}{RC\omega}} = \frac{1+j0}{1-j\frac{\omega_c}{\omega}} \quad \text{(II-78)}$$

$$= \frac{1}{1+\frac{R_1(jR_1C_1\omega+1)}{jR_1C_1\omega}(R_2jC_2\omega+1)+\frac{R_2}{R_2jC_2\omega+1}}$$

On pose : $R_2 = R_1 = R$ et $C_2 = C_1 = C$

Donc on aura

$$G(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = \frac{1}{3+(jRC\omega)+\frac{1}{(jRC\omega)}} = \frac{1}{3+j\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)}$$

Selon la forme canonique on a :

$$G(j\omega) = \frac{G_0}{1+jQ\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)}$$

De la forme canonique on peut tirer :

$$G(j\omega) = \frac{1/3+0j}{1+j\frac{1}{3}\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)} \quad \text{(II-79)}$$

b) Module de $G(j\omega)$

$$\|G(j\omega)\| = \left\| \frac{1/3+0j}{1+j\frac{1}{3}\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)} \right\| = \frac{\|1/3+0j\|}{\left\|1+j\frac{1}{3}\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)\right\|} = \frac{\sqrt{1/3^{\,2}+0^2}}{\sqrt{1+\left(\frac{1}{3}\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)\right)^2}} = \frac{1/3}{\sqrt{1+\frac{1}{9}\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2}} \quad \text{(II-80)}$$

c) Gain de $G(j\omega)$: G_{db}

$$G_{db} = 20.\log|G(j\omega)| = 20.\log \frac{1/3}{\sqrt{1+\frac{1}{9}\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2}}$$

$$G_{db} = 20.\log 1/3 - 10.\log 1 + \frac{1}{9}\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2 \quad \text{(II-81)}$$

d) Argument de $G(j\omega)$: φ

$$\varphi = \text{Arg}\left(G(j\omega)\right) = \frac{\text{Arg}(1/3+0j)}{\text{Arg}\left(1+j\frac{1}{3}\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)\right)} = \frac{\text{arctang}\frac{0}{1/3}}{\text{arctang}\frac{\frac{1}{3}\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)}{1}}$$

$$= 0 - \text{arctang}\left(\frac{1}{3}\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)\right)$$

$$\varphi = -\text{arctang}\left[\frac{1}{3}\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)\right] \quad \text{(II-82)}$$

Les asymptotes :

Courbes réelles et asymptotiques du gain et de la phase

Diagramme de Bode du Gain G(db)=f(ω) :

ω	0	$\omega_c/10$	ω_c	$10.\omega_c$	∞
$\|G(j\omega)\|$	0	0.096	$1/\sqrt{2}$	0.096	∞
$G_{db} = 20.\log\|G(j\omega)\|$	$-\infty$	-20.3	-9.5	-20.3	$-\infty$

Tableau II.5 :

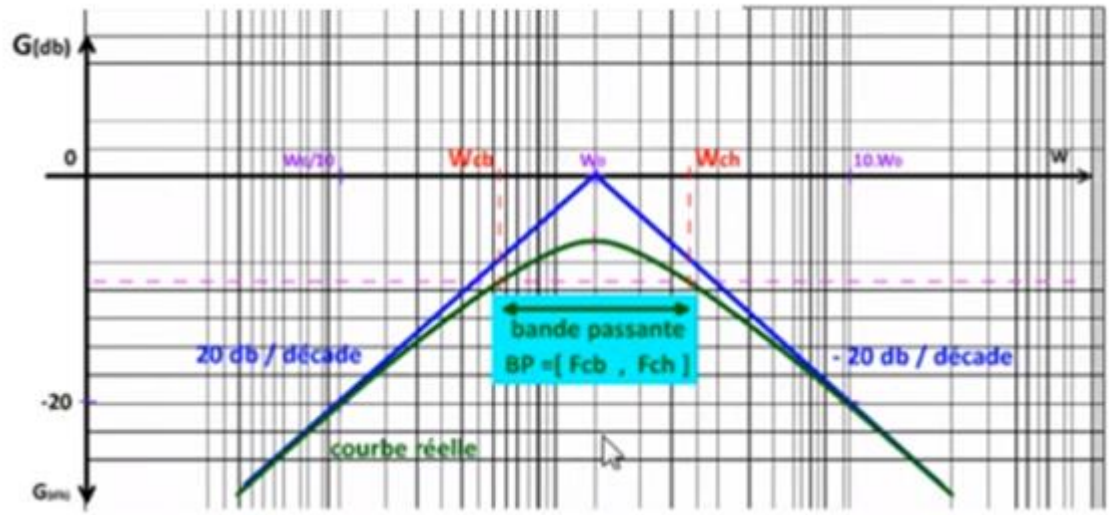


Diagramme de Bode en phase $G(j\omega) : \varphi)$

ω	0	$\omega_c/10$	ω_c	$10.\omega_c$	∞
φ	$\pi/2$	74.8^0	0^0	-74.8^0	$-\pi/2$

Tableau II.6 :

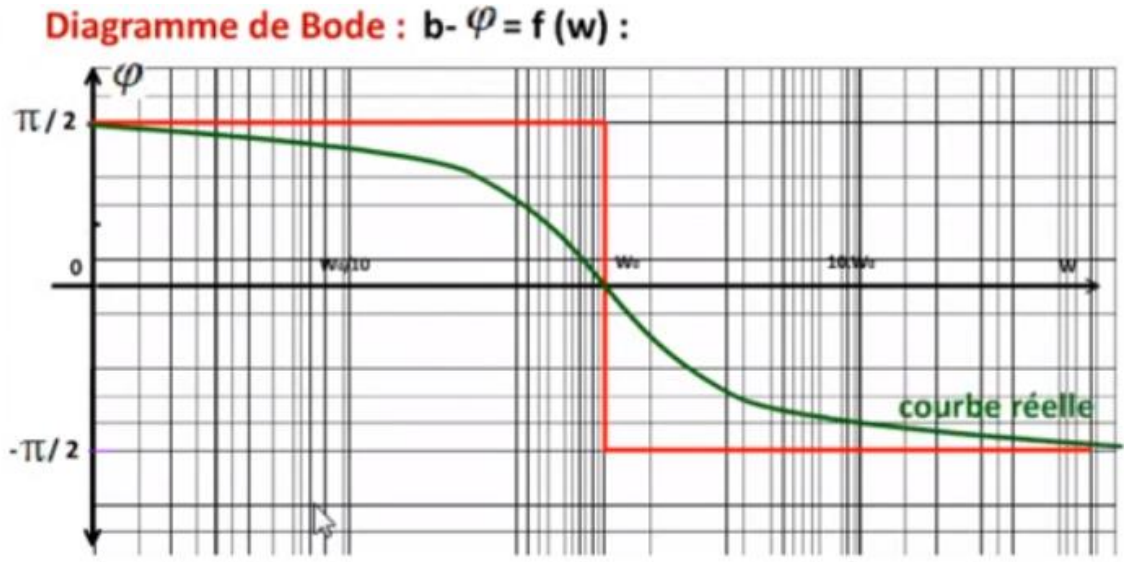


Figure II.35 : *Diagramme de bode en phase d'un filtre passe- bande*

III.6 Filtre du second ordre

Pour ce type de filtre on adopte le circuit RLC série où la sortie est prise entre les bornes de la résistance :

Un filtre est dit du second ordre si sa fonction de transfert contient un polynôme de second degré de la variable jω (ou x). On trouve trois types fondamentales :

Vu que la capacité se comporte un circuit ouvert aux basses fréquences, aucun courant ne circule dans la résistance. Par contre aux hautes fréquences c'est l'inductance qui se comporte comme un circuit ouvert et par conséquent la résistance n'est traversée par aucun courant. Donc le transfert de l'énergie depuis l'entrée à la sortie se fait entre les hautes et basses fréquences. A une certaine fréquence, l'impédance de la capacité (qui est négative) annule l'impédance de l'inductance, l'amplitude de la fonction de transfert est réelle, et la tension de la sortie est la même que celle de l'entrée.

III.6.1 Filtre passe-bas du second ordre :

Schéma du filtre :

Si la sortie n'est pas chargée le courant *i* est le même dans les trois éléments en série R, L et C. *Vus de l'entrée*, ces trois éléments sont connectés en série et dans ce cas on peut ADDITIONNER leurs impédances complexes afin de connaitre l'impédance équivalente *vue de l'entrée* qui est donc égale à $z_r + z_L + z_c = R + jLw + \frac{1}{jCW}$:

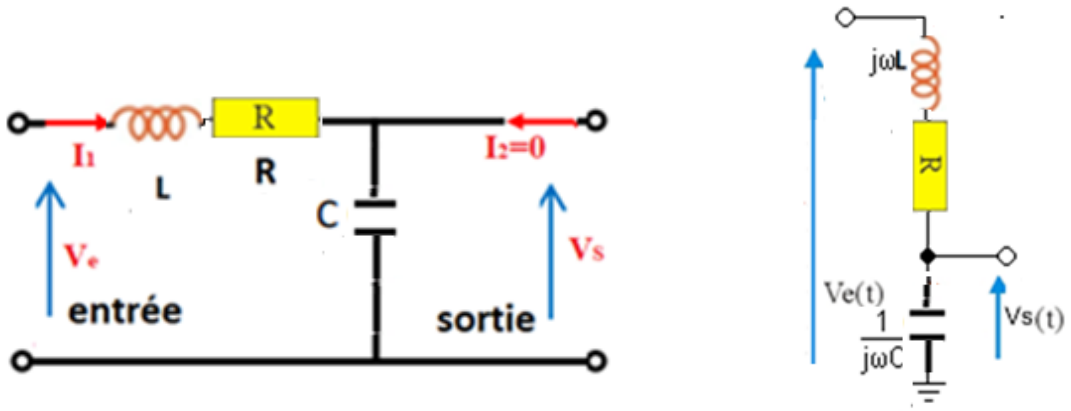


Figure II. 36 : *circuit filtre passe-haut du deuxième ordre*

a) Fonction de transfert

Selon la fonction de transfert on a :

$$G(j\omega)=\frac{V_S(j\omega)}{V_e(j\omega)}=\frac{Z_C}{Z_R+Z_C+Z_L}=\frac{\frac{1}{jC\omega}}{R+jL\omega+\frac{1}{jC\omega}}=\frac{1}{(1-CL\omega^2)+jRC\omega} \quad \text{(II-83)}$$

$$\omega_c=\frac{1}{\sqrt{Lc}}$$

et

$$m=\frac{1}{2}R\sqrt{\frac{c}{L}} \quad \text{(II-84)}$$

ω_c est la fréquence de coupure

m est appelé le facteur d'amortissement

L'expression générale de la fonction de transfert peut se mettre sous la forme :

$$G(j\omega)=\frac{V_S}{V_e}=\frac{1}{(1-CL\omega^2)+jRC\omega}$$

De la forme canonique on peut tirer :

$$G(j\omega)=\frac{V_S}{V_e}=\frac{1}{\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)+j\frac{1}{Q}\frac{\omega}{\omega_c}}=\frac{1}{\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)+2jm\frac{\omega}{\omega_c}} \quad \text{(II-85)}$$

$$G(j\omega)=\frac{V_S}{V_e}=\frac{1}{\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)+j\frac{1}{Q}\frac{\omega}{\omega_c}}=\frac{1}{\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)+4jQ\frac{\omega}{\omega_c}} \quad \text{(II-86)}$$

- Q est le coefficient de surtension ou coefficient de qualité , Q= $\frac{m}{2}$
- m est le coefficient d'amortissement (indique si le filtre est résonnant ou non).

a) Module de $G(j\omega)$

Le module de $G(j\omega)$ est :

$$|G(j\omega)|=\frac{1}{\sqrt{\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)^2+\left(2m\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}} \quad \text{(II-87)}$$

b) Argument de $G(j\omega)$: φ

$$\varphi=\mathrm{Arg}(G(j\omega))=\frac{\mathrm{Arg}(1+0j)}{\mathrm{Arg}\left(\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)+2jm\frac{\omega}{\omega_c}\right)}$$

$$\varphi = \frac{\text{arctang}\frac{0}{1}}{\text{arctang}\frac{2m\frac{\omega}{\omega_c}}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}} = 0 - \text{arctang}\left(2m\frac{\omega}{\omega_c}\right) + \text{arctang}\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)$$

$$\varphi = -\text{arctang}\left(2m\frac{\omega}{\omega_c}\right) + \text{arctang}\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right) \quad \text{(II-88)}$$

L'argument ou la phase est :

• **En BF :** ω <<ω_c, on a : | $G(j\omega)$| → 1 soit : GdB → 20 log 1 = 0dB. L'asymptote est donc horizontale. La pahse est : ϕ = 0.

Il s'agit aussi d'une asymptote horizontale.

• **En HF :** ω >>ω_c, on a : | $G(j\omega)$)| → 1 x2 soit : GdB → −20 log x 2 = −40 log x.

Les asymptotes : Courbes réelles et asymptotiques du gain et de la phase

Diagramme de Bode du Gain G(db)=f(ω) :

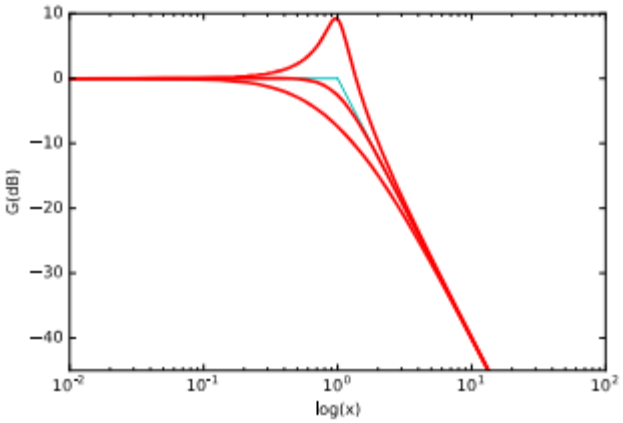


Figure II.37 : *Diagramme de bode du gain d'un filtre passe- bande 2 ordre*

Diagramme de Bode en phase G(jω) : φ)

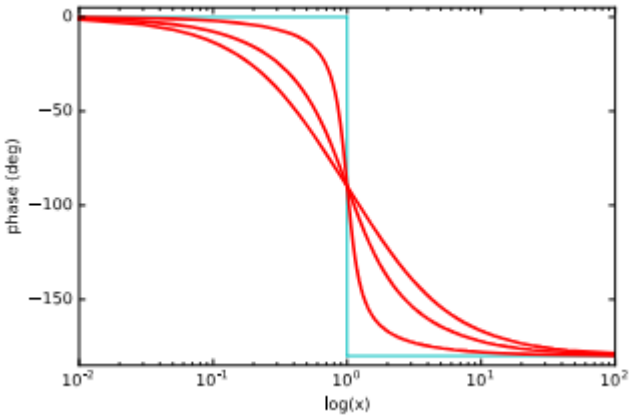


Figure II.38 : *Diagramme de bode en phase d'un filtre passe- bande 2 ordre*

III.6.2 Filtre passe-haut du second ordre :

Schéma du filtre :

Soit le quadripôle ci-contre constitué : d'une résistance $Z_R = R$, une inductance $Z_L = jL\omega$ et une capacité $Z_C = \frac{1}{jC\omega}$

b) Fonction de transfert

Selon la fonction de transfert on a :

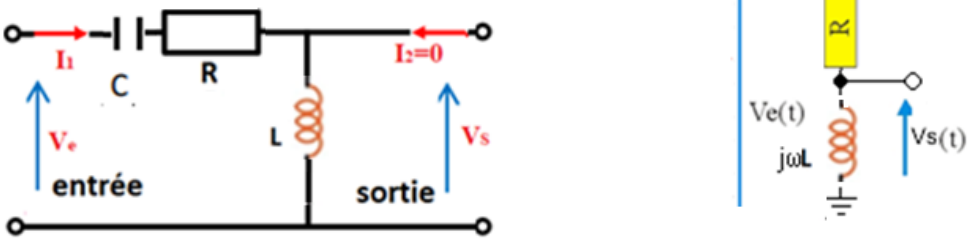


Figure II. 39 : *circuit filtre passe-haut du deuxième ordre*

$$G(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = \frac{Z_L}{Z_R+Z_C+Z_L} = \frac{jl\omega}{R+jl\omega+\frac{1}{JC\omega}} \qquad \text{(II-89)}$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{Lc}} \quad \text{et} \quad m = \frac{1}{2}R\sqrt{\frac{c}{L}}$$

$$G(j\omega) = \frac{V_S}{V_e} = \frac{\left(j\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}{\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)+j\frac{1}{Q}\frac{\omega}{\omega_c}} = \frac{1}{\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)+2jm\frac{\omega}{\omega_c}} \qquad \text{(II-90)}$$

a) Module de $G(j\omega)$

$$\|G(j\omega)\| = \left\|\frac{0+j\frac{\omega}{\omega_c}}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2+j2m\frac{\omega}{\omega_c}}\right\| = \frac{\sqrt{0^2+\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}}{\sqrt{\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)^2+\left(2m\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}} = \frac{\frac{\omega}{\omega_c}}{\sqrt{\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)^2+\left(2m\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}} \qquad \text{(II-91)}$$

b) Gain de $G(j\omega)$: G_{db}

$$G_{db} = 20.\log|G(j\omega)| = 20.\log\frac{\frac{\omega}{\omega_c}}{\sqrt{\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)^2+\left(2m\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}}$$

$$G_{db} = 20.\log\frac{\omega}{\omega_c} - 10.\log\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)^2 + \left(2m\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 \qquad \text{(II-92)}$$

c) Argument de $G(j\omega)$: φ

$$\varphi = \mathrm{Arg}(G(j\omega)) = \frac{\mathrm{Arg}\left(0 + j\frac{\omega}{\omega_c}\right)}{\mathrm{Arg}\left(\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right) + 2jm\frac{\omega}{\omega_c}\right)} = \mathrm{Arg}\left(0 + j\frac{\omega}{\omega_c}\right) - \mathrm{Arg}\left(\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right) + 2jm\frac{\omega}{\omega_c}\right)$$

III.6.3 Filtre passe-bande du second ordre :

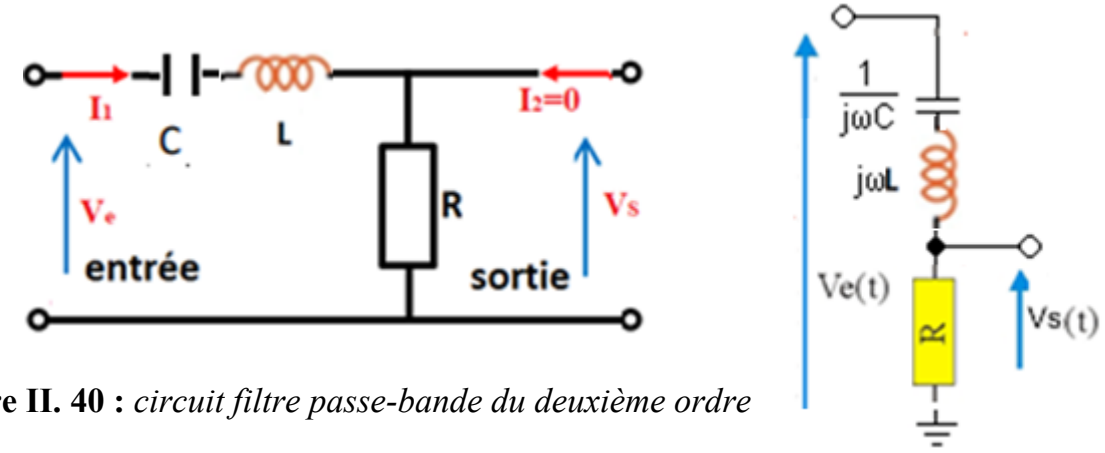


Figure II. 40 : *circuit filtre passe-bande du deuxième ordre*

on pose : $Z_R = R,\ Z_C = \frac{1}{jC\omega}$ et $Z_L = jL\omega$

a) Fonction de transfert

Selon la fonction de transfert on a :

$$G(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = \frac{Z_R}{Z_R + Z_C + Z_L} = \frac{R}{R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{1}{1 - j\left(\omega\frac{L}{R} - \frac{1}{RC\omega}\right)} \quad \text{(II-91)}$$

Selon la forme canonique on a :

$$G(j\omega) = \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega}\right)}$$

De la forme canonique on peut tirer :

$$G(j\omega) = \frac{1+0j}{1+jQ\left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega}\right)} \quad \text{(II-92)}$$

$$\omega_C = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{(II-93)}$$

$$Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{(II-94)}$$

$$G_0 = 1$$

d) Module de $G(j\omega)$

$$\|G(j\omega)\| = \left\| \frac{1+0j}{1+jQ\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)} \right\| = \frac{\|1+0j\|}{\left\|1+jQ\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)\right\|} = \frac{\sqrt{1^2+0^2}}{\sqrt{1+\left(Q\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(Q\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)\right)^2}} \qquad \text{(II-95)}$$

e) Gain de $G(j\omega)$: G_{db}

$$G_{db} = 20.\log|G(j\omega)| = 20.\log\frac{1}{\sqrt{1+\left(Q\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)\right)^2}}$$

$$G_{db} = 20.\log 1 - 10.\log\left(1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2\right) = -10.\log\left(1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2\right) \qquad \text{(II-96)}$$

f) Argument de $G(j\omega)$: φ

$$\varphi = \mathrm{Arg}(G(j\omega)) = \frac{\mathrm{Arg}(1+0j)}{\mathrm{Arg}\left(1+j\frac{1}{3}\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)\right)} = \frac{\arctan\frac{0}{1}}{\arctan\frac{Q\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)}{1}}$$

$$= 0 - \arctan\left(Q\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)\right)$$

$$\varphi = -\arctan\left[Q\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)\right] \qquad \text{(II-97)}$$

Les asymptotes : Courbes réelles et asymptotiques du gain et de la phase

Diagramme de Bode du Gain G(db)=f(ω) :

ω	0	$\omega_c/10$	ω_c	$10.\omega_c$	∞
$\|G(j\omega)\| = \frac{1}{\sqrt{1+\left(Q\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)\right)^2}}$	0	− −	**1**	− −	***0***
$G_{db} = -10.\log\left(1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2\right)$	$-\infty$	− −	0	− −	$-\infty$

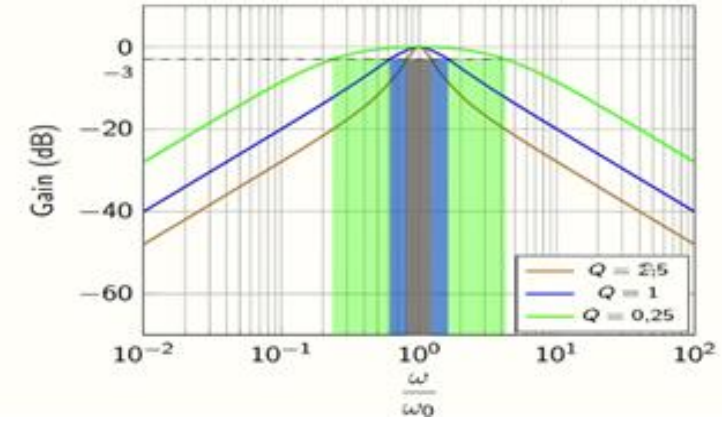


Figure II.41 : *Diagramme de bode du gain d'un filtre deuxième ordre*

Diagramme de Bode en phase $G(j\omega) : \varphi)$

ω	0	$\omega_c/10$	ω_c	$10.\omega_c$	∞
φ	$\pi/2$	—	0^0	—	$-\pi/2$

Tableau II.8:

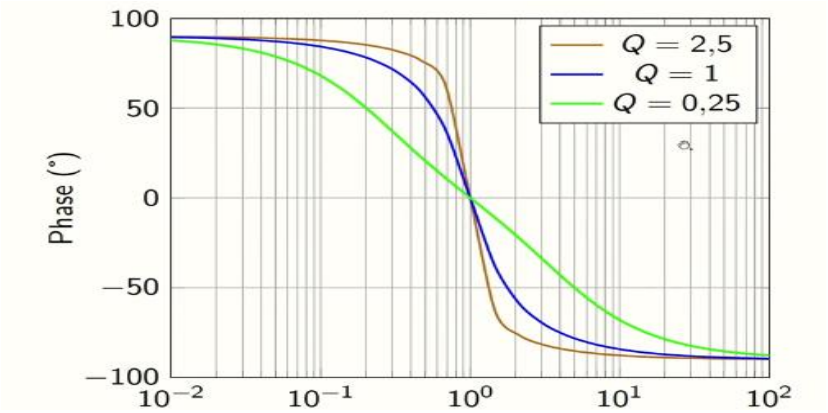


Figure II.42 : *Diagramme de bode en phase d'un filtre deuxième ordre*

Exercices RÉSOLUS Exercices

Exercice 01

1. soit le montage de la figure II.43

En appliquant le théorème de Mill man, Calculer la tension $V+$

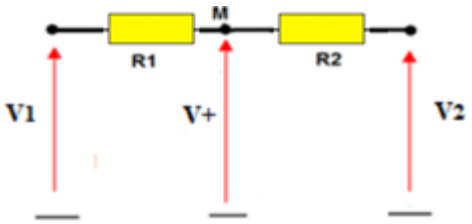


Figure II.43 : *circuit électrique*

RÉSOLUTION

$$V_+ = \frac{\frac{V_1}{R_1}+\frac{V_2}{R_2}}{\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}} = \frac{V_1 R_2}{R_1+R_2} + \frac{V_2 R_1}{R_1+R_2} \qquad \text{(II.98)}$$

Exercice 02

Calculer les paramètres des impédances [Z] du quadripôle de la **figure II.44**

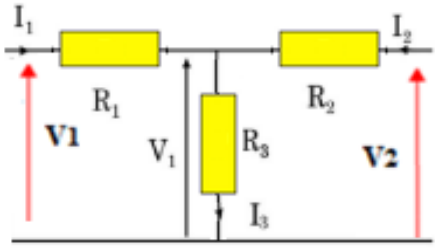


Figure II.44 : *circuit électrique*

RÉSOLUTION

$$V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2$$
$$V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2 \qquad \text{(II.99)}$$

II.1 Les paramètres d'impédance

a) *Association de résistance en Etoile :*

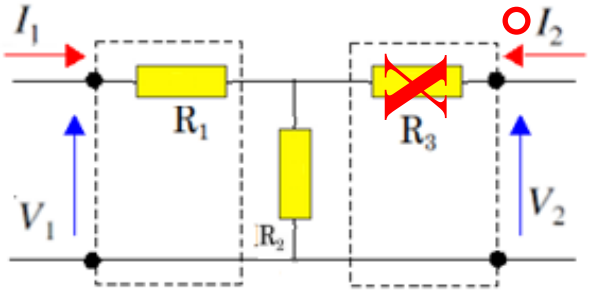


Figure II.45 : *circuit électrique*

Méthode 01

Si la sortie est en circuit ouvert $I_2=0$

Impédance d'entrée: Z_{11}

puisqu'on a : $\begin{cases} V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \\ V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2 \end{cases}$

Il résulte que:

$$V_1 = z_{11}I_1 \qquad \text{(II-100)}$$
$$V_1 = (R_1 + R_2)I_1 \qquad \text{(II-101)}$$

de (II-100) et (II-101) on aura

$$Z_{11} = R_1 + R_2 \qquad \text{(II-102)}$$

Impédance de transfert direct : Z_{21}

$$V_2 = z_{21} I_1 \qquad \text{(II-103)}$$

$$V_2 = R_2 I_1 \qquad \text{(II-104)}$$

de (II-103) et (II-104) Alors

$$Z_{21} = R_2 \qquad \text{(II-105)}$$

Cas 2

Si l'entrée est en circuit ouvert (I1=0), alors:

On peut alors écrire:

$$\begin{cases} V_1 = z_{12} I_2 \\ V_2 = z_{22} I_2 \end{cases}$$

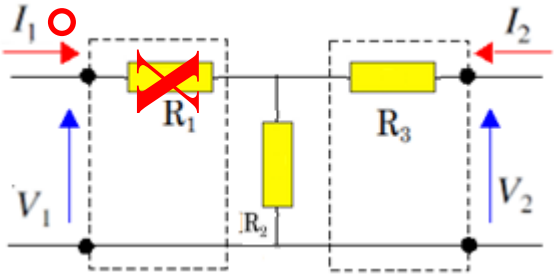


Figure II.46 : *circuit électrique*

Impédance de sortie : Z_{22}

$$V_2 = (R_2 + R_3) I_2 \qquad \text{(II-106)}$$

de (Cas 2) et (II-106) on peut écrire

$$Z_{22} = R_2 + R_3 \qquad \text{(II-107)}$$

Impédance de transfert inverse : Z_{12}

$$V_1 = R_2 I_1 \qquad \text{(II-108)}$$

de (II-103) et (II-108) Alors

$$Z_{21} = R_2 \qquad \text{(II-109)}$$

Ecriture de matrice

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + R_2 & R_2 \\ R_2 & R_2 + R_3 \end{bmatrix}$$

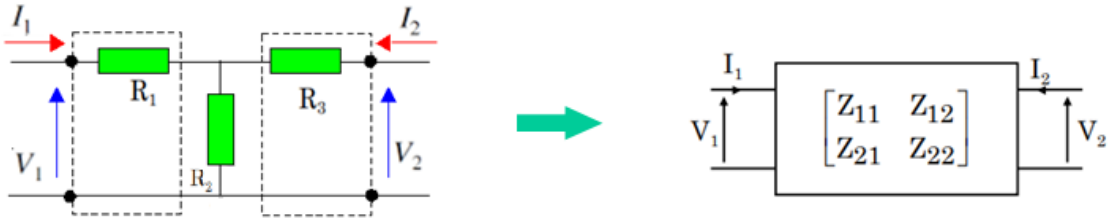


Figure II.47 : *circuit électrique*

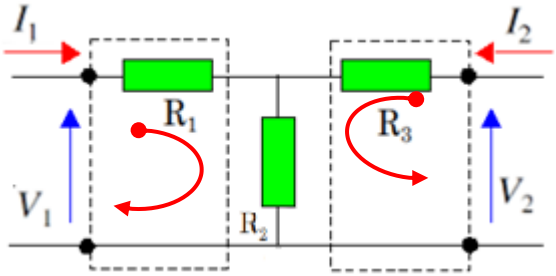


Figure II.48 : *schéma d'un circuit*

Méthode 02

En appliquant la loi de maille

$$\begin{cases} V_1 = R_1 I_1 + R_2(I_1 + I_2) = (R_1 + R_2)I_1 + R_2 I_2 = z_{11} I_1 + z_{12} I_2 \\ V_2 = R_3 I_1 + R_2(I_1 + I_2) = R_2 I_1 + (R_2 + R_3)I_2 = z_{21} I_1 + z_{22} I_2 \end{cases} \quad \text{(II-110)}$$

Exercice 03

Trouver la matrice des admittances du quadripôle présenté dans la figure ci-dessous

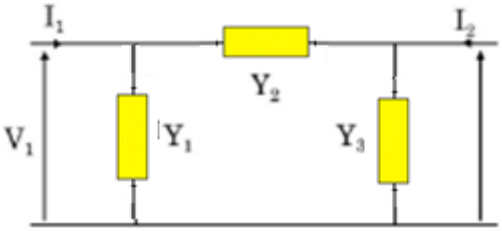


Figure II.49 : *quadripôle admittance*

RÉSOLUTION

a) Association de résistance en triangle:

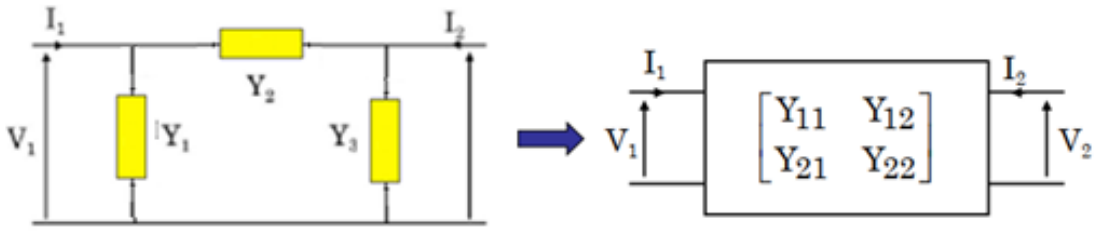


Figure II.50 : *quadripôle admittance*

(1ère méthode)

Si la sortie est en circuit ouvert $V_2=0$

Admittance d'entrée: Y_{11}

Puisqu'on a :

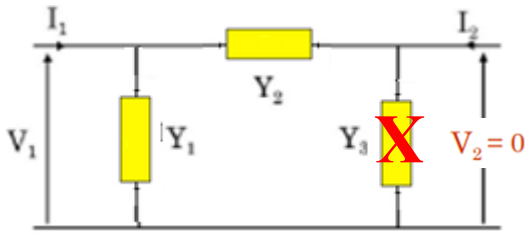


Figure II.51: *circuit électrique*

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2$$
$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \qquad \text{(II.111)}$$

Il résulte que:

$$I_1 = Y_{11}V_1 \qquad \text{(II-112)}$$

$$I_2 = Y_{21}V_1 \qquad \text{(II-113)}$$

On a :

$$I = -(I_1 + I_2) = -V_1.Y_1 \qquad \text{(II-114)}$$

$$I_2 = -V_1.Y_2 \qquad \text{(II-115)}$$

$$I = -(I_1 + I_2) = -V_1.Y_1 \qquad \text{(II-116)}$$

$$(\text{II} - 114) + (\text{II} - 115) \Rightarrow I_1 = V_1.(Y_1 + Y_2) \qquad \text{(II-117)}$$

De (II-117) et (II-112) ; on peut écrire

$$Y_{11} = Y_1 + Y_2$$

Pour l'admittance Y_{21}, on suit la même méthode : (II-112) et (II-115)

$$Y_{21} = -Y_2$$

Admittance d'entrée: Y_{22}

Si $V_1 = 0$ alors

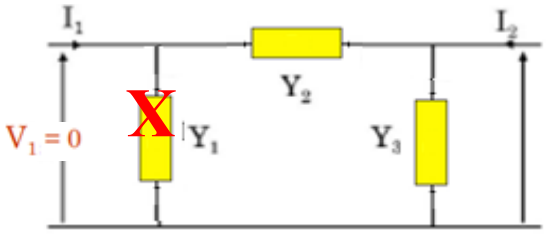


Figure II.52 : *circuit électrique*

$$I_1 = V_2.Y_{12} \qquad \text{(II-118)}$$

$$I_2 = V_2.Y_{22} \qquad \text{(II-119)}$$

On a :

$$I_1 = -V_2.Y_2 \qquad \text{(II-120)}$$

$$I = -(I_1 + I_2) = -V_2.Y_3 \qquad \text{(II-121)}$$

(II − 120) +(II-121)

$$\Rightarrow I_2 = V_2.(Y_2 + Y_3) \qquad \text{(II-122)}$$

De (II − 119) +(II-122) ; on peut écrire

$$Y_{22} = Y_1 + Y_2$$

De l'équation (II-118) et (II-120) on peut tirer

$$Y_{12} = -Y_2$$

(2ème méthode)

on écrit la loi des nœuds en entrée et en sortie:

$$I_1 = I_{Y1} + I_{Y2} \qquad \text{(II-123)}$$

$$I_1 = I_{Y3} + I_{Y2} \qquad \text{(II-124)}$$

$$I_{Y1} = V_1.Y_1 \; ; \; I_{Y12} = (V_1 - V_2).Y_1$$

$$I_{Y3} = V_2.Y_3 \; ; \; I_{Y21} = (V_2 - V_1).Y_1$$

$$\begin{cases} I_1 = Y_1.V_1 + Y_2.(V_1 - V_2) = (Y_1 + Y_2).V_1 - Y_2.V_2 = Y_{11}.V_1 + Y_{12}.V_2 \\ I_2 = Y_3.V_2 + Y_2.(V_2 - V_1) = -Y_2.V_1 + (Y_2 + Y_3).V_2 = Y_{21}.V_1 + Y_{22}.V_2 \end{cases}$$

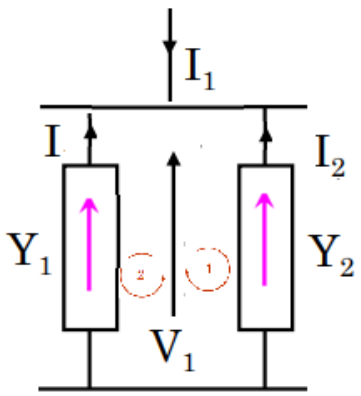


Figure II.53 : *circuit électrique*

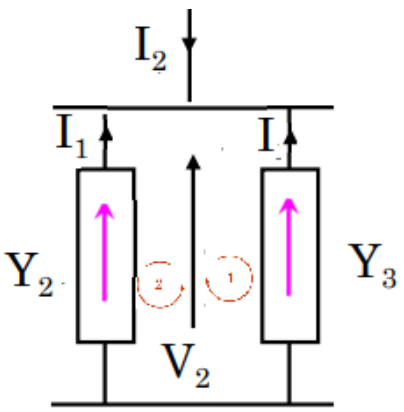


Figure II.54 : *circuit électrique*

Schema equivalent

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 + Y_2 & -Y_2 \\ -Y_2 & Y_2 + Y_3 \end{bmatrix}$$

Exercice 04

Le schéma ci-contre représente un filtre passe-bande.

1. Quelle est la fréquence de résonance de ce circuit?

2. Que valent XL et XC à la fréquence de résonance (fr)?

3. Quel est le facteur de qualité du réseau (Qs)?

4. Trouver la bande passante de ce réseau (BW)?

5.determiner les fréquences f1 et f2?

6. calculer la tension Us à f1, f2 et fr?

7. Quel est le courant I dans le circuit à la fréquence de résonance ?

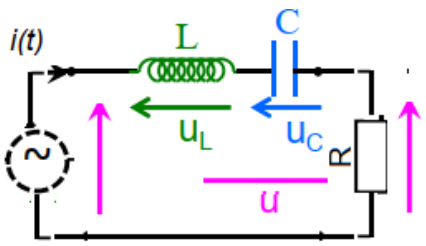


Figure II.55 : *circuit électrique*

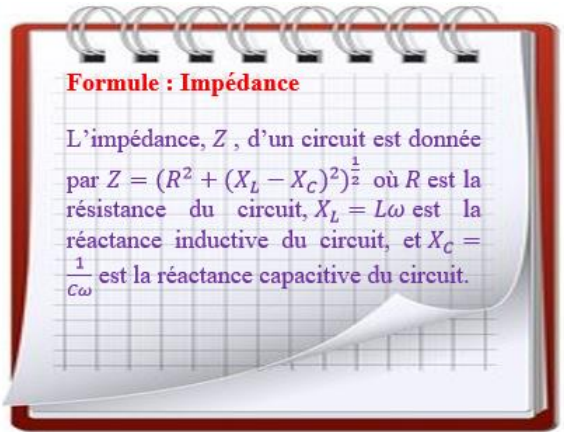
8. Quelles sont les tensions UR, UL et UC à la résonance ?

RÉSOLUTION

LA FREQUENCE DE RESONANCE

L'impédance d'un circuit à courant alternatif configuré en série avec une inductance et une capacité électrique est donnée par une formule

La fréquence de résonance d'un circuit correspond à la fréquence à laquelle l'impédance du circuit est minimale, ce qui entraîne une augmentation maximale du courant dans le circuit pour une tension alternative donnée. Cela se produit généralement dans les circuits comportant des composants inductifs et capacitifs, tels que les circuits RLC (résistance, inductance, capacité).

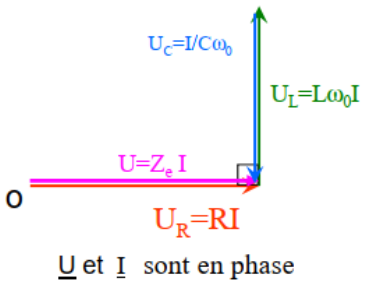


$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{CL}} \qquad \text{(II-125)}$$

Donc $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{100\times10^{-3}\times10^{-9}}} = 15.9khz$

1) À la fréquence de résonance, l'inductance et la capacité du circuit réagissent de manière à annuler mutuellement leur réactance, permettant au courant de circuler plus librement à travers le circuit.

À l'impédance minimum, on a : $X_L - X_C = 0$



$$L\omega - \frac{1}{C\omega} = 0 \Rightarrow L\omega = \frac{1}{C\omega} \Rightarrow \omega^2 = \frac{1}{CL}$$

$$\Rightarrow \omega = \frac{1}{\sqrt{CL}} \Rightarrow 2\pi f = \frac{1}{\sqrt{CL}}$$

Donc $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{CL}}$ où f est la fréquence de résonance du circuit.

2) Le facteur de qualité du réseau (Qs)

$$Q = \frac{L\omega_0}{R} \qquad \text{(II-125)}$$

Appliquons la définition précédente au circuit série RLC, modèle électrique simple auquel on peut faire appel pour représenter les systèmes résonnants. Lorsque

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{CL}}$$

L'amplitude du courant qui traverse le circuit est maximale et égale à $I_0 = \frac{V_0}{R}$,

Vo étant l'amplitude constante de la tension sinusoïdale d'alimentation du circuit.

La convention adoptée pour ho impose que f, et fi soient solutions de l'équation :

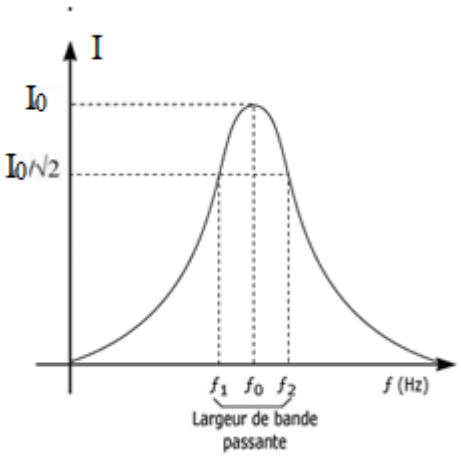


Figure II.56 : *Organigramme*

$$\frac{V_0}{R\sqrt{2}} = \frac{V_0}{\sqrt{R^2+\left(L\omega-\frac{1}{C\omega}\right)^2}} \qquad \text{(II-126)}$$

$$\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2 - R^2 = 0$$

$CL\omega^2 - 1 = \pm R^2 C\omega$

Des 4 racines solutions des 2 équations, on ne retient que les solutions positives qui, seules, ont une signification physique.

L'équation en $+RC\omega$ donne :

$$\omega_1 = \frac{-RC+\sqrt{(RC)^2+4CL}}{2LC} \qquad \text{(II-127)}$$

L'équation en $-RC\omega$ donne :

$$\omega_2 = \frac{+RC+\sqrt{(RC)^2+4CL}}{2LC} \qquad \text{(II-128)}$$

Et la différence $\omega_2 - \omega_1$ donne $\frac{R}{L}$

Donc on peut écrire le coefficient de qualité :

$$Q = \frac{\omega_0}{\omega_2-\omega_1} \text{ ou } Q = \frac{L\omega_0}{R} \qquad \text{(II-129)}$$

AN :

$$Q_R = \frac{L\omega_0}{R} = \frac{10000}{500} = 20$$

3) la bande passante (BW)

$$Q_R = \frac{f_0}{f_2 - f_2} = \frac{f_0}{B\omega}$$

Donc $B\omega = \frac{f_0}{Q_R} = \frac{15.9}{20} = 0.79\ Khz$

4) Puisque la fréquence de résonance (fr ou f_0) est la fréquence centrale de la bande passante (BW) ; on a :

$f1(\text{fréquence minimale}) = f0 - \frac{B\omega}{2}$ et

$f2(\text{fréquence maximale}) = f0 + \frac{B\omega}{2}$

5) à f1 et f2 : $Vs = \frac{Ue}{\sqrt{2}} = \frac{10}{\sqrt{2}}$

6) Trouver le courant de crête dans un circuit oscillant à sa fréquence de résonance

Cependant, étant donné que le circuit oscille à sa fréquence de résonance, nous avons

$X_L - X_C = 0$ et, par conséquent $Z=R$.

Pour trouver le courant maximum, il suffit de diviser la différence de potentiel maximum par R :

La tension de crête aux bornes du circuit est de 10 V. R = 500 Ω C = 1nF L = 100mH

Donc $I = \frac{V_e}{R} = \frac{10}{500} = 0.02A$

7) Calcule des tensions UR, UL et UC au point de résonance

UR = R.I = 500x 0.02 = 10 V

UL = Lω .I = 100.x0.001 x 3,14 x 31.8x1000 x 0.02 = 199.7 V

UC = I / (Cω) = 0.02/(10^{-9}x 3,14 x 31.8x1000) = 368 V

Exercice 05 :

Soit le filtre RC suivant :

1.determiner la fonction de transfert (G = Us / Ue) en fonction de R et C.

2. Quel est le type de ce filtre et quel son ordre ?

3. Exprimer la fréquence de coupure fc en fonction de R et C.

4. Calculer la valeur du condensateur ainsi que la valeur de la tension de sortie du filtre pour fc = 627 kHz, R = 6,8 kΩ et Ue = 2 V

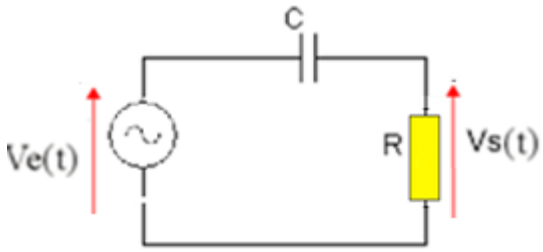


Figure II.57: *circuit électrique*

RÉSOLUTION

1) Fonction de transfert

Selon la fonction de transfert on a :

$$G(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = \frac{Z_R}{Z_R + jZ_C} = \frac{R}{R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{1}{1 - j\frac{1}{RC\omega}} = \frac{1+j0}{1 - j\frac{\omega_c}{\omega}}$$

avec ; $Z_R = R$ et $Z_C = \frac{1}{jC\omega}$

2) D'après la fonction de transfert en a un filtre passe haut du 1ere ordre

3) $w_c = \frac{1}{RC} = 2\pi f_c$

4) $C = \frac{1}{2\pi f_c R} = \frac{1}{2\pi 62710^3 \times 6.810^3} = 3737pF$

$$G = \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{Z_R}{Z_R + jZ_C}$$

$$V_s = \frac{V_e}{\sqrt{2}} = \frac{2}{\sqrt{2}} = 1.44V$$

Exercice 06 :

Présenter le schéma d'un filtre RL passe-haut 1er ordre.

Exprimer sa fonction de transfert G = tension d'entrée / tension de sortie.

La résistance R est de 10 kΩ et la fréquence de coupure fc est de 3,5 KHz.

Une tension de 1,6 V est mesurée à la sortie du filtre lorsqu'un signal de 7 KHz est appliqué à l'entrée.

Quelle est la valeur de la bobine ainsi que la valeur de la tension à l'entrée du filtre,

Visualiser les diagrammes de Bode de la phase et de l'amplitude

RÉSOLUTION

1) Schéma d'un filtre RL passe haut
2) Filtre RL série. En appliquant le diviseur de tension, on obtient :

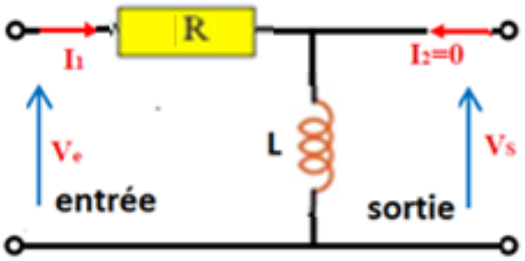


Figure II.58 : *circuit électrique*

a) Montage et fonction de transfert

b) $G(jw) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{jL\omega}{R + jL\omega}$ $\qquad \omega_c = \frac{R}{L}$ (II-130)

$$G(jw) = \frac{j\frac{\omega}{\omega_c}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}}$$

$$L = \frac{R}{\omega_c} = \frac{R}{2\pi f_c} = \frac{10^4}{2\pi \times 3.510^3} = 455mH \qquad \text{(II-131)}$$

c) Calcul de gain en fréquence

$$G(jw) = \frac{j\frac{\omega}{\omega_c}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}} = \frac{j\frac{f}{f_c}}{1 + j\frac{f}{f_c}}$$

e) Module de $G(j\omega)$

$$\|G(j\omega)\| = \frac{\left\|0+j\frac{f}{f_c}\right\|}{\left\|1+j\frac{f}{f_c}\right\|} = \frac{\sqrt{\left(\frac{f}{f_c}\right)^2+0^2}}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} = \frac{\frac{f}{f_c}}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} = \frac{2}{\sqrt{1+(2)^2}} = \frac{2}{\sqrt{1+(2)^2}} = 0.89 \qquad \text{(II-132)}$$

$$\frac{V_s}{V_e} = 0.89 \Rightarrow V_e = \frac{V_s}{0.89} = \frac{1.6}{0.89} = 1.78V$$

a) Gain de $G(j\omega)$: G_{db}

$$G_{db} = 20.\log|G(j\omega)| = 20.\log\frac{1}{\sqrt{1+R^2C^2\omega^2}} = 20.\log\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2}}$$

$$= 20.\log 1 - 20.\log\sqrt{1+\frac{1}{R^2C^2\omega^2}} = -10.\log\left(1+\left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2\right)$$

$$G_{db} = -10.\log\left(1+\left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2\right) \qquad \text{(II-133)}$$

b) Argument de $G(j\omega)$: φ

$$\varphi = \frac{\text{arctang}\frac{0}{1}}{\text{arctang}\frac{-\frac{\omega_c}{\omega}}{1}} = 0 - \text{arctang}\left(-\frac{\omega_c}{\omega}\right)$$

$$\varphi = \text{arctang}\frac{\omega_c}{\omega} \qquad \text{(II-134)}$$

Diagramme de Bode en phase G(jω) : φ)

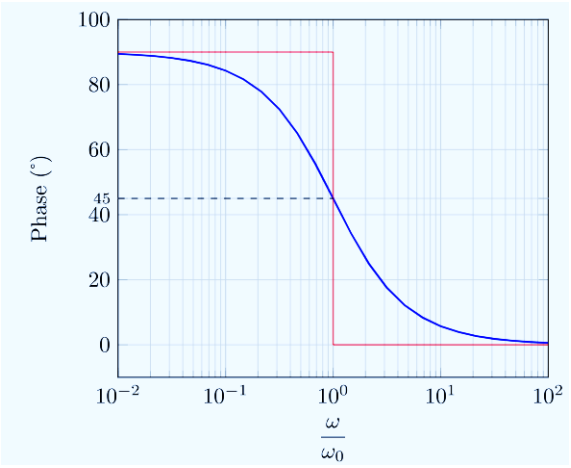


Figure II.59 : *Diagramme de bode en phase d'un filtre passe- haut 1ere ordre*

Diagramme de Bode du Gain G(db)=f(ω) :

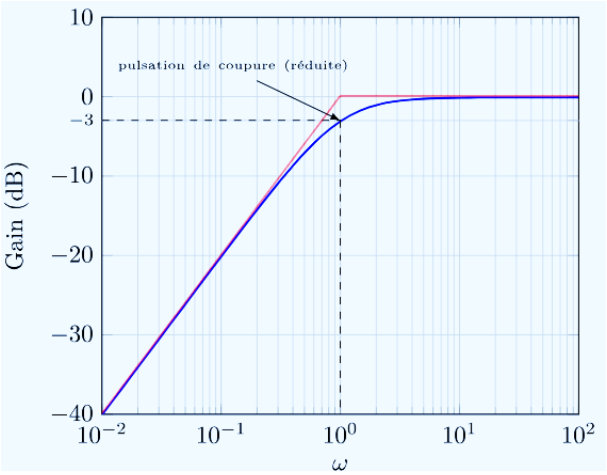


Figure II.60 : *Diagramme de bode du gain d'un filtre passe- haut 1ere ordre*

IV.11 QCM

QCM +QROC +Évaluations

RÉSOLUS

1 Le quadripôle d'un transistor peut être défini par quatre grandeurs électriques :

- ❑ **a.** deux tensions et deux courants
- ❑ **b.** V_{BE} , I_B , V_{CB} et I_C
- ☑ **c.** V_{BE} , I_B , V_{CE} et I_C

2 Les grandeurs fondamentales d'un quadripôle sont :

- ☑ **a.** Gain en tension G_V ,Gain en courant G_A ,Impédances d'entrée et de sortie Z_E , Z_S
- ❑ **b.** G_V , G_A , admittances d'entrée et de sortie Y_E , Y_S
- ❑ **c.** tension d'entrée et de sortie V_E , V_S , Z_E , Z_S

3 Un filtre passe haut est un quadripôle linéaire qui ne laisse passer que les signaux compris dans un domaine:

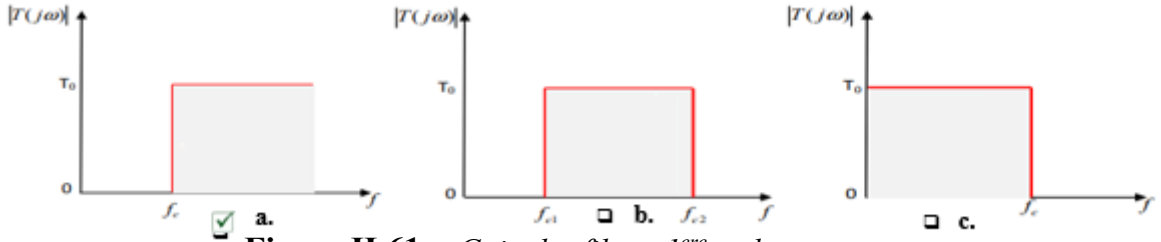


Figure II.61 : *Gain des filtres 1ere ordre*

4 Le rôle principal des filtres en électronique et en traitement du signal est :

- ☑ **a.** d'atténuer certaines composantes d'un signal (partie inutile du signal)
- ☑ **b.** de laisser passer d'autres (partie utile du signal).
- ❑ **c.** d'écrêter certaines composantes d'un signal

5 Les filtres passifs constitués de dipôles passifs linéaire :

- ❑ **a.** résistances, transistors, bobines
- ❑ **b.** résistances, condensateurs, circuits intègres
- ☑ **c.** résistances, condensateurs, bobines

6 La fréquence de résonance d'un circuit.:

- ☑ **a.** $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{CL}}$
- ❑ **b.** $f_c = \frac{\sqrt{CL}}{2\pi}$
- ❑ **c.** $f_c = \frac{RC}{2\pi}$

CHAPITRE III

LES DIODES

III. LES DIODES



I. définition et fonctionnement d'une diode

Une diode est un dipôle passif et non-linéaire. Passif parce que ce composant ne peut jamais fournir d'énergie au circuit et non linéaire parce que la tension à ses bornes n'est pas proportionnelle au courant. Pour former une diode, on utilise un matériau semi-conducteur (le silicium en général) sur lequel on crée une jonction en dopant différemment deux zones, c'est-à-dire en ajoutant des impuretés qui modifient le comportement électrique de la substance.

On crée ainsi une zone P et une zone N (figure 1), cause des propriétés particulières des semi-conducteurs, la circulation *du* courant à travers la jonction ne peut s'effectuer que dans le sens PN.

Bien qu'au départ chacune des deux zones soit électriquement neutre, la mise en contact des deux parties induit un phénomène de migration de porteurs majoritaires de part et d'autre de la jonction : certains trous de la zone P se déplacent vers la zone N qui contient des donneurs d'électrons, tandis que certains électrons de la zone N migrent vers la zone P qui contient des accepteurs d'électrons.

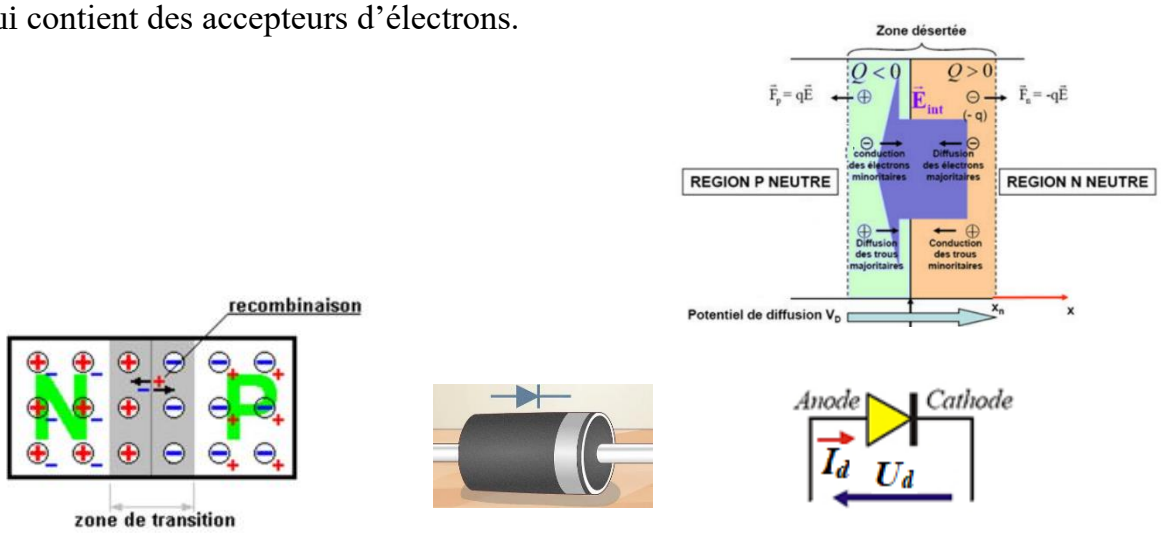


Figure III.1 : *schéma électrique et représentation symbolique d'une diode.*

On oriente l'intensité I_d dans le sens de la flèche représentant le sens du courant dans la diode.

La tension U_d est en convention récepteur

II. Polarisation directe et inverse d'une diode

II.1. Polarisation directe :

Polarisation directe de la diode à jonction.

f En polarisation directe, la tension appliquée (VAK > 0) permet le passage d'un courant électrique de l'anode (A) vers la cathode (K) appelé courant direct

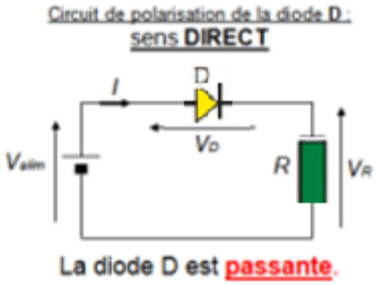


Figure III.2 : *Montage d'un redresseur monophasé polarisation inverse*

II.2. Polarisation inverse :

Polarisation inverse de la diode à jonction.

f En polarisation inverse, la tension appliquée (VAK < 0) empêche le passage du courant.

Le courant inverse est pratiquement nul.

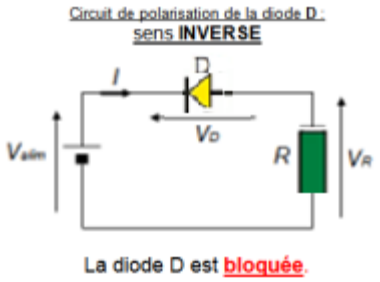


Figure III.3 : : *Montage d'un redresseur monophasé polarisation inverse*

III. Caractéristique courant-tension de la diode

Une diode de redressement D est un composant semi-conducteur, présentant deux connexions appelées cathode (K) et anode (A).

Pour caractériser électriquement son fonctionnement, il est d'usage d'orienter le courant I_{AK} de l'anode vers la cathode, et de définir la tension entre l'anode et la cathode U_{AK}. Avec cette convention, la caractéristique électrique graphique d'une diode de redressement est présentée figure (III.4)

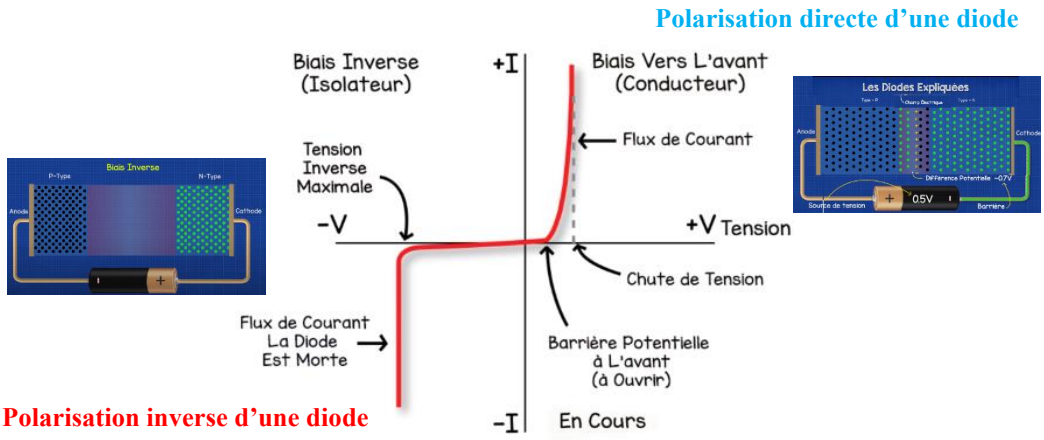


Figure III.4 : *caractéristique tension-courant d'une diode*

On retrouve la loi exponentielle décrite dans le sens passant et un courant constant

$$I = I_S e^{\frac{V_e}{KT}} \qquad \text{(III-1)}$$

Expression dans la quelle

- I(t) : courant dans la diode (A) ;
- I_S : courant de saturation en polarisation inverse (A) ;
- q : charge d'un électron = $1.6*10^{-16}$ Coulomb ;
- k : constante de Boltzmann = $1.38*10^{-23}$ J/°C ;
- T : température absolue (K) ;
- V(t) : tension appliqué e aux bornes de la diode (V)

La tension de seuil *Vo* vaut environ 0,2 V pour une diode au germanium et 0,6 V pour une diode au silicium. Dans de nombreux cas, les tensions dans les montages comportant des diodes sont très supérieures à la tension de seuil, on peut négliger *Vo*.

- Très faible dans le sens bloqué

On remarque également sur la figure suivante qu'au-delà d'une valeur maximale, la tension inverse *V*R provoque un phénomène qui se traduit par une augmentation rapide du courant inverse (courant opposé au courant direct). Il s'agit du phénomène d'avalanche qui a pour effet le claquage de la diode et donc sa destruction.

III.1 La polarisation simple et le point de fonctionnement

On polarise une diode en sens direct en l'incluant dans un circuit de sorte qu'elle soit parcourue par un courant. Sur le schéma de la figure III.5 , un générateur parfait de tension *E* continue alimente un dipôle formé d'une résistance *R* et d'une diode en série soit encore :

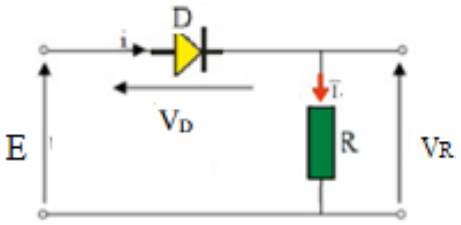


Figure III.5 : *Montage d'un redresseur monophasé*

$$\begin{cases} I = I_S e^{\frac{V_e}{KT}} \rightarrow \text{Caractéristique de la diode} \\ I = \frac{E-V}{R} \rightarrow \text{droite de charge} \end{cases} \qquad \text{(III-2)}$$

Cette dernière relation est appelée droite de charge statique du circuit. L'intersection entre ces deux courbes donne le point de fonctionnement *Q* (ou point de repos ou encore point de polarisation du circuit).

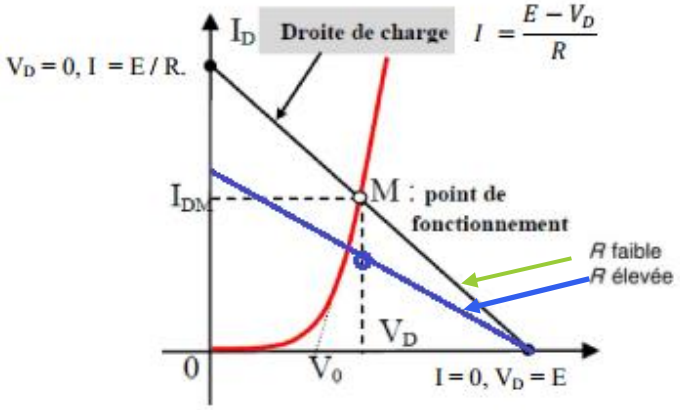


Figure III.6 : *la droite de charge et le point de fonctionnement d'une diode*

Par exemple, une tension de seuil *Vs* = 0,7 V et de résistance dynamique r_d = 10 Q, la tension *V* aux bornes de la diode a pour expression : $V = V_s + r_d I$

La loi des mailles nous donne par ailleurs l'équation : $E = RI + V_s + r_d I$.

IV. Modèle de Linéarisation de la caractéristique tension-courant

IV.1. Diode idéale

C'est un dipôle électrique unidirectionnel dont les bornes sont l'anode (A) et la cathode (K).

- En **polarisation directe** c'est-à-dire si $U_A > U_K$ la résistance de la diode est nulle. Elle se comporte alors comme un interrupteur fermé. Il n'y a donc pas de notion de tension de seuil dans ce cas (d'une certaine façon, elle est nulle)
- En **polarisation inverse** ($U_A < U_K$), on a : $R = \infty$. La diode est équivalente à un interrupteur ouvert.

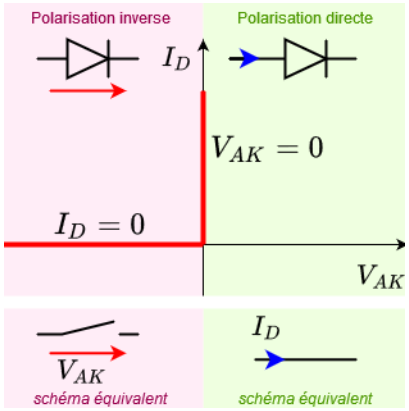




Figure III.7 : *caractéristique et représentation symbolique d'une diode idéale.*

Son schéma électrique est équivalent à un simple interrupteur à deux positions.

IV.2. Diode parfaite

La seconde approximation consiste à tenir compte de la tension de seuil *Vs* par exemple 0.6 V de la diode de façon à améliorer la précision des calculs. La caractéristique et le schéma électrique associé sont représentés figure III.4.

On notera, il s'agit là d'une notion importante, le sens de ce générateur opposé par rapport à celui du courant circulant dans la diode (récepteur).

- Diode polarisée en sens direct : $Id \neq 0$, la diode est dite passante.
- Diode polarisée en sens inverse : $Id = 0$, la diode est dite bloquée.

Dans le cas passant, on associe à l'interrupteur fermé un générateur de force contre-électromotrice de façon à tenir compte de la barrière de potentiel. le sens de ce générateur opposé par rapport à celui du courant circulant dans la diode dans la mesure où la barrière de potentiel s'oppose au courant de diffusion *Id*.

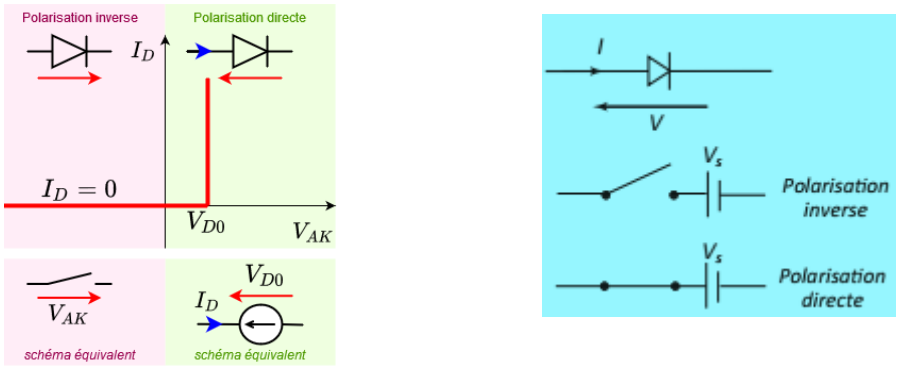


Figure III.8 : : *caractéristique et représentation électrique d'une diode parfaite.*

IV.3. Diode semi-réelle modèle dynamique

Il s'agit de l'approximation la plus fine et là plus proche de la caractéristique réelle.

On tient compte là aussi de la tension de seuil mais également de la résistance série *rd* de la diode dans la mesure où l'on observe que la pente de la caractéristique *I*(*V*) n'est pas infinie lorsque la diode est passante

V < 0,7 V <=> *1 = 0* (diode bloquée)

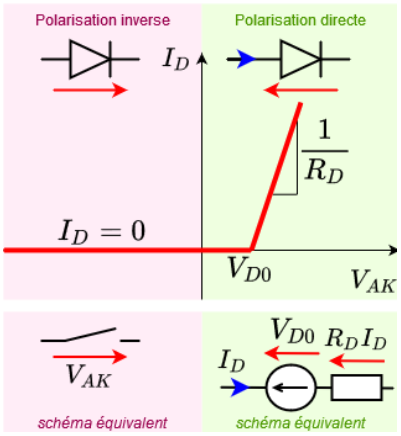


Figure III.9 :: *caractéristique et représentation d'une diode dynamique.*

V > 0,7 V <=> $I = \frac{V - V_s}{r_d}$ avec *Rd* résistance dynamique de la diode passante.

V. Les diodes particulières :

V.1. La diode Zéner

Une diode Zener a un comportement en direct identique à celui d'une diode classique. C'est dans le sens inverse que son comportement présente sa spécificité. Le comportement en inverse est semblable au comportement en direct, mais la tension de seuil notée Vz (tension Zener) peut aller de 2,7V à plusieurs dizaines de Volts. La diode Zéner est une diode conçue pour fonctionner dans la zone de claquage *ou tension d'avalanche (tension Zener).* Contrairement aux diodes petit signal et de redressement qui sont utilisées pour transformer une tension alternative (le secteur EDF 50 Hz par exemple) en une tension continue

a) Symbolisations et caractéristique

La caractéristique de la diode Zener est donnée par la figure III.11-a

-En direct, une diode Zener se comporte comme une mauvaise diode normale.

- En inverse, La caractéristique de la diode Zener présente l'allure d'un générateur de tension à faible résistance interne

.

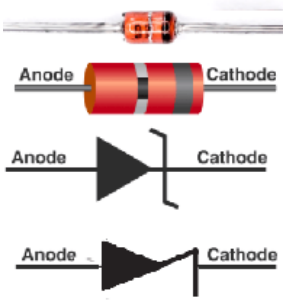


Figure III.10 : *représentation symbolique d'une diode Zener*

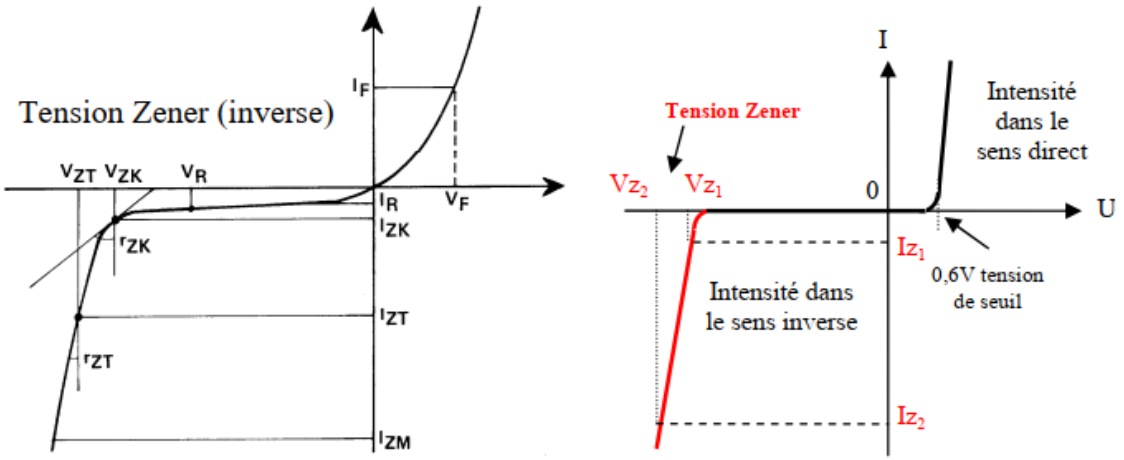


Figure III.11-a: : *caractéristique tension-courant d'une diode zener*

Dans ce circuit, la diode Zener est polarisée en inverse, ce qui signifie que la tension d'entrée E doit être supérieure à la tension de Zener (Vz) plus une petite tension de chute pour que le régulateur fonctionne correctement. Lorsque la tension d'entrée est supérieure à cette valeur, la diode Zener commence à conduire et maintient la tension de sortie constante à une valeur égale à sa tension de Zener (-Vz dans ce cas

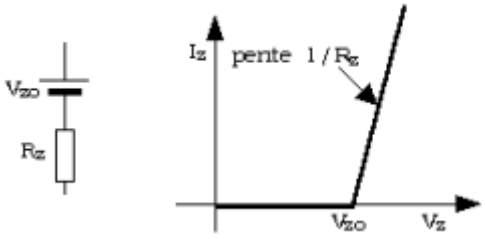


Figure III.11-b : *schéma électrique et représentation symbolique d'une diode ZENER.*

b) Le régulateur de tension à diode Zener

Un régulateur de tension est un dispositif qui maintient une tension à une valeur constante et qui est indispensable pour alimenter des systèmes électroniques qui nécessitent une tension stable. Celui qui utilise la propriété de la diode Zener de présenter une tension constante à ses bornes lorsqu'elle est polarisée en sens inverse est le régulateur de tension le plus simple(figure III.12). Lorsque la tension E est supérieure à -V z, la tension de sortie Vs demeure constante et égale à —Vz dans ce circuit.

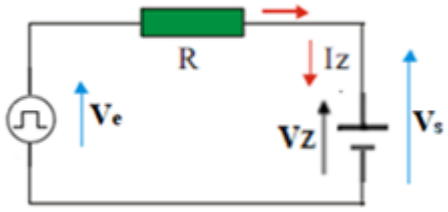


Figure III.12 : *circuit électrique .*

V.2. Diode Schottky

La diode Schottky, également connue sous le nom de diode barrière Schottky, est un composant électronique précieux en raison de ses caractéristiques uniques, notamment sa faible chute de tension directe, son temps de commutation rapide et sa faible capacité de stockage de charge. Dans les diodes Schottky, la jonction P -N est remplacée par la jonction d'un métal avec un semi-conducteur peu dopé (de type N car les porteurs sont plus mobiles). Si le métal (anode) est positif par rapport à la zone N (cathode) la jonction est conductrice.

La diode Schottky est une diode qui a un seuil de tension directe très.

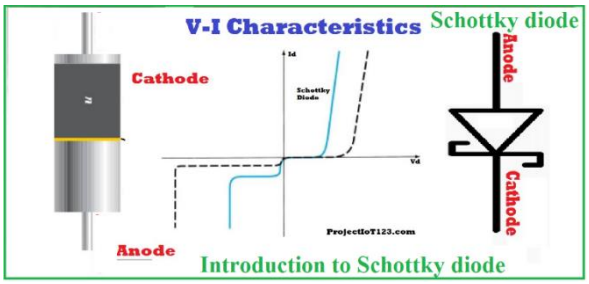


Figure III.13: *schéma électrique et représentation symbolique d'une diode schottky.*

Les diodes Schottky sont largement utilisées dans divers circuits électroniques, tels que:

- les redresseurs de haute fréquence,
- les circuits de commutation,
- les circuits de protection contre les surtensions,

V.3. Diode à capacité variable

La diode varicap, également connue sous le nom de diode à capacité variable, est un composant électronique fondamental utilisé dans une variété d'applications, notamment dans les circuits de syntonisation des récepteurs radio et des télévisions. Exploite l'effet capacitif

qui existe entre les zones *p* et *n* de la jonction. La zone désertée de porteurs étant assimilée à l'isolant.

En ajustant la tension inverse aux bornes de la jonction, on élargit ou l'on réduit la zone désertée (ou zone de transition) ce qui revient à faire varier la capacité équivalente de la jonction. Si la tension inverse augmente, la capacité équivalente diminue et inversement. Compte tenu de son origine, cette capacité est appelée capacité de transition. Les varicaps, utilisées en polarisation inverse, sont très utilisées en électronique (récepteurs radios ou TV) et ont avantageusement remplacé les capacités variables.

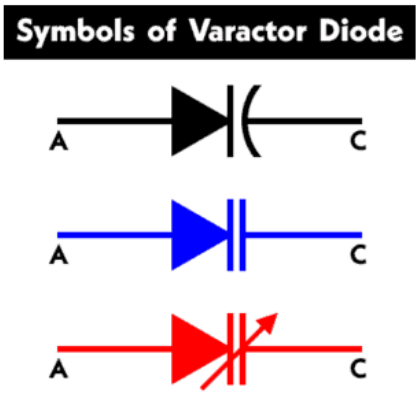


Figure III.14 : *représentation symbolique d'une diode varicap.*

V.4 Diode à effet tunnel

Une diode à effet tunnel est un type spécial de diode qui exploite l'effet tunnel quantique pour son fonctionnement. Contrairement aux diodes classiques qui fonctionnent principalement sur le principe de la diffusion des porteurs de charge à travers une jonction PN, les diodes à effet tunnel exploitent le phénomène de l'effet tunnel quantique pour permettre le passage des porteurs de charge à travers une barrière de potentiel élevée.

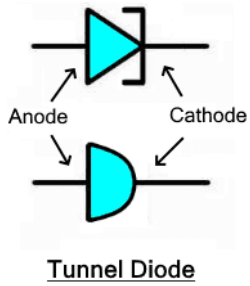


Figure III.15 : *représentation symbolique d'une diode à effet tunnel*

Elles sont utilisées dans diverses applications où une sensibilité élevée aux tensions et une efficacité énergétique sont nécessaires.

1. **Oscillateurs à Haute Fréquence :** pour générer des fréquences RF (Radio Fréquence).
2. **Amplificateurs :** Elles sont également utilisées dans certains types d'amplificateurs pour les signaux à haute fréquence

V.5 Diodes électroluminescentes

Les diodes électroluminescentes (D.E.L. en français et L.E.D. en anglais) sont des jonctions semi-conductrices p-n où les recombinaisons des électrons et des trous créent des photons, émet de la lumière lorsqu'elle est parcourue par un courant électrique de faible intensité.

Si le courant est trop intense, la DEL risque d'être détruite.

Leur largeur spectrale est de l'ordre de ..*0.À* ~ 25 nm quelle que soit leur « couleur »dans le visible (du rouge au bleu).

Elle est transformée en radiation lumineuse. Suivant les éléments de dopage (gallium, arsenic, phosphore, ...)

a) Caractéristiques :

- La tension de seuil dépend de la couleur : verte = rouge = jaune = 1.6 V ;

Infrarouge = 1.15 V

- La luminosité est proportionnelle au courant
- La tension inverse de claquage est faible

b) Utilisation

Les utilisations des LEd sont de plus en plus nombreuses, par exemple : les feux tricolores de circulation, les panneaux d'affichage électroniques (heure, température, publicités diverses).

Les diodes à infrarouges servent beaucoup dans les télécommandes d'appareils TV / HIFI



Fig. : DEL dans un circuit.

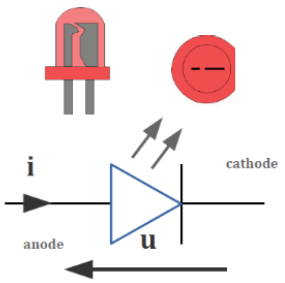


Figure III.16 : *représentation symbolique d'une diode électroluminescente*

V.6. Photodiodes

Une photodiode est un dispositif semi-conducteur qui convertit la lumière en courant électrique. Elle est constituée d'une jonction PN, similaire à une diode, qui génère un courant électrique lorsque des photons la frappent et libèrent des électrons dans la région de déplétion de la jonction. Ce courant est proportionnel à l'intensité lumineuse incidente..

Les photodiodes sont largement utilisées dans de nombreuses applications, telles que :

les capteurs de lumière, les détecteurs de mouvement,
les télécommandes infrarouges, les communications optiques, les scanners à codes-barres, etc.

Elles offrent une sensibilité élevée, une réponse rapide et une large gamme de longueurs d'onde détectables, en fonction du matériau semi-conducteur utilisé pour leur fabrication.

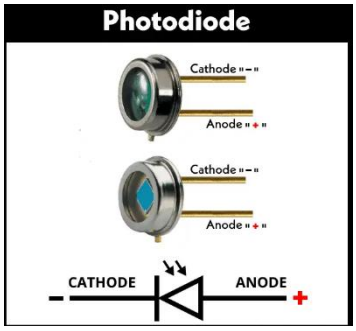


Figure III.17 : *représentation symbolique d'une diode photodiode.*

V.7. Diodes Lasers

La diode laser à semi-conducteur émet de la lumière monochromatique cohérente (une puissance optique) destinée, entre autres, à transporter un signal contenant des informations sur de longue distances (dans le cas d'un système de télécommunications) ou à apporter de l'énergie lumineuse pour le pompage de certains lasers (lasers à fibre, laser DPSS) et amplificateurs optiques (OFA, Optical Fiber Amplifier).

Les diodes lasers sont utilisées dans plusieurs domaines, particulièrement dans:

- Les télécommunications optiques.
- - La lecture de CD, le stockage de l'information dans les disques optiques (CD ou DVD pour la musique comme pour l'informatique).
- -La photocopie ou l'impression laser, - les applications médicales et industrielles

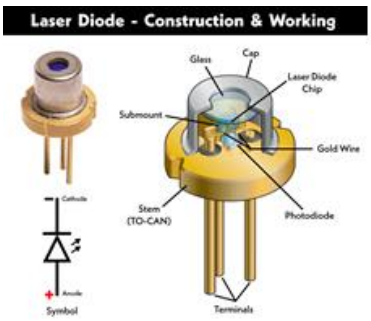


Figure III.18 : *représentation symbolique d'une diode laser.*

a) Exemple :

Comment sont transmises les données ?

L'information envoyée depuis un ordinateur ou un serveur est codée à l'aide d'une succession de 1 et de 0 (codage binaire).

Elle circule dans des câbles en cuivre (ligne ADSL ou VDSL) sous forme d'un signal électrique jusqu'à la fibre optique. Là, des diodes laser transforment ce signal électrique en impulsions lumineuses qui sont envoyées dans la fibre (« 1 » représente une

Impulsion lumineuse, « 0 » un intervalle de temps sans lumière).

L'information circule alors à la vitesse de la lumière dans le verre ou le plastique (200 000 km/s) avant d'être décodée à la sortie de la fibre

VI. Applications de la diode

La diode est un composant électronique très intéressant. On peut l'employer dans une grande variété d'applications telles que :

- La détection, le redressement, La régulation, la multiplication de fréquence, La réalisation de porte logique, L'oscillation…

VI.1 Redressement simple et double alternance d'un courant alternatif :

VI.1.1 Redressement simple alternance

Tracé de la tension redressée

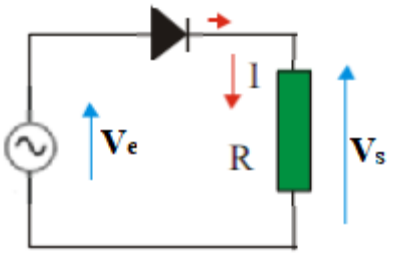


Figure III.19 : *Montage d'un redresseur monophasé*

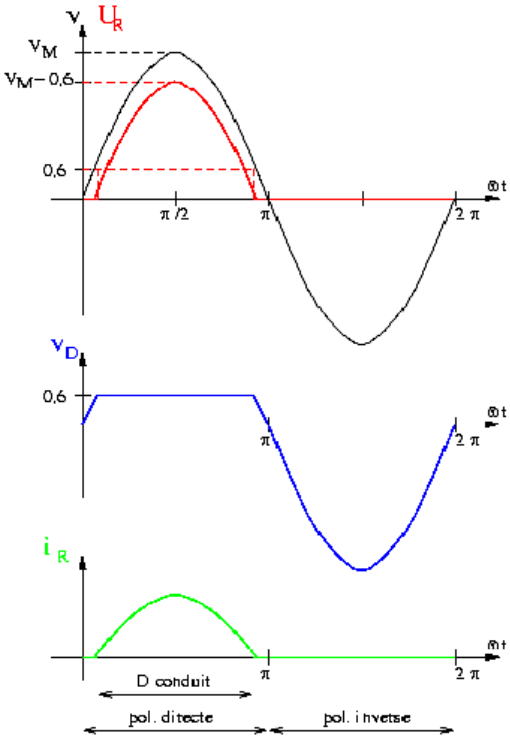


Figure III.20: *chronogrammes des tensions d'entrée et de sortie et du courant d'une diode simple alternance.*

On a vu que :

- quand U > 0, $V_S = U_R = U$.
- quand U < 0, $U_R = 0$

La valeur moyenne U_{Moy} d'une tension de période T, est définie par :

$$U_{Moy} = \frac{1}{T}\int_{t_0}^{T+r_0} U(t)dt = \frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} U_{Max}\sin(\omega t)dt \qquad \text{(III-4)}$$

La tension de sortie est nulle entre $\frac{T}{2}$ et T, sa valeur moyenne est donc :

$$U_{Moy} = \frac{U_{Max}}{T}\left[-\frac{1}{\omega}\cos(\omega t)\right]_0^{\frac{T}{2}} = \frac{U_{Max}}{\omega T}\left[-\frac{1}{\omega}\cos\left(\omega \times \frac{T}{2}\right) + \cos(0)\right] = \frac{U_{Max}}{\omega T}[-\cos(\pi) + \cos(0)]$$

$$U_{Moy} = \frac{2U_{Max}}{\omega T} = \frac{2U_{Max}}{2\pi} = \frac{U_{Max}}{\pi}$$

$$U_{Moy} = \frac{U_{Max}}{\pi} \qquad \text{(III-5)}$$

VI.1.2 Redressement double alternance

Ce montage comporte un transformateur ayant deux enroulements secondaires identiques reliés en série et qui délivre deux tensions opposées. Ou le point milieu permet la conception d'alimentations symétriques, par exemple $+15$ V et -15 V :

- Lorsqu'on a une alternance positive sur V1, elle est négative sur *V2* et vice versa

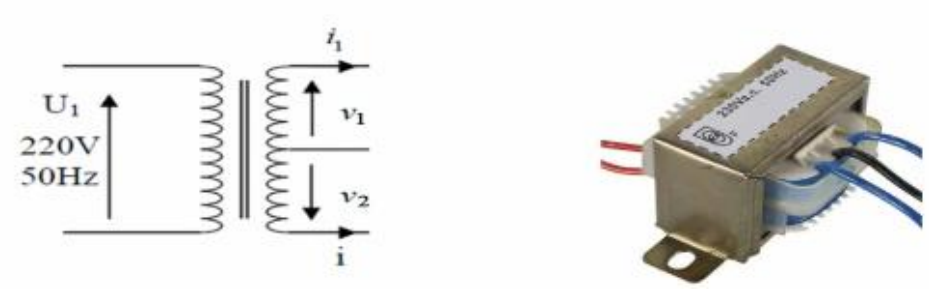


Figure III.21 : transformateur ayant deux enroulements secondaires

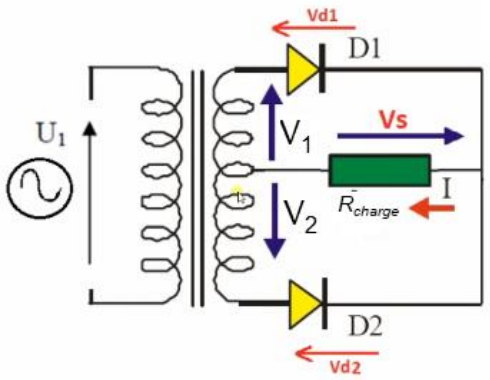


Figure III.22: *Montage d'un redresseur double alternance*

Pour $0 < t < T/2$, V_1, V_2 , la diode conduit D_1.

Les tensions aux bornes de la charge et aux bornes de la diode D_2 sont:

$$V_s = V_1 = V_M \sin wt$$
$$V_{D2} = V_2 - V_s = -2V_M \sin wt$$

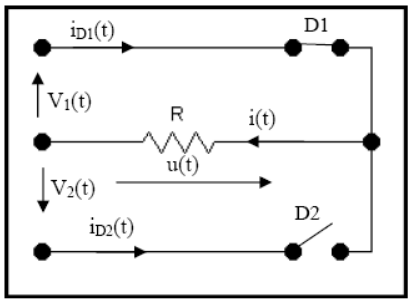


Figure III.23: *Montage d'un redresseur pour* $0 < t < T/2$

Pour $T/2 < t < T$, $V_2 > V_1$, la diode conduit D_2.

Les tensions aux bornes de la R_{charge} et aux bornes de la diode D_1 sont:

$$V_s = V_2 = -V_M \sin wt$$
$$V_{D1} = V_1 - V_s = 2V_M \sin wt$$

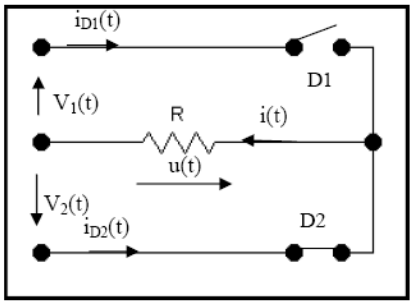


Figure III.24: *Montage d'un redresseur pour* $T/2 < t < T$

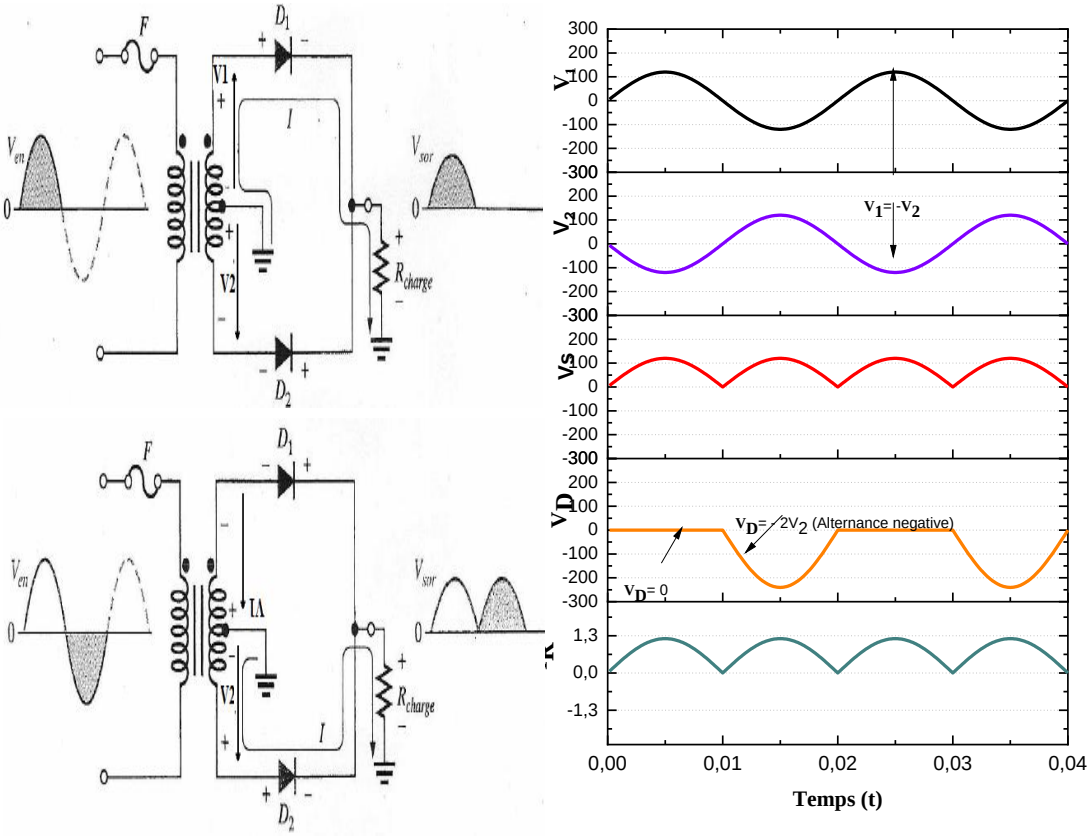


Figure III.25: *chronogrammes des tensions d'entrée, de sortie et du courant d'une diode doublee alternance*

.Alors la valeur moyenne de cette tension est donnée par :

$$\langle V\rangle = \bar{V} = 2\frac{1}{\frac{T}{2}}\int_0^{\frac{T}{2}} v(t)\cdot dt = 2\frac{1}{\frac{1}{2}}\int_0^{\frac{T}{2}} U_{Max}\sin(\omega t)dt = 2\frac{U_{\text{Max}}}{T}\left[-\frac{1}{\omega}\cos(\omega t)\right]_0^{\frac{T}{2}}$$

$$= 2\frac{U_{Max}}{\omega T}\left[-\frac{1}{\omega}\cos\left(\omega\times\frac{T}{2}\right)+\cos(0)\right] = 2\frac{U_{Max}}{\omega T}[-\cos(\pi)+\cos(0)]$$

$$= \frac{2U_{Max}}{\pi}$$

Finalement la tension :

$$V_{moy} = 2\frac{V_M}{\pi}$$

La valeur efficace V_{eff} *d'une tension de période T est définie par*

$$U_{eff} = 2\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} U^2(t)dt} \Rightarrow U_{\pi t}^2\times T = 2\int_0^{\frac{T}{2}} U_{Maat}^2\sin^2(\omega t)dt = U_{Ma}^2\int_0^{\frac{T}{2}}[1-\cos(2\omega t)]dt$$

$$U_o^2\times T = U_{\text{Hai}}^2\left[t-\frac{1}{2\omega}\sin(2\omega t)\right]_0^{\frac{T}{2}} = U_{\text{Ma}}^2\left[\frac{T}{2}-\frac{1}{2\omega}\sin\left(2\omega\frac{T}{2}\right)\right] = \frac{U_{\text{Mar}}^2}{2}\times T$$

$$V_{eff} = V_{\text{mix}}\sqrt{\frac{1}{2}} = V_{\text{max}}\cdot\frac{\sqrt{2}}{2} \qquad \text{(III-6)}$$

Donc le facteur de forme est :

$$F = \frac{V_{\text{eff}}}{V_{\text{moy}}} = \frac{V_{\text{max}}\cdot\frac{\sqrt{2}}{2}}{V_{\text{max}}\cdot\frac{2}{\pi}} = \frac{\sqrt{2}\cdot\pi}{4} = 1.11 \qquad \text{(III-7)}$$

VI.2 Redressement avec condensateur de filtrage

Le redressement avec condensateur de filtrage est une technique utilisée dans les circuits électriques pour convertir une tension alternative (AC) en une tension continue (DC) avec une ondulation minimale. Cette technique est souvent utilisée dans les alimentations électriques et les circuits électroniques nécessitant une alimentation en courant continu stable.

Période de charge du condensateur:

Dès que $V_A > V_K$, la diode est passante : le condensateur se charge rapidement car la résistance de la diode est très inférieure à celle de la charge *Rch.* On peut définir la constante de temps de charge $\tau_C = RC$ diode

La tension crête atteinte aux bornes du condensateur est égale à $Ve - V_{AK}$.

Décharge du condensateur :

Dès que $V_A < V_K$, le générateur est isolé de la charge par la diode qui est bloquée. Le condensateur se décharge dans **R** avec une constante de temps $\tau_C = RC$

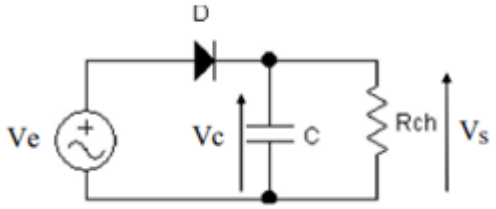


Figure III.26: *Montage d'un Redresseur avec condensateur de filtrage*

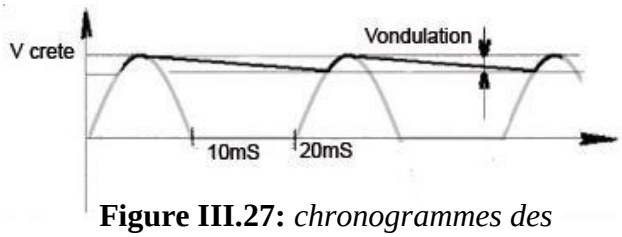


Figure III.27: *chronogrammes des tensions de sortie et du courant*

VI.3 Ecrêteurs-limiteurs

Dans les systèmes de radar, les ordinateurs et autres systèmes électroniques, on désire parfois supprimer une tension ou un courant plus grand ou plus petit qu'une valeur spécifiée, comme le montrent les exemples ci-dessous

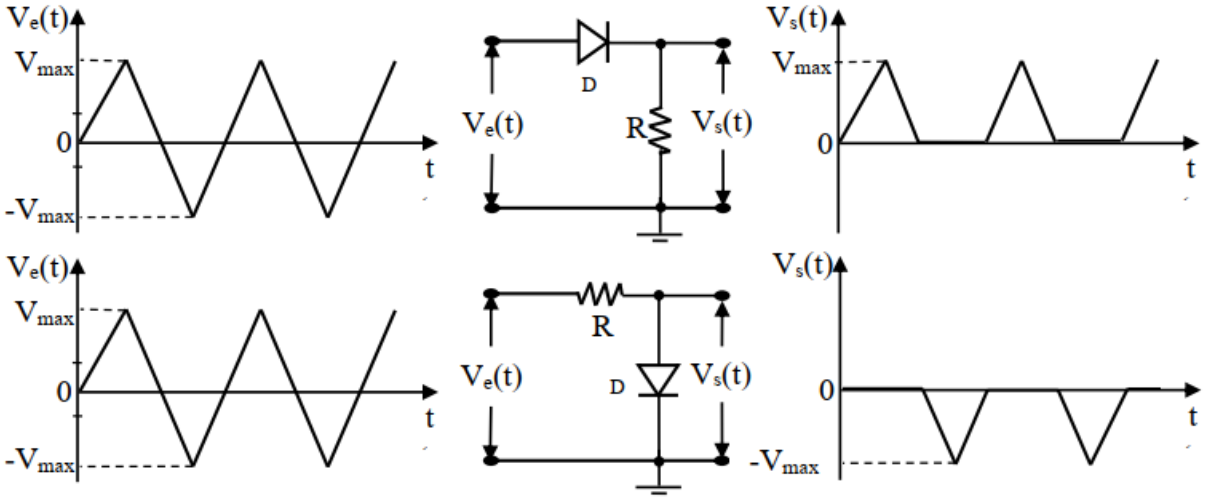


Figure III.28: *chronogrammes des tensions d'entrée, de sortie et du courant d'une diode doublee alternance*

L'équation de maille du circuit écrêteur de la figure III.24 s'écrit, lorsque la diode D est passante :

$$V_e = Ri_d + E + V_d \qquad \text{(III-8)}$$

Lorsque la diode D est idéale (Vd=0), alors le courant id(t) d'après l'équation (III-8) sera

$$I_d(t) = \frac{V_e(t) - E}{R} \qquad \text{(III-9)}$$

D'où les graphes des fonctions id(t) = f(Ve(t)) et Vs(t) = h(Ve(t)) de la figure III-26 :

Si $V_e(t) < E \Rightarrow i_d(t) = 0$:D est bloquee $R \times i_d(t) = 0$ et $V_s(t) = V_e(t)$

Si $V_e(t) \geq E \Rightarrow i_d(t) \geq 0$:D est passante $V_d = 0$ et $V_s(t) = E$

La figure III-29 représente un circuit écrêteur double et les graphes des fonctions

id(t) = f(Ve(t)) et Vs(t) = h(Ve(t)) pour différents états de diode.

Si $V_e(t) > 0 \; et \; V_e(t) > E_1$:D_1 est passante D_2 est bloquée ;

Si $V_e(t) < 0 \; et \; |V_e(t)| > |E_2|$:D_2 est passante D_1 est bloquée ;

Quand on veut supprimer une partie d'un signal, la diode est un élément qui peut satisfaire à ce besoin particulier. Quand on souhaite écrêter un signal sinusoïdal à un certain niveau, on peut utiliser le circuit illustré dans la figure ci-dessous. La figure suivante représente un circuit écrêteur double et les graphes des fonctions

id(t) = f(Ve(t)) et Vs(t) = h(Ve(t)) pour différents états de diode

Si *Ve*(*t*) > 0 et *Ve*(*t*) ≥ E_1 : D_1 est passante et D_2 est bloquée;

Si *Ve*(*t*) <0 et *Ve*(*t*) ≥E_2 : D_2 est passante et D_1 est bloquée

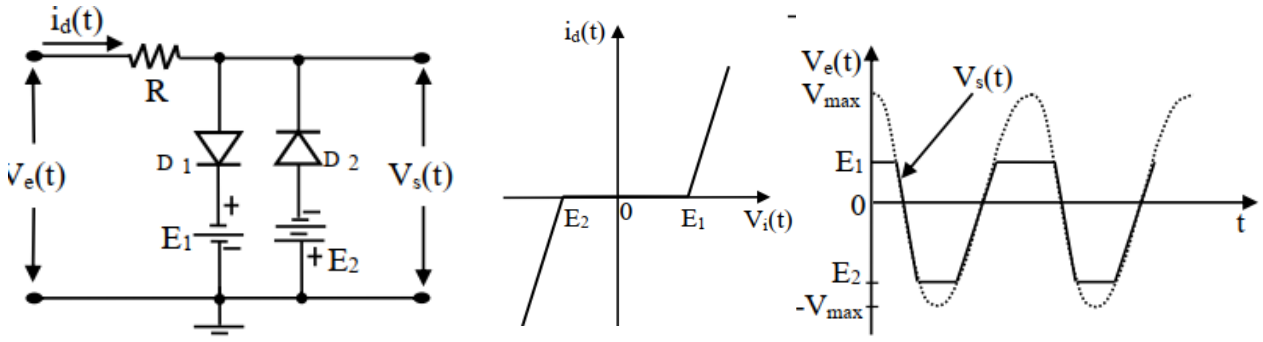


Figure III.29: *montage d'un Ecrêteurs-limiteurs chronogrammes des tensions d'entrée, de sortie et du courant d'une diode*

VI.4 Circuit de Multiplicateur de tension

Les multiplicateurs de tension à base de diode et de condensateur sont des circuits électroniques ingénieux qui permettent d'obtenir des tensions de sortie supérieures à celles de

l'alimentation d'entrée en utilisant des composants simples. Ces dispositifs trouvent leur utilisation dans de nombreuses applications, de l'électronique de puissance aux équipements de mesure.

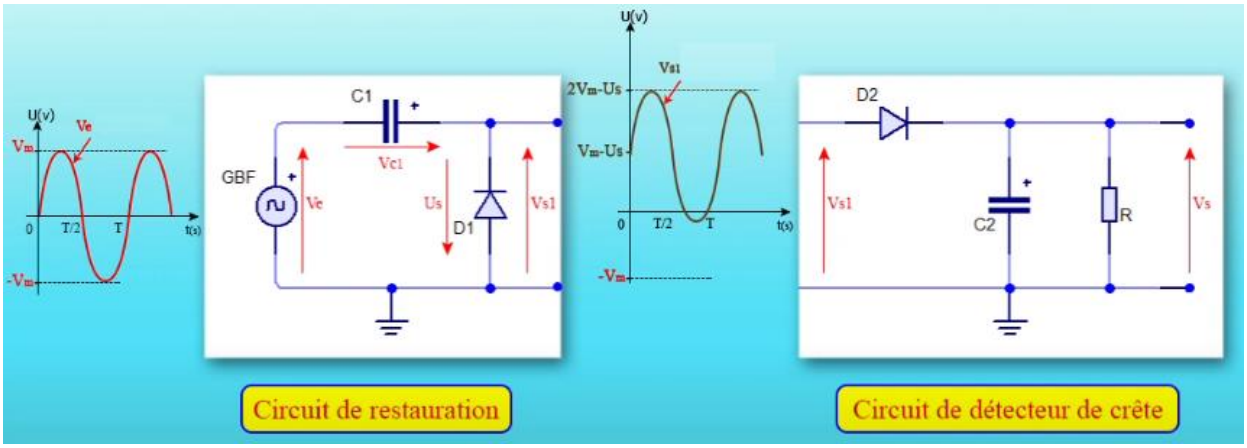


Figure III.30: *chronogrammes des tensions d'entrée, de sortie et du courant d'une diode doublee alternance*

VI.5. Circuits de restauration

c) Fonctionnement

Le signal appliqué à l'entrée est de type sinusoïdal : $V_e = V_m \sin \omega t$

Lorsque la tension Ve est négative, la diode est dans un état de conduction. On peut la remplacer par à un court-circuit

Pendant l'alternance négative de la tension d'entrée, la diode D_1 est polarisée en inverse, donc le condensateur C_1se charge jusqu'à la tension de crête Vm : $V_{C1} = -V_m$

La diode D_1 verra à ses bornes la tension$V_{D1} = V_e(t) + V_m$

Ve < 0
Vs = 0 ;
Ve = Vc + Vs = Vc ;
Vs = Ve − Vc

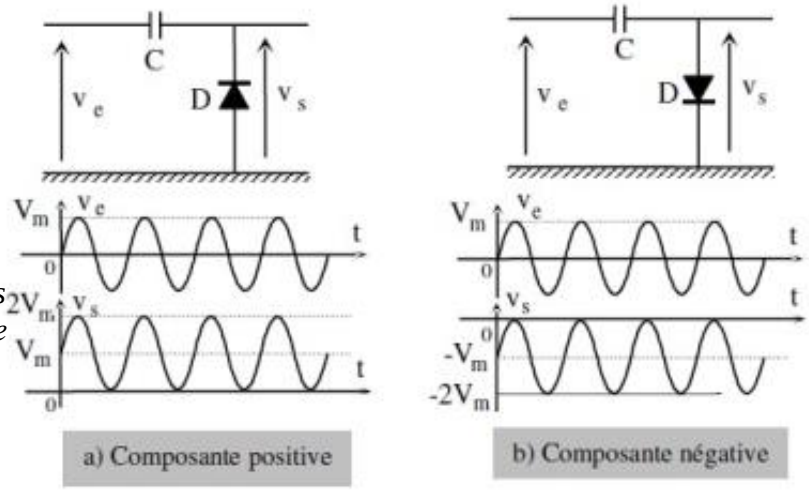


Figure III.31: *chronogrammes des tensions d'entrée, de sortie d'un circuit de restauration*

VI.5.2 Détecteur de crête

Pendant l'alternance positive, la diode **D2** conduit et le condensateur **C2** se charge à la tension V_{D1}.

Il suffit alors de filtrer la tension V_{D1} à sa valeur de crête avec **D2** et **C2** : on obtient une tension continue égale à deux fois la tension crête du générateur : $VRc \approx 2 \times Vm$

• Il est possible de continuer ce raisonnement, et en ajoutant d'autres cellules semblables à celle du doubleur, on peut tripler, quadrupler ou plus les tensions

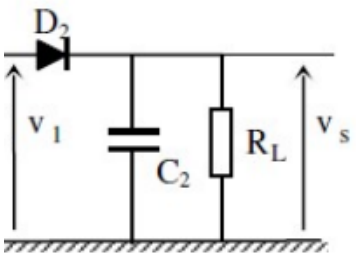


Figure III.32: *montage d'un détecteur de crête*

$V_s = V_e - V_c$

$V_c = -V_m$

$V_s = V_e + V_m$

On constate ainsi que le signal de sortie n'est autre que le signal appliqué à l'entrée, auquel on a rajouté une tension continue d'amplitude égale à Vm

VI.6. Stabilisation par diode de zener

La stabilisation d'une tension ondulée consiste à obtenir une tension pratiquement constante. Cette fonction peut être réalisée par une diode Zener.

On suppose que la résistance R déconnectée et que la résistance *Rz* de la diode Zener est négligée (*Rz* = 0),

Si $V_e > V_Z$ alors $V_s = V_Z$

Si $V_e < V_Z$ alors $V_s = V_e$

Il faut donc que $V_e > V_Z$ pour que la tension de sortie soit constante (stabilisée)

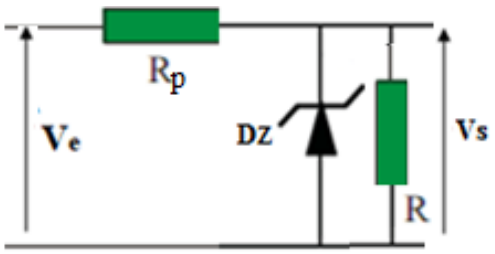


Figure III.33: *circuit électronique*

VI.7 Un circuit d'alimentation DC (courant continu) est un système électronique conçu pour fournir une tension électrique stable et continue à un dispositif électronique ou à un ensemble de dispositifs.

Voici quelques composants typiques que l'on trouve dans un circuit d'alimentation DC :

1. ***Transformateur :*** Si la tension d'entrée doit être convertie (par exemple, de CA à CC), un transformateur peut être utilisé pour ajuster la tension.
2. ***Redresseur :*** Le redresseur convertit généralement le courant alternatif (CA) en courant continu (CC).
3. ***Filtrage :*** Un filtre est souvent utilisé pour lisser la tension en sortie du redresseur. Les condensateurs sont couramment utilisés
4. ***Régulateur de tension:*** Si une tension de sortie précise et stable est requise, un régulateur de tension peut être utilisé pour maintenir la tension de sortie à un niveau constant

VI.8. Test diode

Le mode de test de diode d'un multimètre numérique produit une légère tension entre les cordons de mesure afin de permettre une jonction polarisée dans le sens direct. Une chute normale de tension est de 0,5 V à 0,8 V. La résistance polarisée dans le sens direct d'une diode en bon état doit passer de 1 000 à 10 ohms. Lorsque la polarité est inversée, les multimètres numériques doivent afficher OL (soit une résistance très élevée).

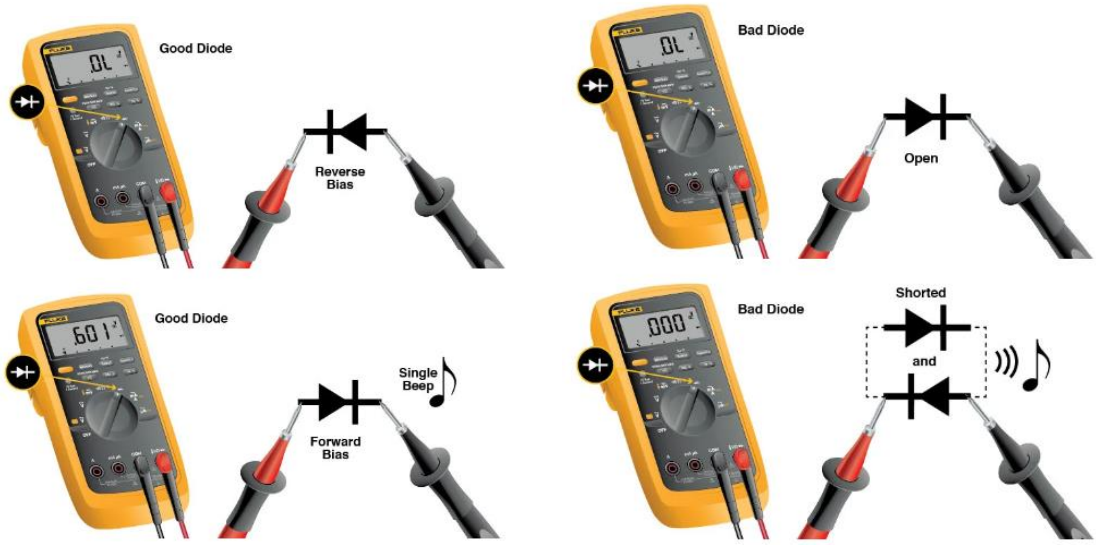


Figure III.34: *testeur des diodes*

Les diodes sont classées en fonction du courant. Si la valeur de référence est dépassée, la diode échoue et risque d'être court-circuitée. Soit a) elle permet au courant de circuler dans les deux sens, soit b) elle empêche le courant de circuler dans les deux sens.

Exercices RÉSOLUS

Exercice 01

Soit le circuit suivant. $R = 1\ K\Omega,\ V_e(t) = 5\ sin\omega t.$

Donner la caractéristique $I_D(V_D)$ de la diode, analyser le fonctionnement du circuit, et tracer les graphes des tensions

V_s et V_D en fonction du temps, pour les trois cas suivant :

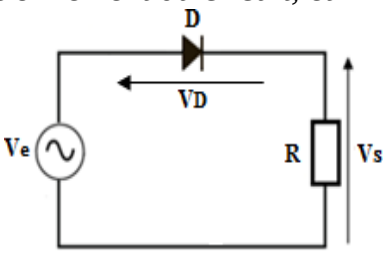


Figure III.35: *circuit électrique*

1. **D** est une diode idéale.
2. **D** présente une résistance directe nulle, une résistance inverse infinie, et une tension de seuil $V_{seuil} = 0{,}6\ V$.
3. **D** est une diode au silicium de résistance directe 20Ω et résistance inverse infinie.

RÉSOLUTION

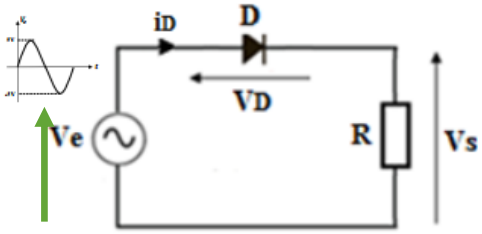


Figure III.36: *circuit électrique*

$R = 1\ K\Omega,\ V_e(t) = 5\ sin\omega t$

✓ Caractéristique $ID\ (VD)$ de la diode, analyse du fonctionnement du circuit, et graphes de $V_s(t)$ et $V_D(t)$:

a) D est une diode idéale.

Caractéristique $I_D = (V_D)$:

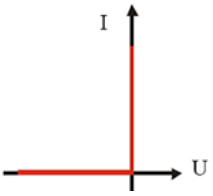


Figure III.37: Modèle de la diode en direct

Analyse du fonctionnement du circuit :

En appliquant la loi des mailles : $Ve - V_D - Ri_D = 0$

Quand **D** est bloquée : $i_D = 0$ et $V_D < 0$

$i_D = 0 \rightarrow V_e - V_D = 0 \rightarrow V_D = V_e$ $\qquad V_D < 0 \rightarrow V_e < 0$

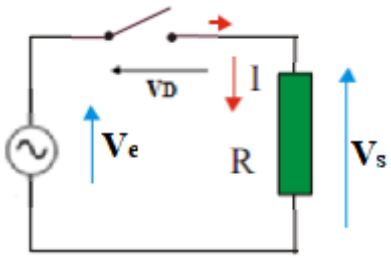


Figure III.38: *circuit électrique*

D bloquée : $\rightarrow Ve < 0$

$V_s = Ri_D$, $i_D = 0 \rightarrow V_s = 0$

$V_e - V_D - V_s = 0,\ V_s = 0 \rightarrow V_D = V$

D passante : $\rightarrow Ve > 0$

$Ve = Vs$

$VD = 0$

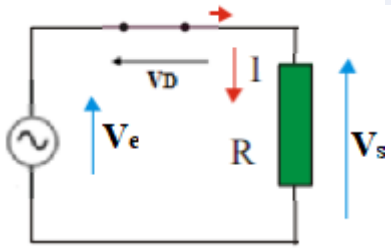


Figure III.39: *circuit électrique*

Graphes des tensions Vs et VD en fonction du temps :

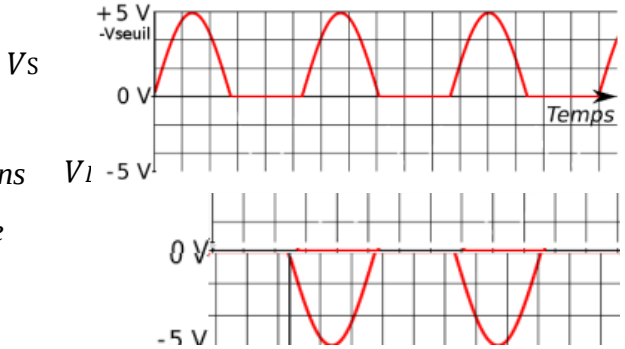


Figure III.40: *chronogrammes des tensions d'entrée, d'une diode et de sortie*

b) D présente une résistance directe nulle, une résistance inverse infinie, et une tension de seuil Vseuil = 0,6 V .

Caractéristique I_D V_D :

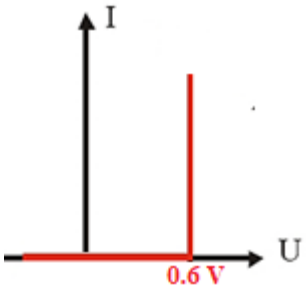


Figure III.41: Modèle de la diode en direct

Analyse du fonctionnement du circuit :

En appliquant la loi des mailles :

$Ve - VD - RiD = 0$

Quand **D** est bloquée : $iD = 0$ et $VD < Vseuil$

$iD = 0 \rightarrow Ve - VD = 0 \rightarrow VD = Ve$

$VD < Vseuil \rightarrow Ve < Vseuil$

D bloquée : $\rightarrow Ve < Vseuil$

$$Vs = RiD \ , \ iD = 0 \rightarrow Vs = 0$$

$$Ve - VD - Vs = 0, Vs = 0 \rightarrow VD = V$$

D passante : $\rightarrow Ve > Vseui$

$$Ve - Vseuil - Vs = 0 \rightarrow Vs = Ve - Vseuil \rightarrow Vs = 5\ sin\omega t - 0.6$$

$$VD = Vseuil$$

Graphes des tensions V_S et V_D en fonction du temps :

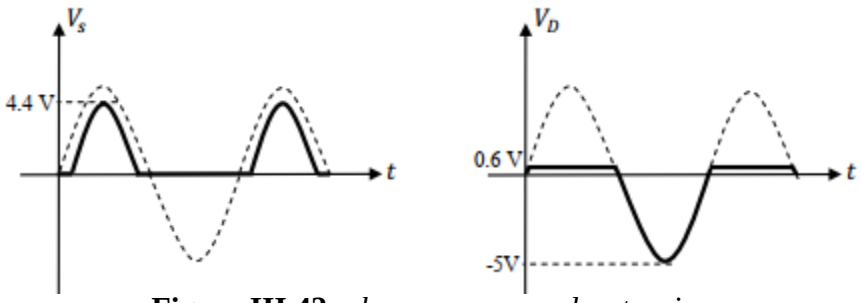


Figure III.42: *chronogrammes des tensions d'entrée, d'une diode et de sortie*

c) D est une diode au silicium de résistance directe $r_d = 20\Omega$ et résistance inverse infinie.
Caractéristique $I_D V_D$:

Analyse du fonctionnement du circuit :

En appliquant la loi des mailles :

$Ve - V_D - RiD = 0$

Quand **D** est bloquée : $iD = 0$ et $VD < Vseuil$

$iD = 0 \rightarrow Ve - VD = 0 \rightarrow VD = Ve$

$VD < Vseuil \rightarrow Ve < Vseuil$

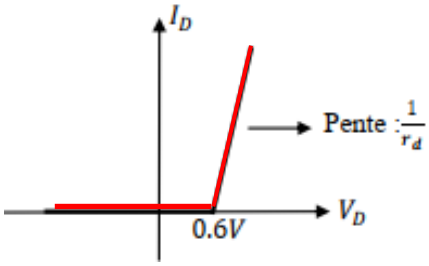


Figure III.43: Modèle de la diode en direct

D bloquée : $\rightarrow Ve < Vseuil$

$Vs = RiD$, $iD = 0 \rightarrow Vs = 0$

$Ve - VD - Vs = 0$, $Vs = 0 \rightarrow VD = Ve$

D passante : $\rightarrow Ve > Vseuil$

En appliquant la loi des mailles :

$Ve - r_D i_D - Vseuil - RiD = 0$

$$iD = \frac{Ve - Vseuil}{rd + R}$$

En appliquant la loi d'Ohm :

$Vs = RiD$

On trouve finalement :

$$Vs = \frac{R}{rd + R}(Ve - Vseuil)$$

AN :

$$Vs = \frac{1000}{1000 + 20}(5\ \sin\omega t - 0.6) = 4.90\ \sin\omega t - 0.59$$

d'ou : $Vsmax = 4.31\ V$

VD?

$VD = rdiD + Vseuil$

$$V_D = \frac{rd}{rd + R}(Ve - Vseuil) + Vseuil$$

$$VD = \frac{20}{1000 + 20}(5\sin\omega t - 0.6) + 0.6 = 0.0980\sin\omega t - 0.59$$

$$VD = \frac{20}{1000 + 20}(5\sin\omega t - 0.6) + 0.6 = 0.0980\sin\omega t - 0.59 = 0.69\ \text{V}$$

Graphes des tensions V_S et V_D en fonction du temps :

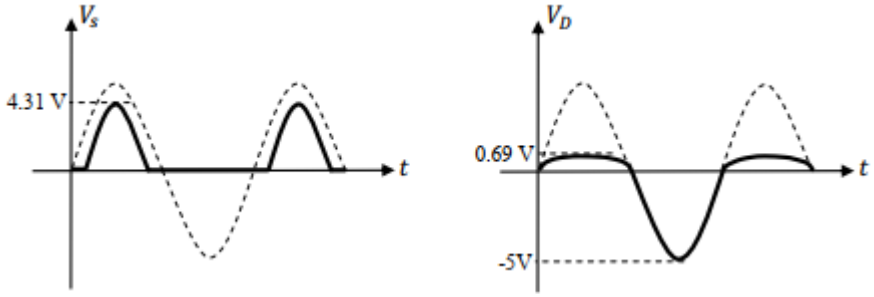


Figure III.44: *chronogrammes des tensions d'entrée, d'une diode et de sortie*

Exercice 02

Soit le montage de la figure ci-contre. On donne $V_1(t) = -V_2(t) = V_M \sin\omega t$.

1) Tracer la forme de la tension redressée et calculer sa valeur moyenne
2) Déterminer l'expression du courant redressé i_d en fonction du temps. Que deviendrait cette expression pour des valeurs de Q très élevées ?

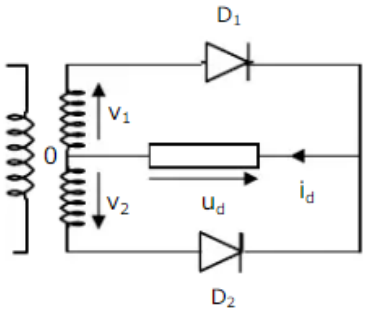


Figure III.45: *circuit électrique*

RÉSOLUTION

1) Pour $0 < t < T/2$, $V_1 > V_2$, la diode conduit D_1.

Les tensions aux bornes de la charge et aux bornes de la diode D_2 sont:

$$V_s = V_1 = V_M \sin wt$$

$$V_{D2} = V_2 - V_s = -2V_M \sin wt$$

Pour T/2 < t < T, $V_2 > V_1$, la diode conduit D_2.

Les tensions aux bornes de la R_{charge} et aux bornes de la diode D_1 sont:

$$V_s = V_2 = -V_M \sin wt$$
$$V_{D1} = V_1 - V_s = 2V_M \sin wt$$

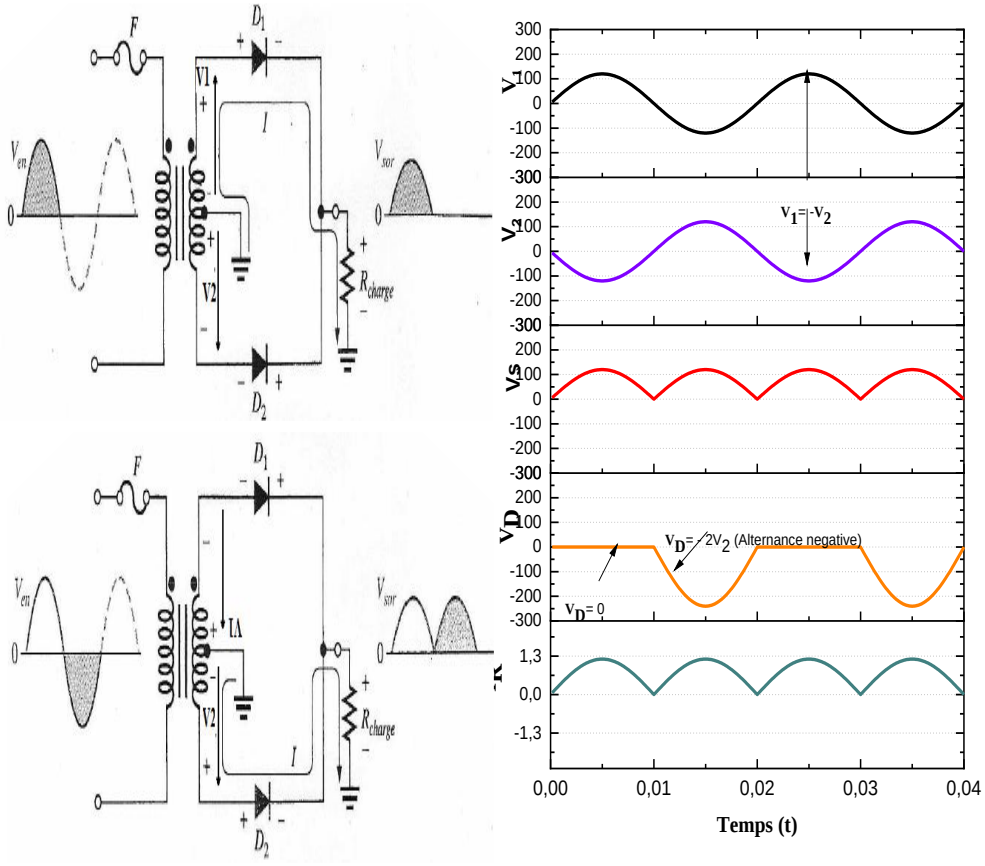


Figure III.46: *chronogrammes des tensions d'entrée, de sortie et du courant d'une diode doublee alternance*

Alors la valeur moyenne de cette tension est donnée par :

$$\langle V \rangle = \bar{V} = 2\frac{1}{\frac{T}{2}}\int_0^{\frac{T}{2}} v(t)\cdot dt = 2\frac{1}{\frac{1}{2}}\int_0^{\frac{T}{2}} U_{Max}\sin(\omega t)dt = 2\frac{U_{\text{Max}}}{T}\left[-\frac{1}{\omega}\cos(\omega t)\right]_0^{\frac{T}{2}}$$

$$= 2\frac{U_{Max}}{\omega T}\left[-\frac{1}{\omega}\cos\left(\omega \times \frac{T}{2}\right) + \cos(0)\right] = 2\frac{U_{Max}}{\omega T}[-\cos(\pi) + \cos(0)]$$

$$= \frac{2U_{Max}}{\pi}$$

Finalement la tension $V_{moy} = 2\frac{V_M}{\pi}$

2) La valeur moyenne du courant ic(t) est donc:

$I_{moy} = \langle I_R \rangle = \frac{V_M}{2\pi R}[1 + \cos \omega t]$

$\alpha = \omega t$

Le courant moyen étant égal à :

$I_{moy} = \langle I_R \rangle = \frac{2U_{Max}}{\pi R}$

Exercice 03

Soit les circuits de la figure (III-47 a et b), qui comportent une diode idéale D.

$V_e(t) = 28\ sin\omega t,\ E = 5\ V, R_1 = 300\ \Omega, R_2 = 100\ \Omega.$

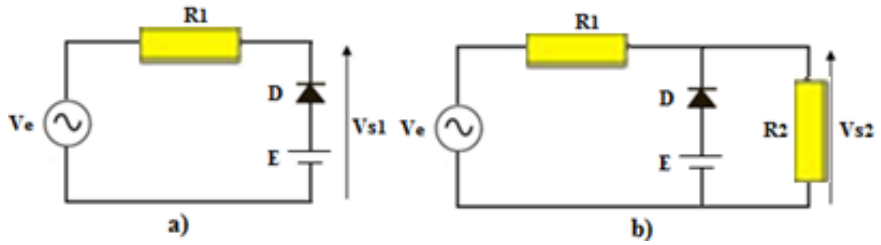


Figure III.47: *circuit électrique*

✓ Exprimer le principe de fonctionnement des circuits de la figure (III.47) et tracer les graphes de V_{s1} et V_{s2} en fonction du temps.

RÉSOLUTION

Analyse du fonctionnement du montage :

En appliquant la loi des mailles :

$V_e - R_1 I_D + V_D - E = 0$

Quand **D** est bloquée : $iD = 0$ et $V_D < 0$

$\rightarrow VD = E - V_e$

puisque $V_D < 0$

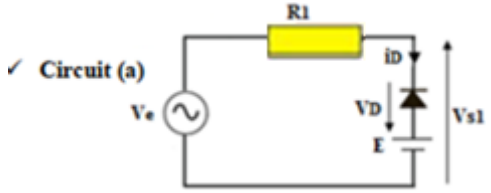


Figure III.48: *circuit électrique*

Alors $E - e_{Th} < 0 \Rightarrow e_{Th} > E$

donc : $V_e + V_D - E = 0 \Rightarrow V_D = E - V_e$

$V_D < 0 \rightarrow E - V_e < 0 \rightarrow Ve > E$

D bloquée : $\rightarrow Ve > E$

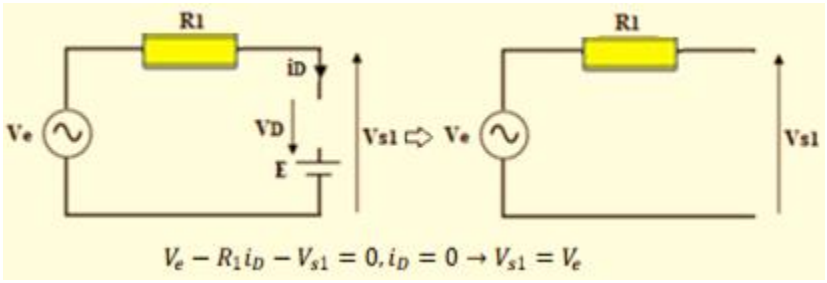


Figure III.49: *circuit électrique*

D passante : $\rightarrow Ve < E$

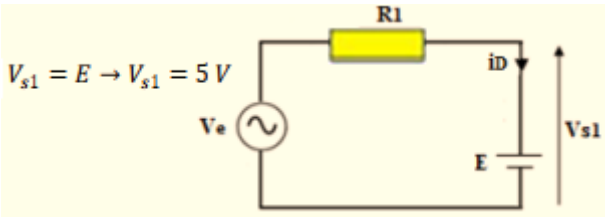


Figure III.50: *circuit électrique*

Graphes des tensions V_S et V_D en fonction du temps :

Pour simplifier l'analyse de ce circuit on peut utiliser le théorème de Thévenin

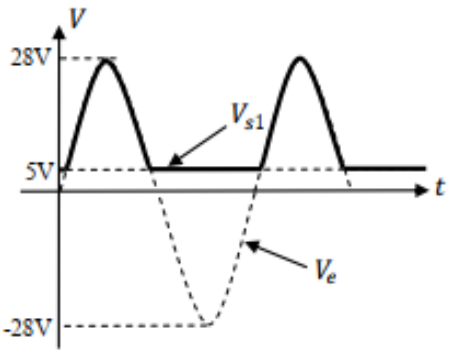


Figure III.51: *chronogrammes des tensions d'entrée et de sortie*

✓ Présentation du modèle équivalent du Thévenin entre A et B: eTh :

R1 et R2 sont en série donc on peut appliquer le pont diviseur de tension :

$$e_{Th} = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_e$$

$$e_{Th} = \frac{100}{100+300} 28 \sin \omega t$$

$$e_{Th} = 7 \sin \omega t$$

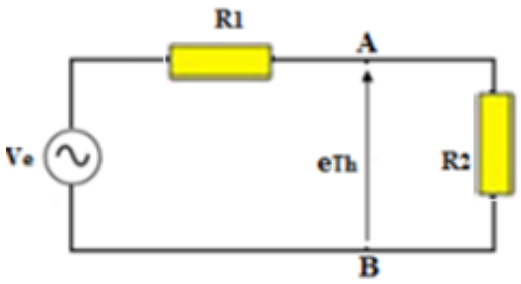


Figure III.52: *circuit électrique*

Détermination du R_{Th} :

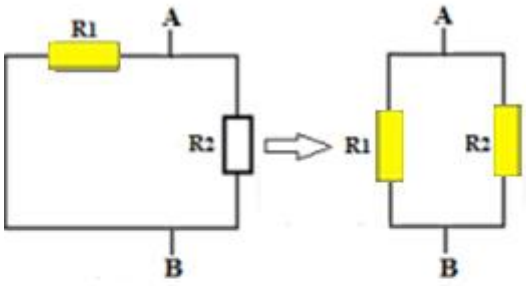


Figure III.53: *résistance de Thévenin*

$$R_{Th} = \frac{R_{2\times}R_1}{R_1+R_2}$$

$$R_{Th} = \frac{100\times300}{100+300} = 75\Omega$$

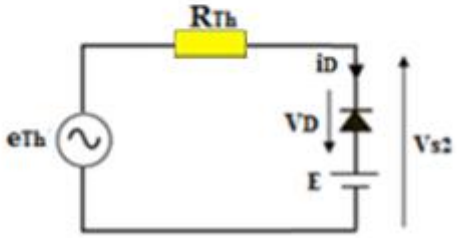


Figure III.54: *circuit électrique*

Analyse du fonctionnement du montage :

En appliquant la loi des mailles :

$$e_{Th} - R_{Th} I_D + V_D - E = 0$$

Quand **D** est bloquée : $I_D = 0$ et $V_D < 0$

donc : $e_{Th} + V_D - E = 0 \rightarrow eTh + VD - E = 0 \rightarrow VD = E - eTh$

puisque $V_D < 0$ Alors $E - eTh < 0 \Rightarrow eTh > E$

D bloquée : $\rightarrow eTh > E$

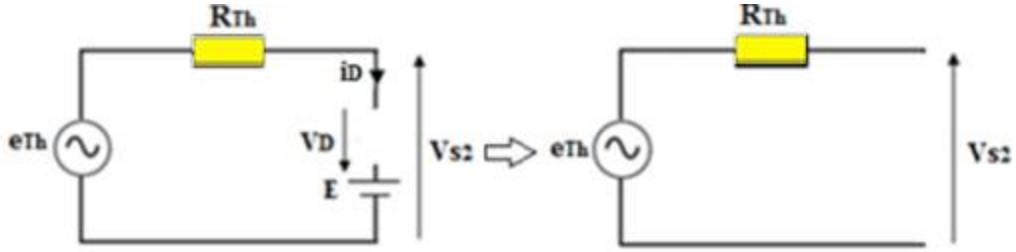


Figure III.55: *circuit électrique*

D passante : $\rightarrow e_{Th} < E$

$V_{s2} = E \rightarrow V_{s2} = 5\,V$

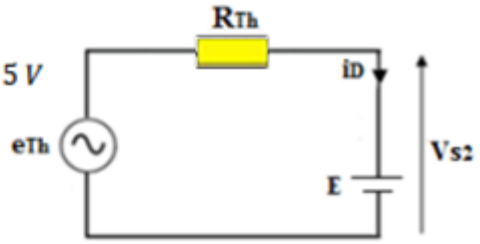


Figure III.56: *circuit électrique*

Graphes des tensions Vs et VD en fonction du temps :

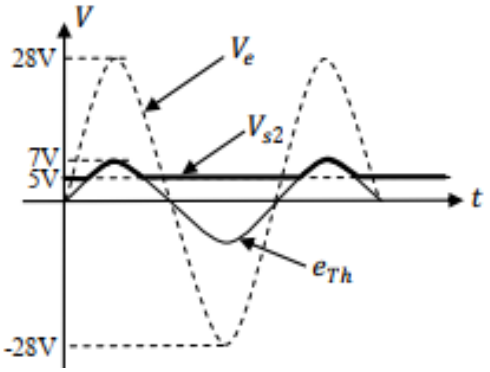


Figure III.57: *chronogrammes des tensions d'entrée et de sortie*

Exercice 04

Soit le montage suivant. Les diodes sont supposées idéales. V_e = 15 $sin\omega t$. E_1 = 10 V et E_2 = 5 V.

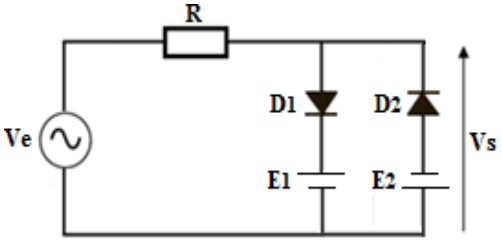


Figure III.58: *circuit électrique*

✓ Analyser le fonctionnement du montage et tracer le graphe de la tension V_s en fonction du temps.

RÉSOLUTION

les diodes D₁ et D₂ V_e = 15 $sin\omega t$.$E_1 = 10V$ et $E_2 = 5V$

Analyse du fonctionnement du montage :

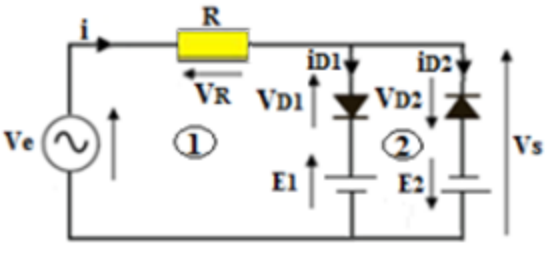


Figure III.59: *circuit électrique*

En appliquant la loi des mailles :

$V_e - RI + V_{D1} - E = 0$ M1

$V_e - RI + V_{D2} - E = 0$ M2

Quand les diodes D₁ et D₂ sont bloquée

$I_{D1} + I_{D2} - E = 0$

$I_{D1} + I_{D2} = 0$, $V_{D1} < 0$ et $V_{D2} < 0$

Donc $V_e + V_{D1} - E_1 = 0 \Rightarrow V_{D1} = E_1 - V_e$

$V_e + V_{D2} - E_2 = 0 \quad V_{D2} = E_2 - V_e$

$Ve > E_1$ D1 passante

$Ve < -E_2$ D2 passante

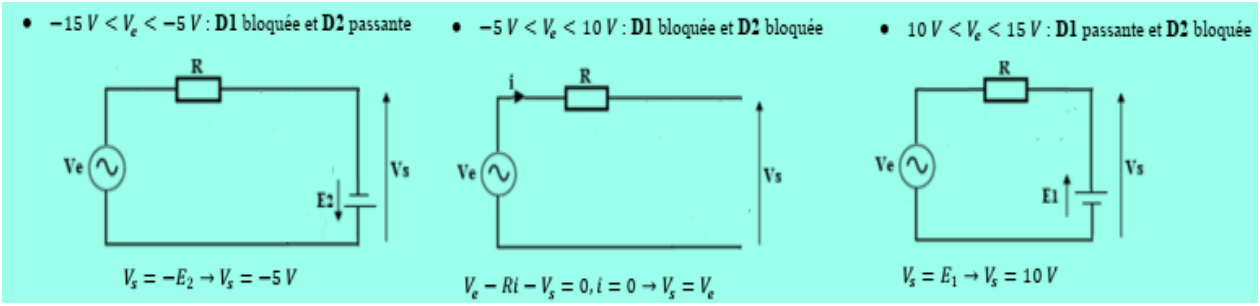
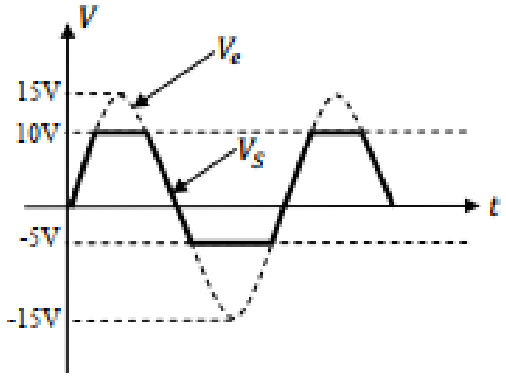


Figure III.60: *circuit électrique*

Graphe de V_s en fonction du temps :



Exercice 05

Soit V_e est une tension d'entree de forme sinusoïdale d'une valeur maximale V_{max} . La diode est supposée idéale. à l'instant t = 0, le condensateur C est totalement déchargé.

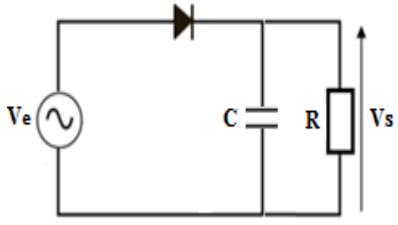


Figure III.61: *montage d'un détecteur de crête*

- ✓ Expliquer principe de fonctionnement de ce circuit

en traçant le graphe de la tension V_s en fonction du temps.

RÉSOLUTION

- A t=0 V_C =0V D diode Idéale

Analyse du fonctionnement du montage :

En appliquant la loi des mailles :

$V_e - V_D - V_s = 0$ Diode ideale

Alors $V_D = V_e - V_s$

Quand D est bloquée et puisque $V_D < 0$ Alors $V_e - V_s < 0$ $\Rightarrow V_e < V_s$

- $0 < t \leq \frac{T}{4}$

D est passante et C se charge à travers la résistance R jusqu'à Vmax

- $\frac{T}{4} < t \leq t_1$

$V_e < V_s$ D est bloquée et C se décharge à travers la résistance R avec une constante du temps $\tau_{dech} = RC$

- $t = t_1$

D est passante et le même processus se répète

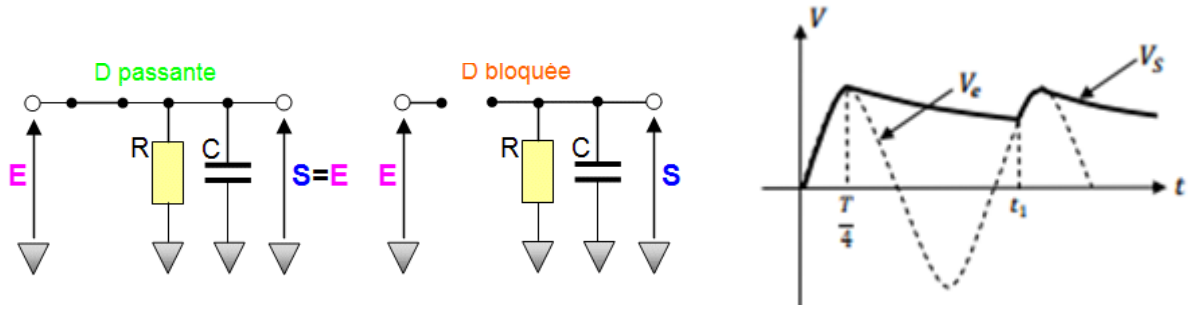


Figure III.62: *chronogrammes des tensions d'entrée et de sortie*

Exercice 06

La diode Zener Dz est fabriquée en silicium, avec une résistance interne RZ négligeable et d'une tension VZ = 3 V.

Un signal carré d'amplitude +5V / -5V est appelé Ve.

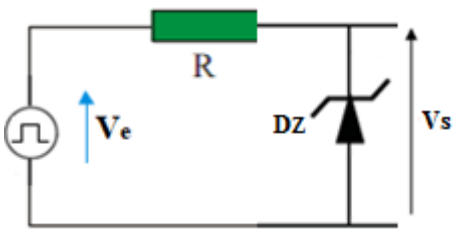


Figure III.63: *circuit électrique*

➢ Étudier le fonctionnement du montage (Figure III.63) et représenter le diagramme de la tension Vs au fil du temps.

RÉSOLUTION

La diode Zener Dz est fabriquée en silicium avec une tension de seuil Vseuil=0.6V Et Vz=3V

Analyse du fonctionnement du montage :

➢ $V_e = +5V$

la diode est polarisée en inverse et puisque $Ve > Vz$ la diode zener est passante

$$V_s = V_Z = 3V$$

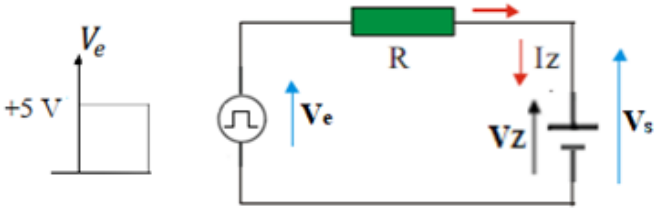


Figure III.64: *circuit électrique*

➢ $V_e = -5V$

La diode est polarisée en direct et se comporte une diode simple $Ve > Vz$ la diode zener est passante

$$|V_s| = 5V \ > |V_{seuil}| = -0.6V$$

Donc La diode Zener Dz

$$|V_s| = |V_{seuil}| = -0.6V$$

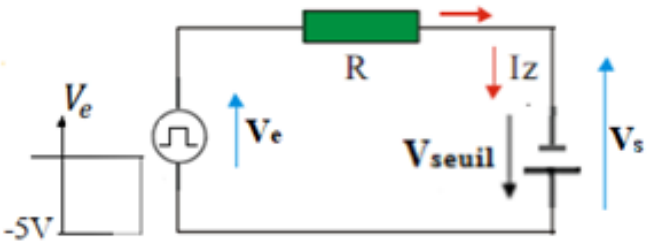


Figure III.65: *circuit électrique*

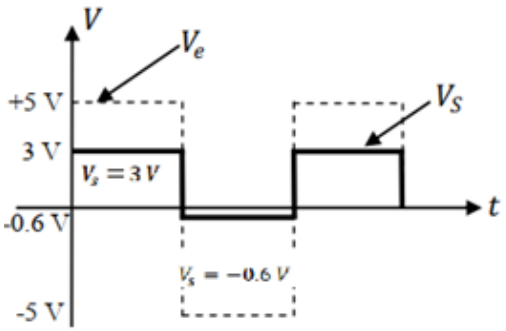


Figure III.66: *chronogrammes des tensions d'entrée et de sortie*

IV.11 QCM

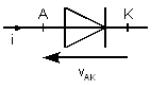
QCM +QROC +Évaluations RÉSOLUS Je m'évalue QCM

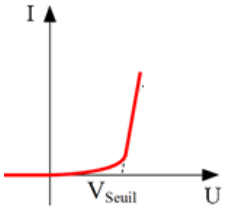
1 **Le régime sinusoïdal alternatif implique l'analyse des signaux sinusoïdaux alternatifs.**

Quel est le sens du mot "alternatif" dans ce cas?

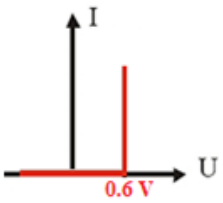
- ❑ **a.** un signal de vibration aléatoire
- ❑ **b.** La valeur moyenne du signal est nulle.
- ❑ **C.** Le signal de vibration est tantôt positif

2 **Quelle est la caractéristique d'une diode parfaite**

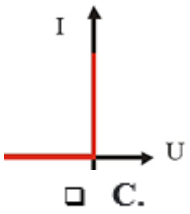




❑ **a.**



❑ **b.**



❑ **C.**

3 **Lorsqu'une diode est bloquée** :

- ❑ **a.** elle se comporte comme un circuit fermé
- ❑ **b.** elle se comporte comme un circuit ouvert
- ❑ **C.** elle se comporte comme un condensateur

4 **On connecte une diode de tension de seuil Vs = 0, 7 V à une résistance R = 50 Ω. Un générateur de tension parfaite Vcc = 15 V alimente l'ensemble.**

La polarisation de la diode est directe. Quelle est l'intensité du courant I dans le circuit?

- ❑ **a.** I = 0,25 A
- ❑ **b.** I = 17 mA
- ❑ **C.** I = 286 mA

5 **Une diode Zener peut être utilisée**

- ❑ **a.** en régulation de tension
- ❑ **b.** en détection de tension
- ❑ **C.** en écrêtage de tension

6 **La tension aux bornes d'une diode (classique) est de -2V...**

- ❑ **a.** La diode est bloquée.
- ❑ **b.** La diode est passante.
- ❑ **C.** La diode est passante mais ne s'allume pas

7 **Une diode classique se teste avec ?**

- **a.** Un voltmètre en position AC.
- **b.** Un ampèremètre.
- **C.** Un diodemètre.

8 La tension d'avalanche d'une diode correspond à

- **a.** Sa tension de seuil quand le courant devient passante.
- **b.** Sa tension de claquage.
- **C.** Sa tension max admissible (indiquée par le constructeur)

9 Une diode à jonction en Silicium présente une tension de seuil de :

- **a.** 2V
- **b.** 0,6V.
- **C.** 0,2V

CHAPITRE IV

LES TRANSISTORS BIPOLAIRES

Cours

IV. LES TRANSISTORS BIPOLAIRES



I. Définition et effet transistor

I.1. Définition

Un transistor bipolaire est constitué d'un monocristal de semi-conducteur (principalement le silicium) dopé pour obtenir deux jonctions, disposées en série et de sens opposé. Il existe donc deux types fondamentaux de transistors bipolaires, dits complémentaires :

• les transistors NPN dans lesquels une mince couche de type P est comprise entre deux zones de type N : figure (IV.1) ;

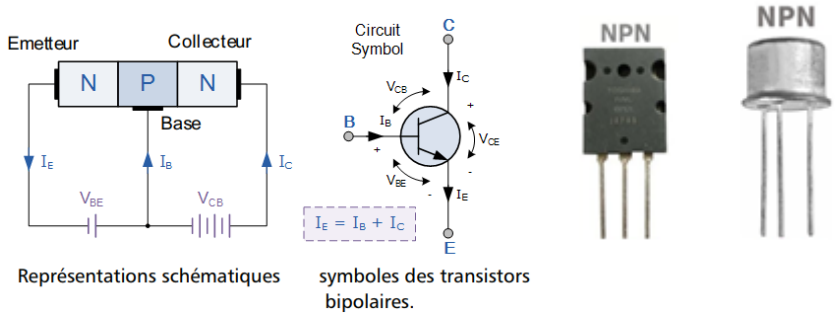


Figure IV.1 : *Représentation et Symboles des transistors bipolaires NPN*

• les transistors PNP dans lesquels une mince couche de type N est comprise entre deux zones de type P : figure (IV.2) ;

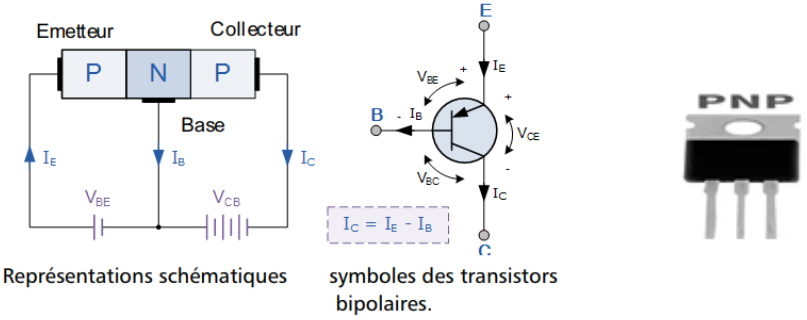


Figure IV.2 : : *Représentation et Symboles des transistors bipolaires PNP*

La couche intermédiaire est appelée base. Cette couche est très mince et est légèrement dopée. Les porteurs majoritaires sont donc en quantité assez faible.

• L'une des deux autres zones est appelée émetteur. Il s'agit de la zone la plus dopée du transistor. Son rôle consiste à injecter des porteurs (électrons dans le cas d'un transistor NPN) dans la base.

• La dernière zone qui est de même type que l'émetteur est appelée collecteur. Son dopage est plus faible que celui de l'émetteur et sa géométrie est différente. Le rôle principal du collecteur est de recueillir les porteurs.

I.2 Effet transistor

Lorsqu'un transistor PNP est polarisé directement, par exemple, afin de permettre un maximum d'électrons de passer de l'émetteur au collecteur, il est nécessaire de satisfaire l'une des deux conditions suivantes :

• Il est nécessaire que la base soit fine et que la jonction entre le collecteur et la base soit importante ;

• La base doit être faiblement dopée tandis que l'émetteur doit être fortement dopé.

Dans cette structure, le taux de recombinaisons est extrêmement bas. Le collecteur reçoit la plupart des électrons émis depuis l'émetteur. On nomme ce phénomène l'effet transistor.

Peu importe les types de montages examinés, la loi des nœuds et des mailles est appliquée aux six variables du transistor :

$$-I_E + I_B + I_C = 0 \quad \text{(Selon la loi des nœuds)} \tag{IV.1}$$

$$V_{CE} + V_{EB} + V_{BC} = 0 \tag{IV.2}$$

$$I_C = \beta I_B \tag{IV.3}$$

$$I_E = I_B + I_C = \beta I_B + I_B = I_B(1+\beta) \approx \beta I_B \tag{IV.4}$$

Fonctionnement du transistor bipolaire en régime statique

Trois conditions qu'il faut respecter pour qu'il y ait un fonctionnement normal du transistor bipolaire :

1. La jonction base-émetteur (B.E) doit être polarisée en direct, tandis que la jonction base-collecteur doit être polarisée en inverse.

2. L'émetteur et le collecteur doivent être fortement dopés, avec une concentration de dopage plus élevée dans l'émetteur que dans le collecteur.

3. La base doit être étroitement dopée mais faiblement par rapport à l'émetteur et au collecteur.

Polarisation directe de la jonction B-E : Lorsque la tension VBE (base-émetteur) est appliquée, la jonction base-émetteur est polarisée directement. Cela crée un champ électrique qui attire les porteurs majoritaires (les électrons dans le cas d'un transistor NPN) de la région émettrice vers la base. Comme la base est très mince et faiblement dopée, la plupart des électrons traversent rapidement la base.

Les électrons qui traversent la base sont ensuite attirés par le champ électrique créé par la tension V_{CB} (collecteur-base) vers la région du collecteur.

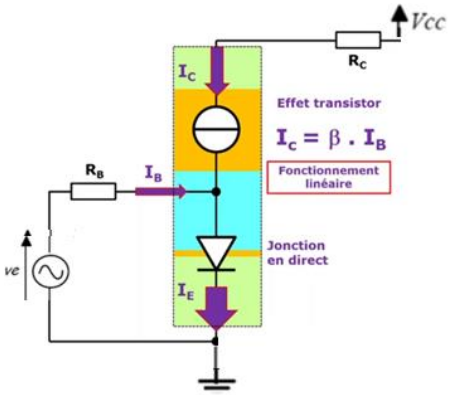


Figure IV.3 : *Représentation des bipolaires NPN*

Courant de collecteur : La plupart des électrons atteignent le collecteur sans se recombiner avec les trous minoritaires présents dans la base, en raison de la faible densité de porteurs dans cette région. Ce flux d'électrons du collecteur vers l'émetteur constitue le courant de collecteur I_C.

Contrôle du courant de collecteur : Bien que le courant de base I_B soit relativement faible, il joue un rôle crucial dans le contrôle du courant de collecteur. Par le biais du processus de diffusion et de transport des porteurs dans le transistor, une petite variation du courant de base entraîne une variation proportionnellement plus importante du courant de collecteur. C'est ce qui permet l'amplification du signal dans un transistor bipolaire.

Voici un petit modèle d'une petite analogique hydraulique pour mieux comprendre le principe de fonctionnement d'un transistor. A l'état de repos le Petit ressort à gauche bloque le fonctionnement ; il faut forcer un petit peu sur la base l'équivalent de 0.7V du V_{BE} pour débloquer le fonctionnement. Un petit débit sur la base provoque l'ouverture de la grande trappe du collecteur l'effet de levier et bien c'est l'équivalent du β du transistor qui est beaucoup plus grande cœur en plus il y'a une proportion entre les débits plus en augmente sur la base plus on va ouvrir grand le collecteur plus on réduit la base plus a réduit le collecteur .

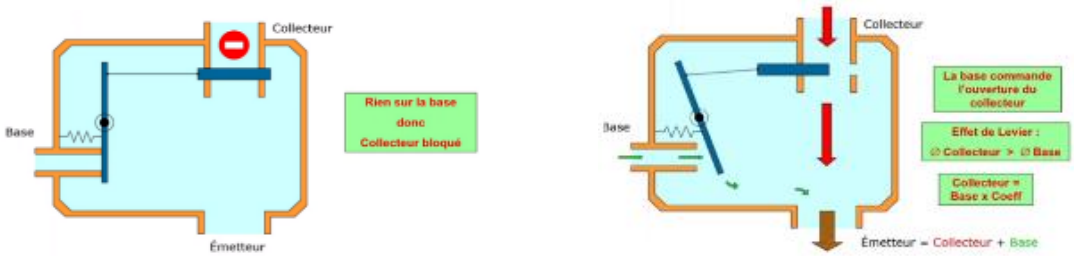


Figure IV.4 : *Représentation analogique des bipolaires NPN*

I.3 Gain en courant β

Nous appelons $\boldsymbol{\alpha}$ la proportion des électrons dans le cas du transistor NPN émis par l'émetteur, qui parviennent jusqu'au collecteur ; $\boldsymbol{\alpha}$ est généralement proche de l'unité. Le courant total sera donné par la formule suivante :

$$I_C = -\boldsymbol{\alpha} I_E + I_{CB0} \approx -\boldsymbol{\alpha} I_E \approx -I_E \qquad \text{(IV.5)}$$

En état d'équilibre, il n'y a aucune fluctuation de charges à l'intérieur du transistor. En sélectionnant les directions des courants selon la norme des réseaux (tout courant qui atteint un nœud est positif et tout courant qui en sort est négatif), nous pouvons formuler la loi de Kirchhoff :

$$-I_E + I_B + I_C = 0$$

En éliminant I_E nous obtenons :

$$I_C = -\boldsymbol{\alpha}(I_B + I_C) + I_{CB0} \qquad \text{(IV.6)}$$

$$I_C = \frac{\alpha_{cc}}{1-\alpha_{cc}} I_B - \frac{1}{1-\alpha_{cc}} I_{CB0}$$

Nous posons $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$, d'où

$$I_C = \beta_{cc} I_B + I_{CE0} \qquad \text{(IV.7)}$$

L'effet transistor est défini par cette dernière relation : en injectant un courant IB très faible dans la base, nous obtenons un courant de collecteur I_C bien plus puissant. β diffère considérablement d'un transistor à l'autre. Effectivement, β est principalement influencé par la disparité de dopage entre l'émetteur et la base, ainsi que par celle-ci. Cependant, à une température fixe, β demeure pratiquement constant pour un transistor spécifique et pour une variation importante du courant I_C.

II. Régime statique des transistors bipolaires

Le transistor étant constitué de deux jonctions, il est possible de déterminer ses limites d'utilisation.

II.1 Limites d'utilisation d'un transistor

Les transistors, qu'ils soient bipolaires (NPN, PNP) ou à effet de champ (MOSFET, JFET), ont des limites d'utilisation spécifiques qui doivent être respectées pour garantir un fonctionnement fiable et sûr du composant.

Le transistor étant constitué de deux jonctions, il est possible de déterminer les limites d'utilisation de celui-ci à partir de celle de la diode. C'est-à-dire le courant maximum dans une jonction ainsi que la tension inverse maximale qu'on peut utiliser sans avoir de claquage.

Les limites d'utilisation d'un transistor, telles que sa dissipation de puissance maximale, sa tension maximale collecteur-base, sa tension maximale collecteur-émetteur, etc., doivent être respectées pour garantir un fonctionnement fiable et sûr du dispositif.

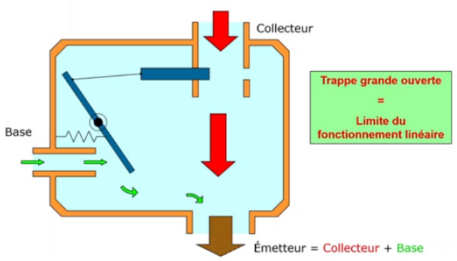


Figure IV.5 : *Représentation analogique des limites d'utilisations des transistors bipolaires NPN*

➤ Tensions de claquage

Nous avons vu l'existence des courants de fuites I_{CE0} (en base commune et émetteur ouvert) et I_{CB0} (en émetteur commun et base ouverte). Si on augmente exagérément les tensions, les courants de fuites augmentent par effet avalanche et peuvent être la cause de la destruction de transistor par échauffement. Ces tensions à ne pas dépasser sont données par le constructeur et sont généralement notées BV_{CE0} et BV_{CB0} (BV est l'abréviation de *Breakdown Voltage*)

➤ Courant maximum

Le courant maximum du collecteur doit rester inférieur à une certaine valeur IC max sous peine de destruction du transistor.

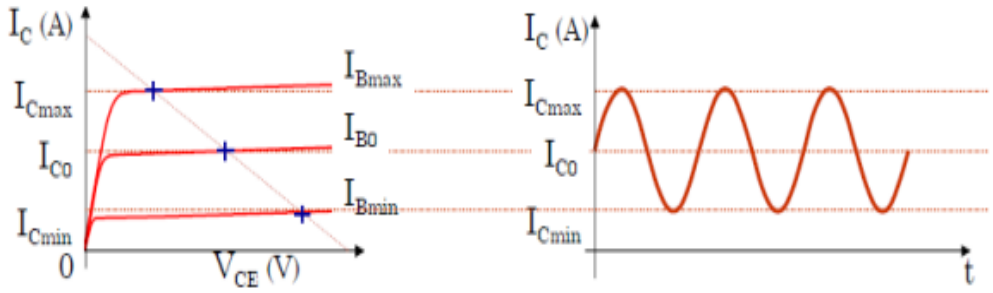


Figure IV.17: *Caractéristique d'entrée d'un transistor NPN*

➤ *Puissance maximale*

La puissance dissipée par un transistor au repos est donnée par la formule suivante :

$P = V_{BE} I_B + V_{CE} I_C \approx V_{CE} I_C < P_{max}$

Cette puissance est limitée à cause de l'échauffement du transistor. La température maximale de la jonction ne doit pas dépasser 200 C dans le cas du silicium

III. La polarisation d'un transistor

III.1 Polarisation par résistance de base

Le circuit de polarisation par résistance de base est le circuit le plus simple pour un transistor monté en émetteur commun.

Le courant de polarisation de base I_B peut être calculé facilement à partir de l'équation relative au circuit d'entrée puisque $V_{CC} = R_B I_B + V_{BE}$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \qquad \text{(IV.8)}$$

On déduit d'après cette relation que pour une tension d'alimentation donnée, le courant de polarisation de base dépend du choix de la résistance R_B. Ainsi en changeant la valeur de celle-ci.on peut se positionner sur n'importe quelle caractéristique I_B=constante du réseau de sortie.

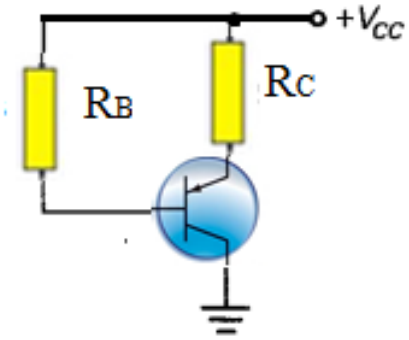


Figure IV.7 : *circuit de polarisation par résistance de base*

III.2 Polarisation par pont et résistance d'émetteur

Détermination approchée du point de fonctionnement

On considère I_1 , I_2 >> I_B ⇒ $I_1 = I_2$ >> I_B .

On en déduit :

$$V_{BM} = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} \qquad \text{(IV.9)}$$

On a $V_{BM} = V_{BE} + R_E I_E = V_{BE} + R_E(I_B + I_C)$

Si β est grand, I_C >> I_B et $V_{BM} = V_{BE} + R_E I_E$

$$I_C = \frac{V_{BM} - V_{BE}}{R_E} = \frac{R_2 V_{CC}}{R_E(R_1 + R_2)} - \frac{V_{BE}}{R_E} \qquad \text{(IV.10)}$$

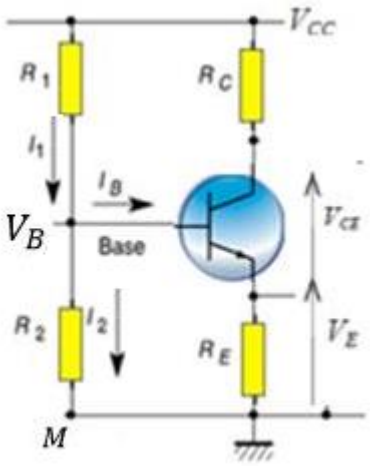


Figure IV.8 : *circuit de polarisation par pont résistance d'émetteur*

On a

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E$$

$$= R_C I_C + V_{CE} + R_E(I_B + I_C)$$

$$= R_C I_C + V_{CE} + R_E I_C$$

donc $V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E)I_C = V_{CC} - V_{CC}\frac{(R_C+R_E)R_2}{R_E(R_1+R_2)} - \frac{(R_C+R_E)V_{BE}}{R_E}$

D'où

$$V_{CE} = V_{CC} - V_{CC}\frac{(R_C+R_E)R_2}{R_E(R_1+R_2)} - \frac{(R_C+R_E)V_{BE}}{R_E} \qquad \text{(IV.11)}$$

Le point de fonctionnement

Polariser un transistor, c'est l'inclure dans un montage qui lui impose un point de fonctionnement, en régime continu, caractérisé par la définition des quatre grandeurs V_{BE}, I_B, Ic et V_{CE}. Le point de polarisation ainsi défini (figure IV .8), peut se trouver :

• dans la zone linéaire d'une caractéristique $I_C = f(V_{CE})$. On dit que le transistor est correctement polarisé pour fonctionner linéairement. Dans ce cas, on admet que V_{BE} = 0,7V ;

• dans la zone de saturation d'une caractéristique $I_C = f(V_{CE})$. Dans ce cas, on dit que le transistor est saturé et on a $V_{CE} \to 0$. Ce phénomène est en général causé par un courant de base trop important. On admet alors que tout se passe comme si le transistor, entre son collecteur et son émetteur, était équivalent à un court-circuit ;

• Sur la caractéristique particulière $I_C = 0$ correspondant à une tension V_{BE} trop faible. Le transistor est alors bloqué. Tout se passe comme si le transistor, entre son collecteur et son émetteur, se comportait comme un circuit ouvert

IV. Effet de la polarisation sur le réseau de caractéristiques d'un transistor NPN

IV.1 Droite de charge statique

La droite de charge statique est un concept important dans l'analyse des circuits à transistor bipolaire, tels que les amplificateurs à base commune, les émetteurs communs et les collecteurs communs.

Nous remarquons que :

Dans une configuration émetteur commun :

1. L'émetteur du transistor est connecté à la masse (ou à une référence de tension).
2. Le signal d'entrée est appliqué à la base du transistor.
3. Le signal de sortie est prélevé à partir du collecteur du transistor.

En régime statique, c'est-à-dire lorsqu'aucun signal variable n'est appliqué, le condensateur se comporte comme un circuit ouvert pour le courant continu (DC) et comme un court-circuit pour le courant alternatif (AC). Un condensateur est fréquemment employé dans une configuration émetteur commun afin de relier le signal d'entrée AC à la base du transistor, tout en empêchant le courant continu de la source d'alimentation. Le rôle crucial du condensateur dans le fonctionnement du circuit est de ne laisser l'influence des variations du signal d'entrée sur le fonctionnement du transistor, tout en préservant la polarisation du transistor inchangée.

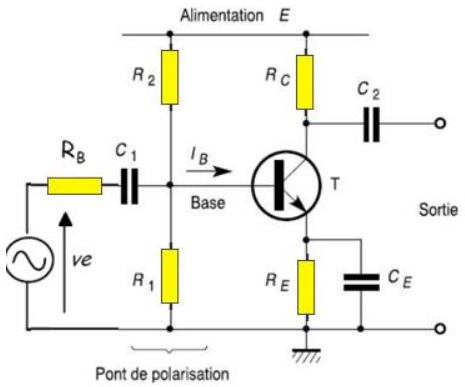


Figure IV.9 : *Circuit électrique*

$I_C = f(V_{CE})$

On a : $I_C \approx I_E$

$$V_{CE} = E - R_C I_C - R_E I_E$$

$$V_{CE} = E - I_C(R_C + R_E)$$

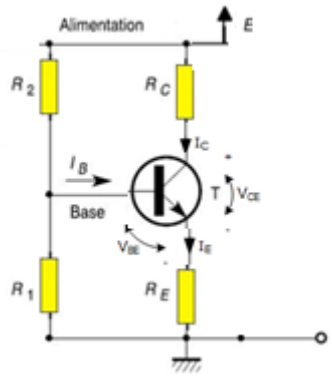


Figure IV.10 : *Circuit électrique*

D'où $$I_C = \frac{E - V_{CE}}{(R_C + R_E)} \qquad \text{(IV.12)}$$

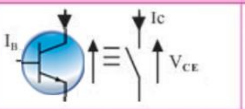
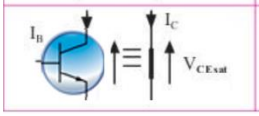
Type et état		Conditions
	NPN Bloqué ou ouvert	Si $I_B = 0$ alors : - $V_{CE} > 0$ - V_{CE} doit être < V_{CEmax} - $I_C = 0$
	NPN Saturé ou fermé	Si $I_B = I_{BSAT} > 0$ alors : - $V_{CE} = V_{CEsat} > 0$ - I_C doit être < I_{Cmax} - $I_C = \beta \times I_{BSAT} > 0$

Tableau IV.1 :

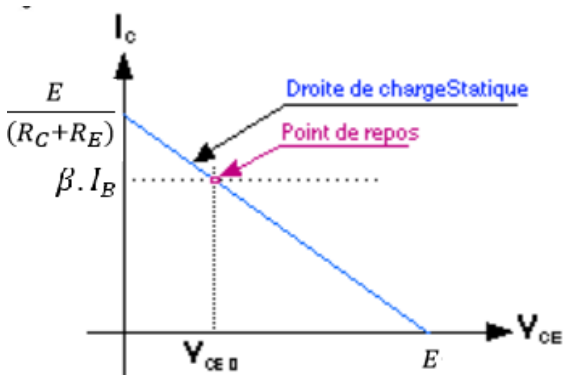
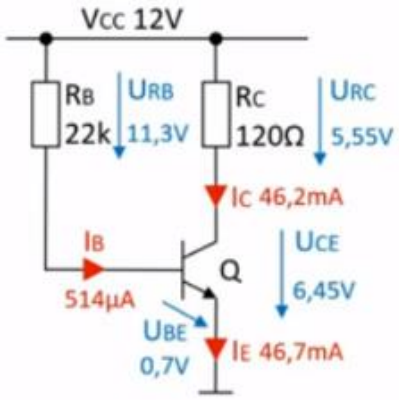


Figure IV.11 : *Droit de charge statique d'un transistor NPN*

Application



$$U_{RB} = V_{CC} - U_{BE} = 12 - 0{,}7 = 11{,}3V$$

$$I_B = \frac{U_{RB}}{R_B} = \frac{11{,}3}{22 \cdot 10^3} = 514\mu A$$

$$I_C = I_B \cdot \beta_{CC} = 1{,}13 \cdot 10^{-3} \cdot 90 = 46{,}2mA$$

$$I_E = I_B + I_C = 514 \cdot 10^{-6} + 46{,}2 \cdot 10^{-3} = 46{,}7mA$$

$$U_{RC} = R_C \cdot I_C = 100 \cdot 46{,}2 \cdot 10^{-3} = 5{,}55V$$

$$U_{CE} = V_{CC} - U_{RC} = 12 - 5{,}55 = 6{,}45V$$

Droite de charge

Saturation

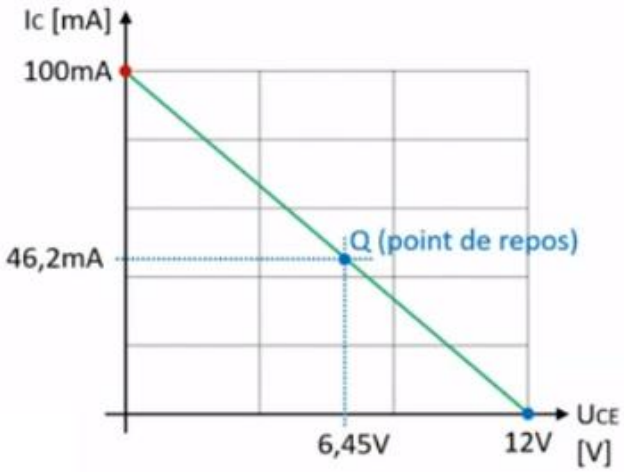
$$U_{CEmin} = U_{CEsat} \cong 0V$$

$$I_{Cmax} = \frac{V_{CC} - U_{CEsat}}{R_C} = \frac{12 - 0}{120} = 100mA$$

Blocage

$$I_C = 0A$$

$$U_{CEmax} = V_{CC} = 12V$$



a. Caractéristique de sortie $I_C = f(V_{CE})$

Cette caractéristique montre que pour une valeur fixée de I_B :

V_{CE} **faible** (inférieure à 0,7V) : la jonction base collecteur (BC) est polarisée en directe. Le courant I_C varie linéairement avec V_{CE}.

V_{CE} **intermédiaires** : le courant collecteur est donné par la relation : $I_C = \beta . I_B$

V_{CE} **grand** : il y a claquage inverse de la jonction. Selon les transistors la tension de claquage varie de 30V à 250V.

On peut considérer que la puissance dissipée dans le transistor est : $P = V_{CE} I_C$

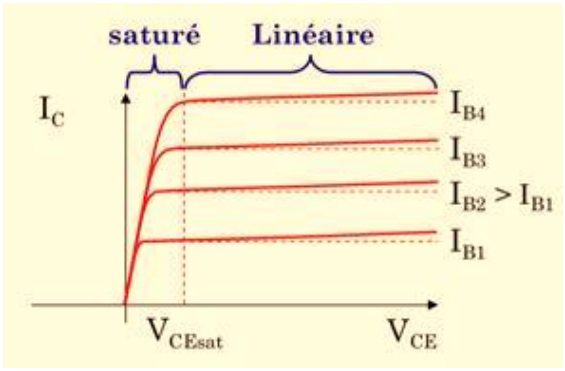


Figure IV.12 : *Droit de charge statique d'un transistor NPN*

b. Caractéristique de transfert $I_B = f(I_C)$ (Réseau de transfert en courant) :

C'est le réseau $I_B = f(Ic)$ à V_{CE} =*Cte*. La courbe est linéaire et passe par le point I_B =0 et I_{CEO}. C'est la courbe représentative de l'equation :

$$I_C = \beta_{cc} I_B + I_{CE0}$$

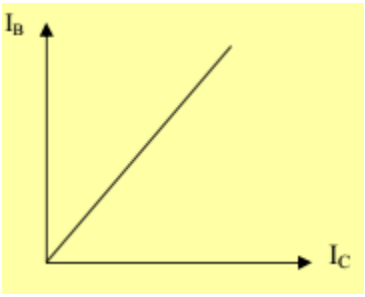


Figure IV.13 : *Droit de charge statique d'un transistor NPN*

c. Caractéristique d'entrée $I_B = f(V_{BE})$

- **Le transistor est bloqué** : Lorsque la tension *Vbe* est nulle, aucun courant ne circule dans le collecteur (donc non plus dans l'émetteur).
- **Le transistor est quasiment bloqué** : Lorsque *Vbe* est entre 0 et 0.7V, *Ic* est négligeable
- **Le transistor est passant** : Lorsque la tension *Vbe* vaut environ 0.7V, et il peut être saturé

IV.2 Droite de charge dynamique

En régime dynamique, c'est-à-dire lorsqu'aucun signal continu n'est appliqué, le condensateur se comporte comme un court-circuit pour le courant alternatif (AC). Et la source de tension continu se comporte comme un court-circuit

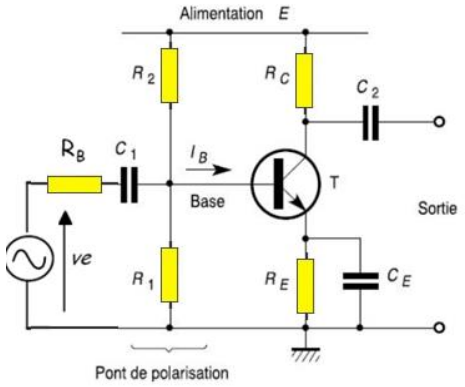


Figure IV.14 : *Circuit électrique*

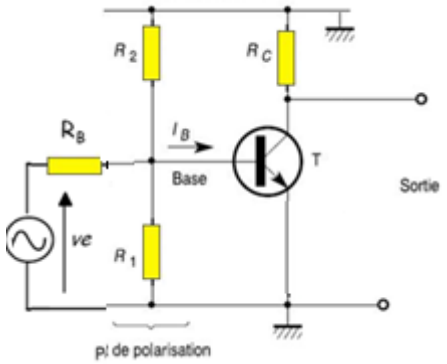


Figure IV.15 : *Circuit électrique*

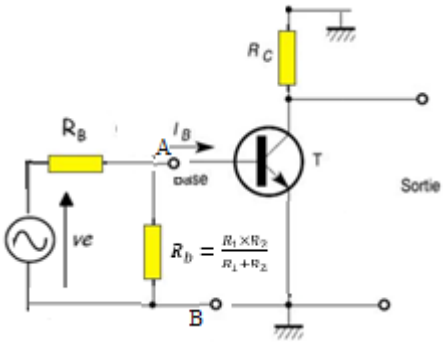


Figure IV.16 : *Circuit électrique*

Puisque R_1 et R_2 sont parallèle donc $R_b = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$

On applique le théorème de thevenin et selon le deviseur de tension on a :

$$E_{Th} = \frac{V_e R_b}{(R_B + R_b)} \qquad \text{(IV.13)}$$

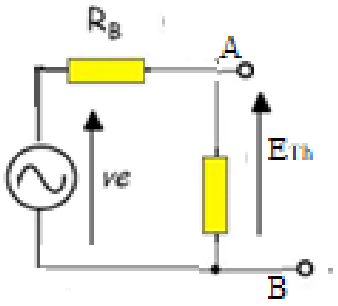


Figure IV.17: *Circuit électrique*

Puisque les deux résistances sont en parallèle donc

on peut écrire R_{Th}

$$R_{Th} = \frac{R_b \times R_B}{(R_B + R_b)} \qquad \text{(IV.14)}$$

Le nouveau circuit devient

On a : $V_{BE} = E_{Th} - R_{Th} I_B$

D'où $I_B = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th}}$

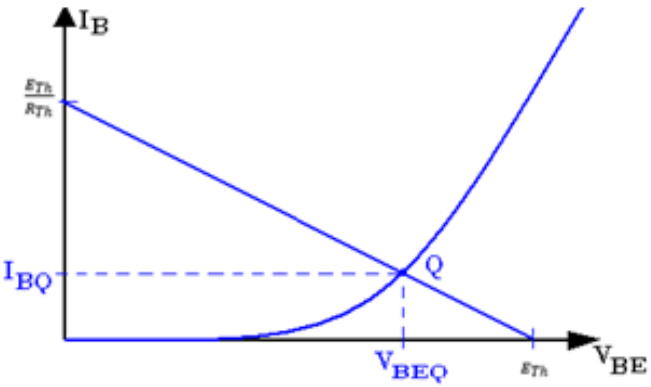


Figure IV.19: *Caractéristique d'entrée d'un transistor NPN*

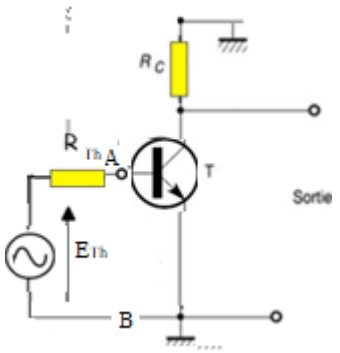


Figure IV.18: *Circuit électrique*

V. Transistor bipolaire en régime dynamique

V.1 les paramètres hybrides et le schéma équivalent du transistor

V.1.1 Présentation hybride d'un transistor

Le transistor peut être vu comme un quadripôle Q dont les entrées seraient V_{BE} et I_B et les sorties V_{CE} et I_C, ce qui donne la représentation suivante dans le cas d'un émetteur commun. Il est important de signaler que les grandeurs I_B, I_C, V_{BE} et V_{CE} sont ici des grandeurs variables sinusoïdales.

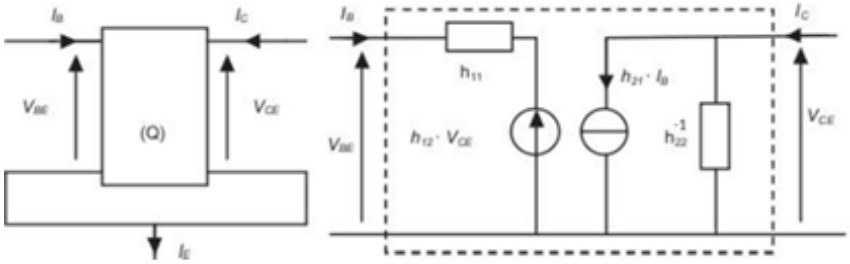


Figure IV.20 : *Présentation hybride d'un transistor NPN*

$$\begin{cases} V_{BE} = h_{11} I_B + h_{12} V_{CE} \\ I_C = h_{21} I_B + h_{22} V_{CE} \end{cases} \qquad \text{(IV.15)}$$

V.1.2 modèle basé sur les paramètres hybrides

On peut représenter le fonctionnement du transistor en régime linéaire de petits signaux par un modèle de type quadripôle en considérant, par exemple, que les grandeurs d'entrée sont V_{BE} et I_B et que Ic et V_{CE} constituent les grandeurs électriques de sortie (figure (IV.20)). Dans ces conditions, on peut proposer un schéma équivalent du transistor, valable uniquement pour les composantes variables de ces grandeurs électriques (figure (IV.21)).

Le transistor comporte trois accès il est caractérise par 6 grandeurs électriques :

Trois courants I_B, I_C et I_E

Trois tensions V_{BE}, V_{CE} et V_{CB}

Mais $I_E = I_C + I_B$

$$V_{CB} = V_{CE} + V_B \qquad \text{(IV.16)}$$

4 relations indépendantes sont nécessaires pour le caractériser

V.1.3 La construction des schémas équivalents

Le schéma équivalent représente le fonctionnement dynamique du transistor. Ce schéma ne concerne que les signaux (courants ou tensions) variables. Lorsque le transistor est inclus dans un montage quelconque (par exemple, celui de la figure (IV.21)), il est nécessaire de proposer un schéma équivalent de l'ensemble. Vis-à-vis des signaux variables, un point quelconque porté à un potentiel constant (et c'est le cas pour tous les points reliés à l'alimentation +VCC) se trouve donc à la masse puisque la tension en ce point ne peut en aucun cas varier. Dans un schéma équivalent en régime de petits signaux, le potentiel 0 correspond donc aux points dont la partie variable de la tension est nulle.

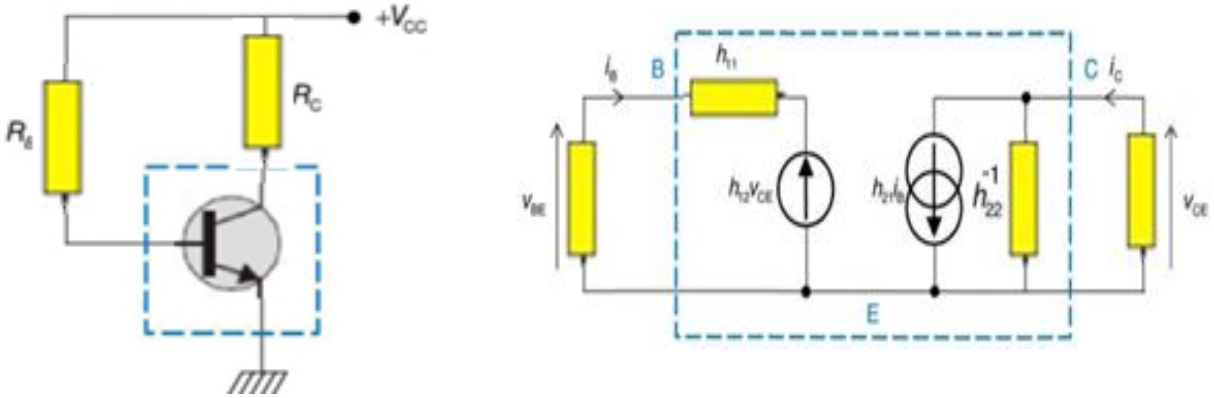


Figure IV.21 : *schéma équivalent (quadripôle) du transistor en régime linéaire*

Dans un schéma équivalent en régime dynamique, seules les composantes variables des signaux sont considérées. Tous les potentiels constants sont équivalents à la masse

VI. Amplificateurs fondamentaux à transistors Bipolaires

VI.1 Condensateur de liaison

Un condensateur de liaison permet de transmettre la partie alternative d'un signal d'une partie à une autre d'un circuit électronique en bloquant la composante continue, ce qui permet de garantir la polarisation statique de chaque partie séparément.

On retrouve fréquemment un montage électronique composé de plusieurs étages dont les sorties sont reliées aux entrées des étages suivants. Le fonctionnement d'un étage électronique repose sur une tension de polarisation (tension continue nécessaire au bon fonctionnement des composants). Il est important de ne pas mélanger les tensions de polarisation de deux étages successifs. D'autre part, le signal alternatif provenant d'un étage doit être transmis à l'étage suivant. Il s'agit alors du condensateur de liaison.

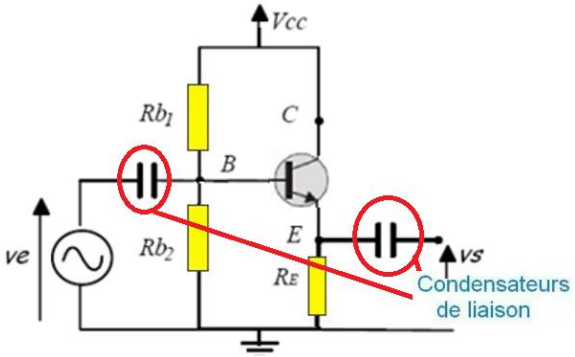


Figure IV.22 : *Circuit électrique*

VI.2 Condensateur de découplage

Le condensateur de découplage C_E est un composant utilisé dans les circuits électroniques pour découpler ou isoler une partie du circuit d'une autre. Son objectif principal est de fournir un chemin de faible impédance pour les signaux alternatifs tout en bloquant les Composantes continues. Il est souvent utilisé pour supprimer le bruit ou les fluctuations de tension indésirables dans les alimentations électriques ou les lignes de signal

VI.3 Amplificateur à émetteur commun

Un amplificateur à émetteur commun est un type d'amplificateur à transistor bipolaire. Il est largement utilisé dans les applications électroniques pour amplifier les signaux électriques.

Le transistor est configuré de telle manière que l'émetteur est connecté à la masse tandis que le collecteur est connecté à l'alimentation via une charge (comme une résistance). Le signal d'entrée est appliqué à la base.

Les résistances R_1 et R_2 sont choisies de sorte que h_{11} soit très inférieur à la résistance équivalente à leur association en parallèle R_0

On suppose que la résistance Rc est du même ordre de grandeur que h_{11},

Le condensateur de découplage C, permet d'isoler le point de polarisation de la base du transistor de ce potentiel 0 V tout en se comportant comme un court-circuit pour la composante variable (régime dynamique), y compris les amplificateurs à émetteur commun, car il aide à maintenir la stabilité du fonctionnement tout en réduisant le bruit et

les interférences.

Voici quelques caractéristiques clés de l'amplificateur à émetteur commun :

Le montage de la figure IV.22 représente le schéma équivalent de ce montage en régime de petits signaux. Les deux résistances de polarisation R_1 et R_2 étant associées en parallèle, on peut les remplacer par une seule résistance R_0

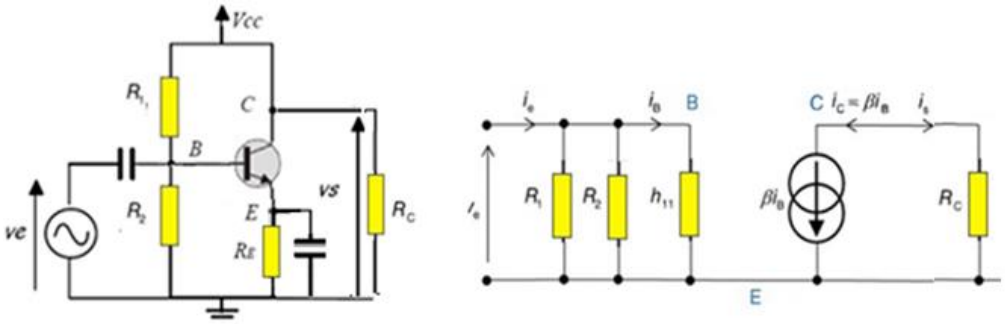


Figure IV.22 : *schéma équivalent d'un amplificateur émetteur commun en Régime linéaire*

VI.3.1 Le calcul des gains en tension et en courant

- **Le gain en tension**

Pour déterminer le gain en tension, on calcule successivement la tension *Vs* et la tension *Ve* en fonction du courant de base I_B.

On a :

$$V_s = R_C \times I_s = -\beta . I_B \times R_C \qquad \text{(IV.17)}$$

$$Avec\ I_s = -\beta . I_B \qquad \text{(IV.18)}$$

Comme $R_0 \gg h_{11}$

I_B est très supérieur au courant circulant dans la résistance R_0

$$V_e = h_{11} \times I_B$$

Donc le gain

$$G_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-\beta . I_B \times R_C}{h_{11} \times I_B} = \frac{-\beta . R_C}{h_{11}} \qquad \text{(IV.19)}$$

- **Le gain en courant**

$$R_B = \frac{R_1 . R_2}{R_1 + R_2} \qquad \text{(IV.20)}$$

$$G_A = \frac{I_s}{I_e} = \frac{-\beta . I_B}{\frac{V_e}{R_B} + I_B} = \frac{-\beta . I_B}{\frac{h_{11} \times I_B}{R_B} + I_B} = \frac{-\beta}{\frac{h_{11}}{R_B} + 1} = \frac{-\beta R_B}{h_{11} + R_B}$$

D'où :

$$G_A = \frac{I_s}{I_e} = \frac{R_B(\beta+1)}{R_B + h_{11} + (\beta+1) \times R_E} \qquad \text{(IV.21)}$$

L'impédance d'entrée :

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = \frac{h_{11} \times I_B}{\frac{h_{11} \times I_B}{R_B} + I_B} = \frac{h_{11}}{\frac{h_{11}}{R_B} + 1} = \frac{h_{11} R_B}{h_{11} + R_B} \qquad \text{(IV.22)}$$

L'impédance de sortie :

Pour calculer l'impédance de sortie, on court-circuite les bornes d'entrée sur le schéma équivalent et on obtient : $-R_C I_S + V_s = 0 \Rightarrow V_s = R_C I_S$

Donc $$Z_s = \frac{V_s}{I_s} = \frac{-\beta . I_B \times R_C}{-\beta . I_B} = R_C \qquad \text{(IV.23)}$$

Remarques

L'amplificateur à émetteur commun possède un grand gain en courant et un grand gain en tension. Il s'agit donc d'un amplificateur de puissance. Son impédance d 'entrée correspond peu ou prou à fin, donc de l'ordre du kilo-ohm ; son impédance de sortie est infinie.

VI.4 Amplificateur à Collecteur commun

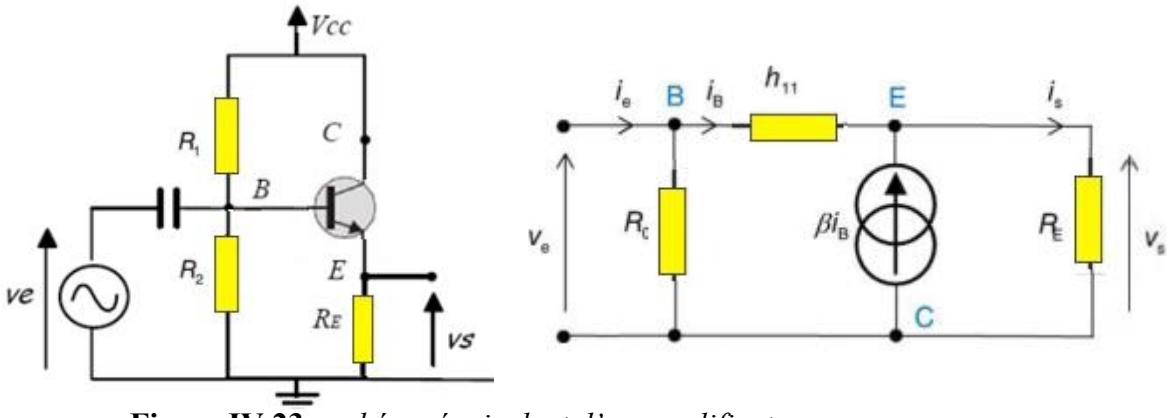


Figure IV.23 : *schéma équivalent d'un amplificateur collecteur commun en Régime linéaire*

Un amplificateur à collecteur commun est connu sous le nom d'amplificateur à émetteur suiveur. Dans ce type d'amplificateur, le signal de sortie est pris à travers la charge connectée au collecteur, tandis que le signal d'entrée est appliqué à la base du transistor.

Les résistances R_1 et R_2 sont choisies de sorte que h_{11} et $\beta.R_B$ soient très inférieures à la résistance équivalente à leur association en parallèle R_0

Le condensateur de découplage C permet d'isoler le point de polarisation de la base du transistor de ce potentiel 0 V tout en se comportant comme un court-circuit pour Le modèle dynamique.

Le calcul des gains en tension et en courant :

- Le gain en tension

Se la loi des nœuds on a : $I_s = \beta.I_B + I_B = I_B(\beta + 1)$ (IV.24)

$V_s = R_E \times I_s = I_B(\beta + 1) \times R_E$ (IV.25)

$V_e = R_B \times I_1 = (I_e - I_B) \times R_B$

$V_e - h_{11}I_B - V_s = 0$

$V_e - h_{11}I_B - I_B(\beta + 1) \times R_E = 0$

$V_e = (h_{11} + (\beta + 1) \times R_E)I_B$ (IV.26)

$$G_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{I_B(\beta + 1) \times R_E}{(h_{11} + (\beta + 1) \times R_E)I_B}$$

$$G_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{(\beta+1)\times R_E}{h_{11}+(\beta+1)\times R_E}$$ (IV.27)

$$(\beta + 1) \times R_E \gg h_{11}$$

Donc :

$$G_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{(\beta + 1) \times R_E}{(\beta + 1) \times R_E} = 1$$

$$I_e = \frac{(h_{11}+(\beta+1)\times R_E)I_B}{R_B} + I_B = \frac{R_B+h_{11}+(\beta+1)\times R_E}{R_B} I_B$$ (IV.28)

Donc

- Le gain en courant

$$G_A = \frac{I_s}{I_e} = \frac{I_B(\beta+1)}{\frac{R_B + h_{11} + (\beta+1)\times R_E}{R_B} I_B} = \frac{R_B(\beta+1)}{R_B + h_{11} + (\beta+1)\times R_E}$$

D'où :

$$G_A = \frac{I_s}{I_e} = \frac{R_B(\beta+1)}{R_B+h_{11}+(\beta+1)\times R_E} \qquad \text{(IV.29)}$$

L'impédance d'entrée :

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = \frac{(h_{11}+(\beta+1)\times R_E)I_B}{\frac{R_B+h_{11}+(\beta+1)\times R_E}{R_B} I_B} = \frac{(h_{11}+(\beta+1)\times R_E)R_B}{R_B+h_{11}+(\beta+1)\times R_E} \qquad \text{(IV.30)}$$

L'impédance de sortie :

On a: $V_e - h_{11}I_B - V_s = 0$

Pour calculer l'impédance de sortie, on court-circuite les bornes d'entrée sur le schéma équivalent et on obtient : $-h_{11}I_B - V_s = 0 \Rightarrow V_s = -h_{11}I_B$

Donc $$Z_s = \frac{V_s}{I_s} = \frac{R_E(\beta+1)I_B}{I_B(\beta+1)} = R_E \qquad \text{(IV.34)}$$

Remarque

L'amplificateur à collecteur commun amplifie uniquement le courant ; son impédance de sortie est très faible.

VI.5 Amplificateur à Base commune

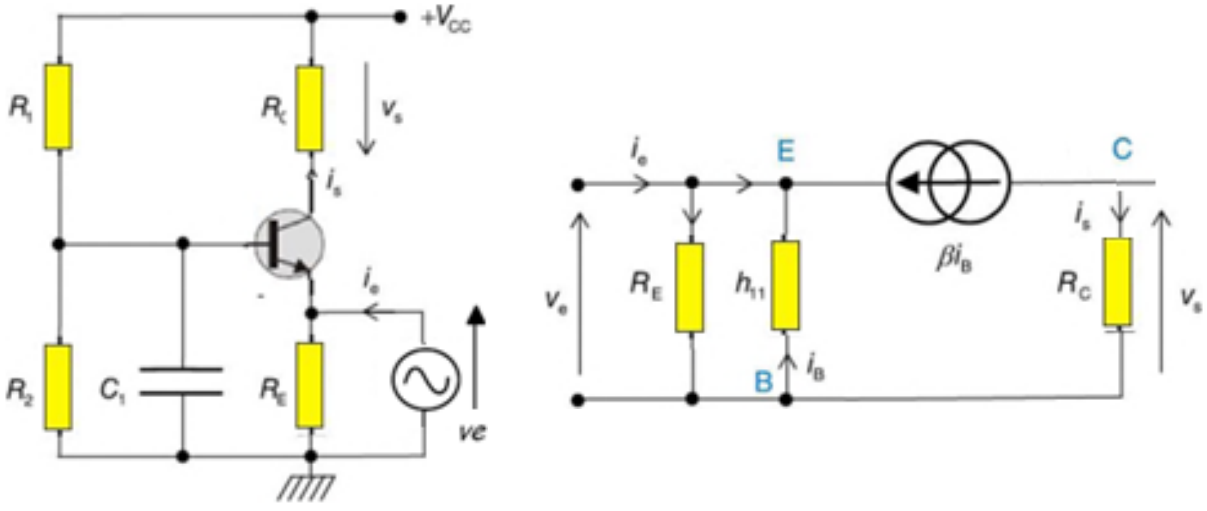


Figure IV.24 : *schéma équivalent d'un amplificateur Base commune en Régime linéaire*

Un amplificateur à base commune est l'un des trois types d'amplificateurs à transistor bipolaire, les deux autres étant l'émetteur commun et le collecteur commun. Dans un amplificateur à base commune, la base du transistor est connectée à la masse l'entrée du circuit, tandis que l'émetteur est connecté à la masse et le collecteur est connecté à la sortie du circuit.

D'après le schéma équivalent on a:

$$V_e = -h_{11} I_B \qquad \text{(IV.35)}$$

$$V_s = I_s \times R_C \qquad \text{(IV.36)}$$

Selon la loi des nœuds

$$I_s = -\beta . I_B \qquad \text{(IV.37)}$$

- **Le gain en Tension**

$$G_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-\beta . I_B \times R_C}{-h_{11} I_B} = \frac{\beta . R_C}{h_{11}} \qquad \text{(IV.38)}$$

Comme R_C est du même ordre de grandeur que h_{11}ce gain en tension est élevé.

- **Le gain en courant**

$$G_A = \frac{I_s}{I_e}$$

Selon la loi des nœuds

$$I_e = \frac{V_e}{R_E} - I_B(\beta + 1) = \frac{-h_{11} I_B}{R_E} - I_B(\beta + 1)$$

$$G_A = \frac{I_s}{I_e} = \frac{-\beta . I_B}{\frac{-h_{11} I_B}{R_E} - I_B(\beta+1)} = \frac{\beta}{\frac{h_{11}}{R_E} + (\beta+1)} = \frac{\beta R_E}{h_{11} + (\beta+1) R_E} \qquad \text{(IV.39)}$$

- **L'impédance d'entrée :**

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = \frac{-h_{11} I_B}{\frac{-h_{11} I_B}{R_E} - I_B(\beta+1)} = \frac{h_{11} R_E}{h_{11} + (\beta+1) R_E} \qquad \text{(IV.40)}$$

- L'impédance de sortie :

$$Z_s = \frac{V_s}{I_s} = \frac{-\beta.I_B \times R_C}{-\beta.I_B} = R_C \qquad \text{(IV.41)}$$

Remarque

L'amplificateur à base commune amplifie uniquement la tension; son impédance d 'entrée faible et impédance de sortie est très grande.

VII. Amplificateur push-pull

Un push–pull est un montage électronique cascode amplificateur de tension qui relie à la sortie deux composants actifs travaillant en opposition de phase, relié l'un au plus de l'alimentation, l'autre au moins. les deux transistors sont montés en série, c'est-à-dire qu'ils sont traversés par le même courant.

Ce montage est largement utilisé dans les amplificateurs de puissance, notamment dans les étages de sortie des amplificateurs audio. Il est constitué d'un transistor NPN et d'un transistor PNP dont les caractéristiques sont identiques (même β). Les deux transistors sont polarisés, par le dernier étage amont, pour obtenir un courant de repos nul (point B).

Le montage est donc symétrique et le potentiel du point commun aux deux émetteurs est nul. En l'absence de signal, les deux transistors sont bloqués puisque leur tension base-émetteur est nulle. Les courants de base, comme les courants de collecteur sont nui et les collecteurs des transistors sont respectivement aux potentiels $+V_{CC}$ et - V_{CC}.

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 est fourni alternativement par les deux transistors. Ce montage est connu sous le nom de "push-pull"

Donc le premier transistor T_1 ne laisse passer que les alternances positives de eg et T_2 ne laisse passer que les alternances négatives de eg.

Nous allons voir que suivant le signe de ue, l'un des transistors fonctionne en régime linéaire pendant que l'autre est bloqué (penser à un interrupteur ouvert). Quel que soit l'état des transistors, on a :

$$V_s + V_{BE} - V_e = 0$$

$$I_{E1} = I_{C1} + I_{B1}$$

$$V_s = R_C . I_c$$

On prend par exemple une tension sinusoïdale d'amplitude 20 V, le transistor NPN reste bloqué et $V_S = 0$ tant que $Ve < 0{,}7$ V.

De même le transistor PNP reste bloqué et $V_S = 0$ tant que $Ve > -0{,}7$ V, Le transistor PNP restant bloqué.

Si au contraire la tension de base devient inférieure à -0 ,7 V, le transistor PNP devient conducteur tandis que le transistor NPN reste bloqué.

Comme la tension de base n'est autre que la tension d'entrée et que la tension d'émetteur est la sortie du circuit, on a :

$Ve < -0{,}7$ V : T_1 bloqué, T_2 conducteur ; $V_{BE} = -0{,}7$ V => $V_S = Ve + 0{,}7$ V .

$Ve > 0{,}7$ V : T_1 conducteur, T_2 bloqué ; $V_{BE} = 0{,}7$ V => $V_S = Ve - 0{,}7$ V

Le montage régit par les équations suivantes : Si T_1 est bloqué

$$V_s + V_{BE} - V_e = 0 \qquad \text{(IV.42)}$$

$$I_{E1} = I_{C1} + I_{B1} \qquad \text{(IV.43)}$$

$$V_s = R_C . I_c \qquad \text{(IV.44)}$$

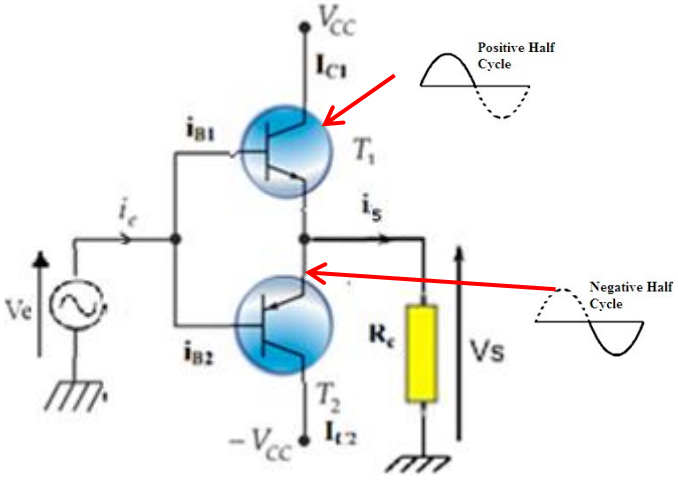


Figure IV.26 : *Amplificateur classe B 'Push-Pull''*

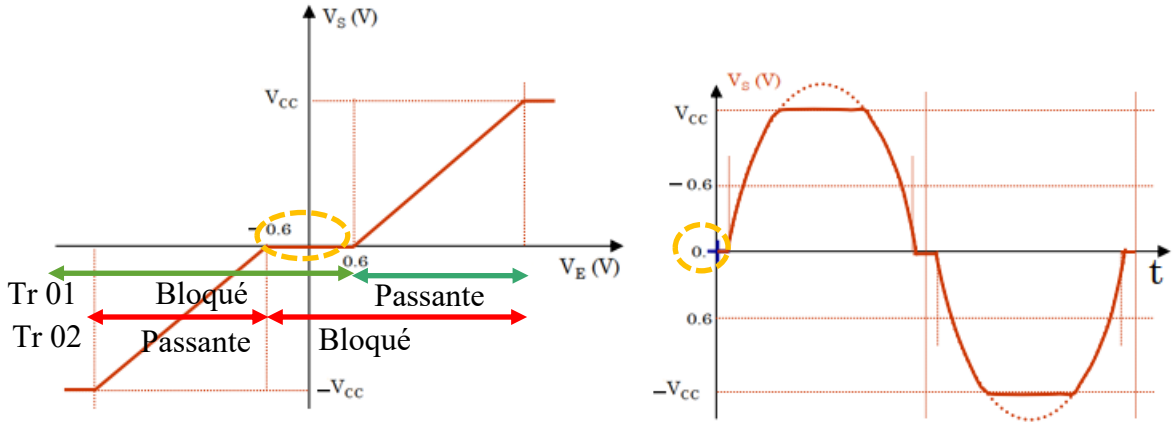


Figure IV.27 : Organigramme de Vs et Ve d'un *amplificateur classe B 'Push-Pull''*

Gain en courant

Pour ce qui concerne le gain en courant, il faut considérer que pendant la demi-alternance positive (pour Ve > 0,7 V), le montage push-pull est équivalent au montage de la figure IV.26. De toute évidence, $I_s = \beta . I_e$ ce qui est tout à fait logique étant donné qu'il s'agit, alors, d'un montage collecteur commun. Le raisonnement est le même pour la demi-alternance négative ; donc quel que soit le cas, le gain en courant est le même :

Remarque

L'amplificateur push-pull est un Amplificateur de courant

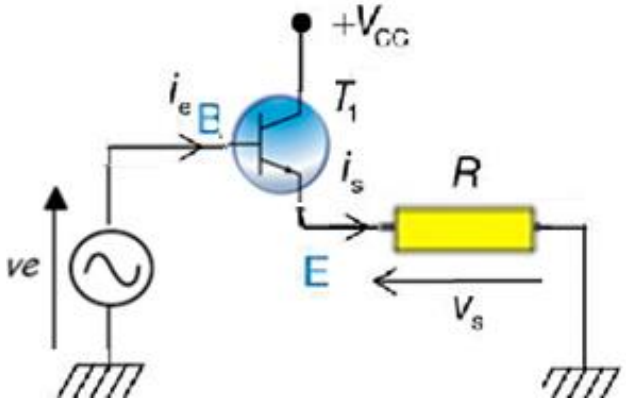


Figure IV.26 : *circuit electrique*

$$I_s = -\beta . I_B \qquad \text{(IV.45)}$$

$$G_A = \frac{I_s}{I_e} = \frac{I_B \beta}{I_B} = \beta \qquad \text{(IV.46)}$$

VIII Amplificateur différentiel

Un amplificateur différentiel est un type d'amplificateur électronique qui amplifie la différence entre deux tensions d'entrée. Il est largement utilisé dans de nombreuses applications, y compris les systèmes de mesure, les communications et l'électronique audio. L'amplificateur différentiel est conçu pour atténuer les signaux communs présents sur les deux entrées tout en amplifiant la différence entre elles.

• Comme son nom l'indique, l'amplificateur différentiel amplifie la différence entre deux signaux d'entrée, V_{e1}-V_{e2} avec un gain *Ad* appelé gain différentiel. Il est donc toujours constitué de deux entrées et d'une sortie. Dans le montage de figure IV.25, les signaux d'entrée sont appliqués sur les bases des transistors, le signal de sortie est pris au niveau du collecteur de T2.

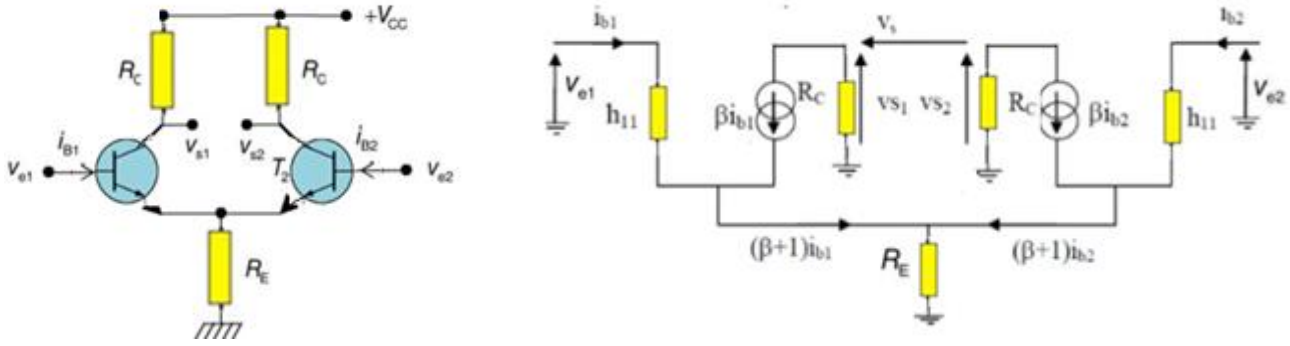


Figure IV.25 : *montage et schéma d'un amplificateur différentiel*

Droite de charge statique

On a :

$$V_{CC} = R_C I_{C1} - V_{CE1} V_d + R_E (I_{E1} + I_{E2}) - V_{CC} \qquad \text{(IV.47)}$$

$$I_{E1} = I_{E2} \approx I_{C1} = I_{C2} = I_{C0}$$

Et $V_{CE0} = V_{CE1} = V_{CE2}$

Et $V_{BE0} = V_{BE1} = V_{BE2}$

$$2V_{CC} = V_{CE0} + I_{C0}(R_C + 2R_E)$$

De plus

$$0 = V_{BE0} + I_0 R_E - V_{CC} = V_{BE0} + 2I_{C0}R_E - V_{CC} \quad \text{(IV.48)}$$

D'où le point de repos :

$$I_{C0} = \frac{V_{CC} - V_{BE0}}{2R_E} \quad \text{(IV.49)}$$

$$V_{CE0} = 2V_{CC} - I_{C0}(R_C + 2R_E) = V_{CC}\left(1 - \frac{R_C}{2R_E}\right) + V_{BE0}\left(\frac{R_C}{2R_E} + 1\right) \quad \text{(IV.50)}$$

Caracteristiques de transfert statique

Les courant I_{C1} et I_{C2} sont liees a la tension d'entree differentielle

$$V_D = V_{e1} - V_{e2} = V_{BE1} - V_{BE2} \quad \text{(IV.51)}$$

Sachant que :

$$I_{C1} \approx I_{E1} = I_{S1} e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \quad \text{(IV.52)}$$

$$I_{C2} \approx I_{E2} = I_{S2} e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}$$

$$I_{S1} = I_{S2}$$

et

$$V_T = \frac{KT}{q} \quad \text{(IV.53)}$$

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = e^{\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{V_T}} = e^{\frac{V_{e1} - V_{e2}}{V_T}} = e^{\frac{V_D}{V_T}}$$

$$I_{C1} + I_{C2} = I_0$$

Donc

$$I_{C1} = \frac{I_0}{1 + e^{-\frac{V_D}{V_T}}} \quad \text{(IV.54)}$$

et

$$I_{C2} = \frac{I_0}{1 + e^{\frac{V_D}{V_T}}} \quad \text{(IV.55)}$$

La caracteristique de transfert I_{C1}, $I_{C2} = f(V_D)$ est representee par le schema de la figure suivante

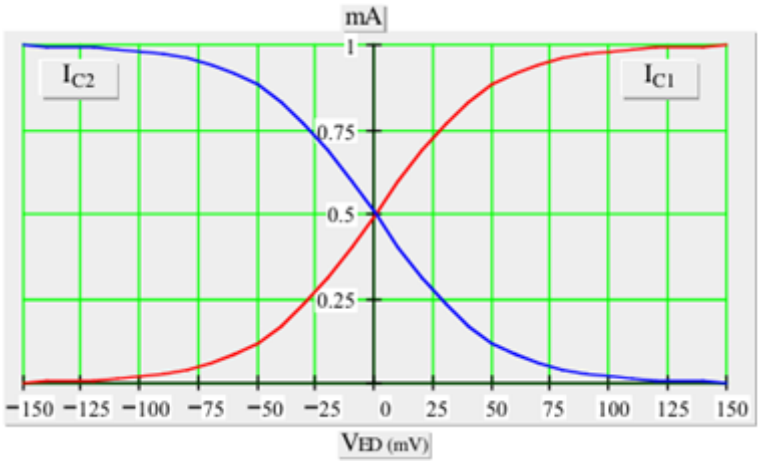


Figure IV.26 :*organigramme*

Calcul du gain

En appelant V_d le potentiel d'émetteur des deux transistors, les expressions des deux courants de base sont :

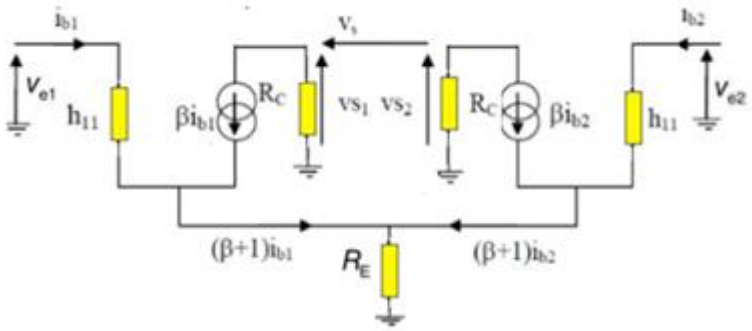


Figure IV.27 : *circuit electrique*

$$V_{e1} - V_d = h_{11} I_{B1} \qquad \text{(IV.56)}$$

Donc :

$$I_{B1} = \frac{V_{e1} - V_d}{h_{11}} \qquad \text{(IV.57)}$$

Et

$$V_{e2} - V_d = h_{11} I_{B2} \qquad \text{(IV.58)}$$

Donc :

$$I_{B2} = \frac{V_{e2} - V_d}{h_{11}} \qquad \text{(IV.59)}$$

En combinant les deux courants de base et les deux courants de collecteur, on obtient la résistance R_E.

Comme : $\beta + 1 \simeq \beta$

En appliquant la loi des Nœuds

$$I_d = I_{B1}(\beta + 1) + I_{B2}(\beta + 1)$$

$$I_d = \beta(I_{B1} + I_{B2}) \qquad \text{(IV.60)}$$

Et on a

$V_d = R_E I_d$

D'où : $V_d = R_E\beta(I_{B1} + I_{B2})$

De l'équation a et b nous pouvons écrire

$$V_d = R_E\beta\left(\frac{V_{e1}-V_d}{h_{11}} + \frac{V_{e2}-V_d}{h_{11}}\right) \qquad \text{(IV.61)}$$

$$V_d = \frac{R_E\beta}{h_{11}}(V_{e1} + V_{e2} - 2V_d)$$

$$V_d + 2V_d\frac{R_E\beta}{h_{11}} = \frac{R_E\beta}{h_{11}}(V_{e1} + V_{e2})$$

$$V_d\left(1 + 2\frac{R_E\beta}{h_{11}}\right) = \frac{R_E\beta}{h_{11}}(V_{e1} + V_{e2})$$

D'où : $V_d = \frac{R_E\beta}{h_{11}+2R_E\beta}(V_{e1} + V_{e2})$ (IV.62)

$$I_{B1} = \frac{V_{e1} - \dfrac{R_E\beta}{h_{11} + 2R_E\beta}(V_{e1} + V_{e2})}{h_{11}}$$

Donc

$$I_{B1} = \frac{V_{e1}}{h_{11}} - \frac{R_E\beta}{h_{11}}\frac{V_{e1}+V_{e2}}{(h_{11}+2R_E\beta)} = \frac{V_{e1}}{h_{11}} - \frac{R_E\beta}{h_{11}}\frac{V_{e1}+V_{e2}}{(h_{11}+2R_E\beta)} \qquad \text{(IV.63)}$$

Puisqu'on a une symétrie entre les transistors Tr1 et Tr2 on peut écrire :

$$I_{B2} = \frac{V_{e2}}{h_{11}} - \frac{R_E\beta}{h_{11}}\frac{V_{e1}+V_{e2}}{(h_{11}+2R_E\beta)} \qquad \text{(IV.64)}$$

Comme :

$V_{s1} = -V_d = R_C I_{B1}(1 + \beta)$ et $V_{s2} = -V_d = R_C I_{B2}(1 + \beta)$

D'où :

$$V_{s1} = -R_C I_{B1}\beta = -R_C\beta\left(\frac{V_{e1}}{h_{11}} - \frac{R_E\beta}{h_{11}}\frac{V_{e1} + V_{e2}}{(h_{11} + 2R_E\beta)}\right)$$

$$V_{s1} = -V_{e1}\frac{R_C\beta}{h_{11}} - (V_{e1} + V_{e2})\frac{R_C\beta R_E\beta}{h_{11}(h_{11}+2R_E\beta)} \qquad \text{(IV.65)}$$

Et

$$V_{s2} = -R_C I_{B2}\beta = -R_C\beta\left(\frac{V_{e2}}{h_{11}} - \frac{R_E\beta}{h_{11}}\frac{V_{e1}+V_{e2}}{(h_{11}+2R_E\beta)}\right)$$

$$V_{s2} = -V_{e2}\frac{R_C\beta}{h_{11}} - (V_{e1}+V_{e2})\frac{R_E\beta R_C\beta}{h_{11}(h_{11}+2R_E\beta)} \quad \text{(IV.66)}$$

Gain differentiel

$$G_d = \frac{V_{s1}-V_{s2}}{V_{e1}-V_{e2}} = \frac{-V_{e1}\frac{R_C\beta}{h_{11}} - (V_{e1}+V_{e2})\frac{R_C\beta R_E\beta}{h_{11}(h_{11}+2R_E\beta)} + V_{e2}\frac{R_C\beta}{h_{11}} + (V_{e1}+V_{e2})\frac{R_E\beta R_C\beta}{h_{11}(h_{11}+2R_E\beta)}}{V_{e1}-V_{e2}}$$

$$G_d = \frac{V_{s1}-V_{s2}}{V_{e1}-V_{e2}} = -\frac{R_C\beta}{h_{11}}$$

$$G_d = -\frac{R_C\beta}{h_{11}} \quad \text{(IV.67)}$$

$$G_V = \frac{V_{s1}+V_{s2}}{V_{e1}+V_{e2}} =$$

$$\frac{-V_{e1}\frac{R_C\beta}{h_{11}} - (V_{e1}+V_{e2})\frac{R_C\beta R_E\beta}{h_{11}(h_{11}+2R_E\beta)} - V_{e2}\frac{R_C\beta}{h_{11}} - (V_{e1}+V_{e2})\frac{R_E\beta R_C\beta}{h_{11}(h_{11}+2R_E\beta)}}{V_{e1}+V_{e2}}$$

$$G_V = G_d - 2\frac{R_E\beta R_C\beta}{h_{11}(h_{11}+2R_E\beta)} \quad \text{(IV.68)}$$

$$G_C = -2\frac{R_E\beta R_C\beta}{h_{11}(h_{11}+2R_E\beta)} \quad \text{(IV.69)}$$

On identifie parfaitement le gain différentiel *Gd* mais aussi un terme parasite correspondant à ce que l'on appelle le **gain en mode commun** *Gc*.

Parfois on prend $h_{11} \ll 2R_E\beta$

on a bien sûr $G_C \ll G_d$ et donc les équations (IV.57) et (IV.58) peuvent s'écrire :

$$V_{s1} = -(V_{e1} - V_{e2})G_d \quad \text{(IV.60)}$$

Et

$$V_{s2} = -(V_{e1} - V_{e2})G_d \qquad \text{(IV.61)}$$

Exercices RÉSOLUS

Exercice 01

On considère le montage de la figure ci-dessous dans lequel le transistor est caractérisé par $\beta = 100$. Montrer que le transistor est polarisé dans sa zone de fonctionnement linéaire et calculer son point de polarisation. On suppose que la tension de saturation du transistor est V_{CE} = 0,2 V. On a R_B = 10 kΩ, Rc = 50 Ω, et Vcc = 10 V.

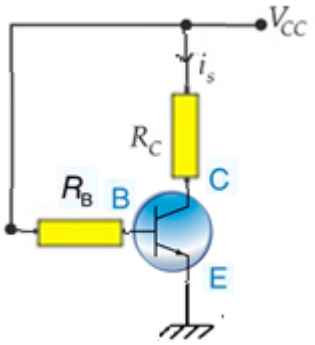


Figure IV.27: *Circuit électrique*

RÉSOLUTION

En supposant que le transistor est polarisé dans sa zone de fonctionnement linéaire, on peut écrire :

$V_B = V_{BE} = 0{,}7$ V =>

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_B}{R_B} = \frac{15 - 0.7}{10.10^3} = 1.43mA \qquad \text{(IV.62)}$$

D'où: $I_c = \beta . I_B = 100 \times 1.43 \times 10^{-3} = 143mA$

On en déduit alors :

$$V_{CE} = V_C - V_E = V_C = V_{CC} - R_C I_C \qquad \text{(IV.63)}$$

Soit : $V_{CE} = 15 - 5O \times 143.10^{-3} = 7.85V$

Etant donné que la différence de potentiel collecteur - émetteur est supérieure à 0,2 V, le transistor est bien polarisé dans sa zone de fonctionnement linéaire.

Exercice 02

On considère le montage de la figure ci-dessous.

Le transistor est polarisé dans sa zone de fonctionnement linéaire.

a) Donner le type de ce circuit

b) Dessiner le schéma équivalent de ce montage en régime de petits signaux.

c) En déduire le gain en tension, gain en courant, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie

d) De quelle type d'amplificateur s'agit -il

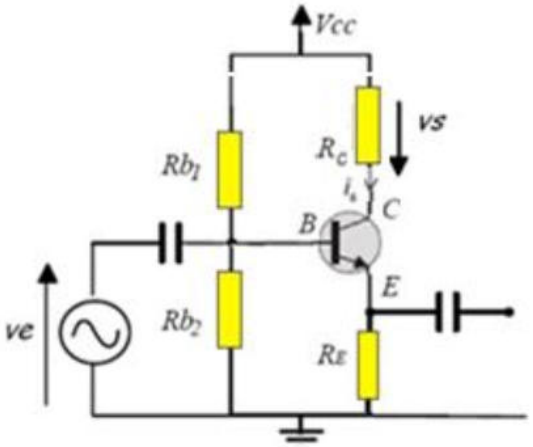


Figure IV.28: *Circuit électrique*

RÉSOLUTION

a) Le circuit de cette figure représente un montage émetteur commun

b) le schéma équivalent du circuit en régime dynamique est :

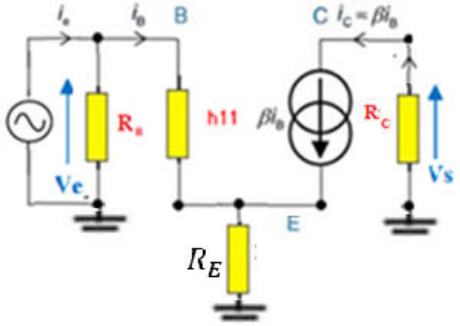


Figure IV.29 *Circuit électrique*

c) Calculons d'abord le gain en tension ;

on a $V_s = -R_C \beta I_B$

$V_e - V_A = h_{11} I_B$

vA la tension aux bornes de la résistance d'émetteur *RE* :

$$V_A = R_E I_B \, (\beta + 1)$$

donc $V_e = R_E I_B \, (\beta + 1) + h_{11} I_B = (R_E \, (\beta + 1) + h_{11}) I_B$

- Le gain en Tension

$$G_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-R_C \beta I_B}{(R_E \, (\beta+1)+h_{11}) I_B} = \frac{-R_C \beta}{(R_E \, (\beta+1)+h_{11})} \qquad \text{(IV.64)}$$

- Le gain en courant
- on a $I_s = -\beta I_B$

- $I_e = I_B + \frac{V_e}{R_1} = I_B + \frac{(R_E(\beta+1)+h_{11})I_B}{R_1} = \frac{1+(R_E(\beta+1)+h_{11})}{R_1} I_B$

$$G_A = \frac{I_s}{I_e} = \frac{-\beta I_B}{\frac{1+(R_E(\beta+1)+h_{11})}{R_1} I_B} = \frac{-\beta R_1}{1+(R_E(\beta+1)+h_{11})}$$

D'où :

$$G_A = \frac{I_s}{I_e} = \frac{-\beta R_1}{1+(R_E(\beta+1)+h_{11})} \quad \text{(IV.65)}$$

L'impédance d'entrée :

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = \frac{(R_E(\beta+1)+h_{11})I_B}{\frac{1+(R_E(\beta+1)+h_{11})}{R_1} I_B} = \frac{(R_E(\beta+1)+h_{11})R_1}{1+(R_E(\beta+1)+h_{11})} \quad \text{(IV.66)}$$

L'impédance de sortie :

On a: $Z_s = \frac{V_s}{I_s}$

Donc $Z_s = \frac{V_s}{I_s} = \frac{-R_C \beta I_B}{-\beta I_B} = R_c$ (IV.67)

d) C'est un amplificateur à collecteur commun qui amplifie uniquement le courant ; son impédance de sortie est très faible.

Exercice 03

On considère le montage amplificateur de la figure 2 utilisant un transistor NPN au Si. On donne V_{CC}=10V, β=100, R_C. On pose $R_B = R_1 // R_2$.

Les condensateurs utilisés ont des impédances nulles aux fréquences de travail.

1) On désire polariser ce transistor de sorte que : V_{CE0} = 5 V, I_{C0} = 1 mA, V_{BE0} = 0.7 V et que $R_C = 4R_E$ et $I_1 = 10\ I_B$. Calculer les valeurs de R_C, R_E, R_1 et R_2.

2) On relie à la sortie du circuit une charge R_L,

En régime variable le transistor est caractérisé par ses paramètres hybrides :

h_{11} = 1 kΩ, h_{12} = 0, h_{21} = 100 et h_{22} = 0.

a) Donner le schéma équivalent en BF et petits signaux de cet amplificateur.

b) Calculer le gain en tension $G_V = \frac{V_S}{V_e}$

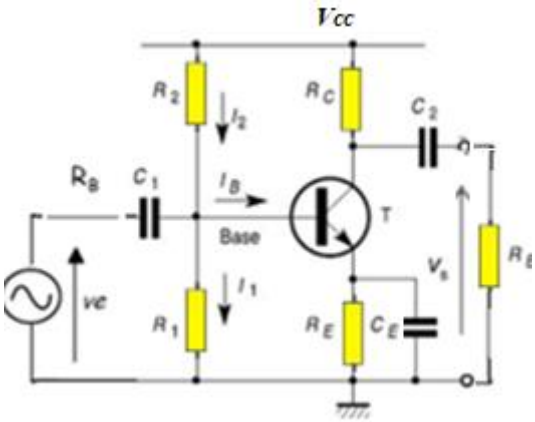


Figure 2: *Circuit électrique*

c) Calculer le gain en courant $G_A = \frac{I_s}{I_e}$

d) Calculer les impédances d'entrée Ze et de sortie Zs

RÉSOLUTION

1. partie statique : C1, C2 et C3 sont équivalents à des interrupteurs ouverts

Le point de fonctionnement est défini par :

$V_{CE0} = 5$ V, $I_{C0} = 1$ mA, $V_{BE0} = 0.7$ V et $I_{B0} = I_{C0} / \beta = 10$ µA

$R_C = 4\ R_E$ et $I_1 = 10\ I_B$

* $V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E (I_C + I_B) \rightarrow V_{CC} = \left(1 + 0.25 \times (1 + \frac{1}{\beta}\right) R_C I_C + V_{CE}$

d'où $R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{\left(1+0.25\times(1+\frac{1}{\beta}\right) I_C}$

$\beta \gg 1$ $R_C = \frac{4}{5}\frac{V_{CC}-V_{CE}}{I_C}$ et $R_E = \frac{1}{5}\frac{(V_{CC}-V_{CE})}{I_C}$

$R_1 I_1 = V_{BE} + R_E I_E = V_{BE} + R_E (I_B + I_C)$ $R_1 = \frac{\beta}{10}\left(\frac{V_{BE}}{I_C} + \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) R_E\right)$

Pour $\beta \gg 1$

$R_1 = \frac{\beta}{10}\left(\frac{V_{BE}}{I_C} + R_E\right)$

Et on a : $I_C R_E + V_{BE} = V_{BM}$

$$I_C R_E + V_{BE} = \frac{R_2 V_{CC}}{(R_1 + R_2)}$$

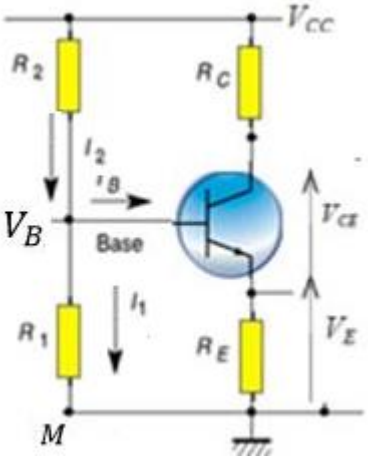
$$\frac{(R_1 + R_2)}{R_2} = \frac{R_1}{R_2} + 1 = \frac{V_{CC}}{I_C R_E + V_{BE}}$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{CC}}{I_C R_E + V_{BE}} - 1$$

Alors

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{I_C R_E + V_{BE}}{V_{CC} - I_C R_E - V_{BE}}$$

Donc :



$$R_2 = \frac{I_C R_E + V_{BE}}{V_{CC} - I_C R_E - V_{BE}} R_1$$

Application numérique :

$$R_C = \frac{4}{5}\frac{V_{CC}-V_{CE}}{I_C} = \frac{4}{5}\frac{(10-5)}{10^{-3}} = 4K\Omega \qquad \text{Et} \qquad R_E = \frac{1}{5}\frac{V_{CC}-V_{CE}}{I_C} = \frac{1}{5}\frac{(10-5)}{10^{-3}} = 1K\Omega$$

$$R_1 = \frac{\beta}{10}\left(\frac{V_{BE}}{I_C} + R_E\right) == \frac{100}{10}\left(\frac{0.7}{10^{-3}} + 10^3\right) = 17K\Omega$$

$$R_2 = \frac{I_C R_E + V_{BE}}{V_{CC} - I_C R_E - V_{BE}} R_1 = 17\left(\frac{1+0.7}{10-1-0.7}\right) = 3.5K\Omega$$

Partie dynamique: C1, C2 et C3 sont équivalents à des interrupteurs fermés

2. a. Schéma équivalent :

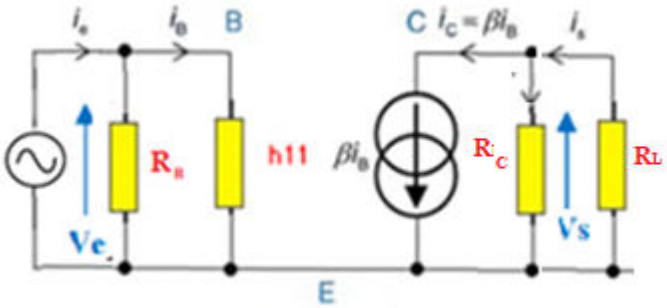


Figure IV.31: *Circuit électrique*

b. Le gain en tension

$$G_V = \frac{V_S}{V_e}$$

$$V_e = h_{11}.I_B \qquad ; V_S = -R_L I_s = -\beta I_B\left(\frac{R_C.R_L}{R_C+R_L}\right)$$

$$\text{Donc } G_V = \frac{V_S}{V_e} = \frac{-\beta I_B\left(\frac{R_C.R_L}{R_C+R_L}\right)}{h_{11}.I_B} = \frac{-\beta\left(\frac{R_C.R_L}{R_C+R_L}\right)}{h_{11}} = \frac{-\beta}{h_{11}}\left(\frac{R_C.R_L}{R_C+R_L}\right) \qquad \text{(IV.72)}$$

c. Le gain en courant

$$G_A = \frac{I_S}{I_e}$$

Selon la loi des nœuds

$$I_e = \frac{V_e}{R_B} + I_B = \frac{h_{11}.I_B}{R_B} + I_B \qquad \text{(IV.73)}$$

$$I_S = \frac{V_S}{R_C} + I_C = \frac{-R_L I_S}{R_C} + \beta I_B$$

$$I_S + \frac{R_L I_S}{R_C} = \beta I_B \Rightarrow I_S = \frac{\beta I_B R_C}{R_C + R_L} \quad \text{(IV.74)}$$

$$G_A = \frac{I_S}{I_e} = \frac{\beta I_B}{\frac{h_{11}.I_B}{R_B} + I_B} = \frac{\beta}{\frac{h_{11}}{R_B} + 1} = \frac{\beta R_B}{(h_{11} + R_B)(R_C + R_L)} \quad \text{(IV.75)}$$

d. L'impédance d'entrée :

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = \frac{h_{11}.I_B}{\frac{h_{11}.I_B}{R_B} + I_B} = \frac{h_{11}}{\frac{h_{11}}{R_B} + 1} = \frac{h_{11} R_B}{h_{11} + R_B} \quad \text{(IV.76)}$$

d. L'impédance de sortie :

Si R_L est infini, cela signifie qu'il n'y a pas de charge connectée en sortie, donc $R_L \to \infty$

L'impédance de sortie était donnée par :

$$Z_s = \frac{R_c.R_L}{R_c + R_L} = \frac{R_c.\infty}{R_c + \infty} = R_c \quad \text{(IV.77)}$$

Exercice 04

Le schéma classique d'un amplificateur push-pull est illustré dans la figure IV.32. Il est supposé que les deux transistors sont complémentaires, c'est-à-dire parfaitement symétriques. Les transistors sont considérés comme bloqués lorsque leur tension base - émetteur est inférieure à 0,7 V et qu'ils sont conducteurs linéairement pour V_{BE} = 0,7 V.

1) Effectuer le calcul du point de repos des transistors et démontrer que lorsque le signal d'entrée est absent, les deux transistors sont déconnectés.

2) Déterminer les conditions dans lesquelles chacun des transistors est linéairement conducteur.

3) Tracer les variations de la tension de sortie *Vs* lorsque la tension d'entrée est sinusoïdale,

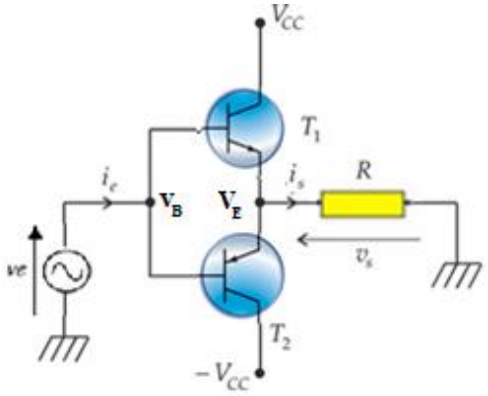


Figure IV.32: *Circuit électrique*

soit : $V_e(t) = V_0 \cos \omega t$ avec V_0 = 15 V ; Calculer le gain en courant du montage : $G_A = \frac{I_S}{I_e}$

RÉSOLUTION

Si les deux transistors sont complémentaires, le montage sera parfaitement symétrique. Ainsi, les deux transistors sont bloqués car ils sont tous les deux équipés d'une tension $V_{BE} = 0V$. Les courants de base tels que les courants de collecteur sont nulles, tandis que les courants de collecteur des transistors sont respectivement aux potentiels +Vcc et -Vcc.

nous remarquerons d'avance , que les deux transistors possèdent la même tension V_{BE}.

- **Si V_B < 0,7 V, le transistor NPN reste bloqué et V_E = 0.**
- **Si V_B > -0,7 V, le transistor PNP reste bloqué et V_E = 0.**

Dès que la tension de base dépasse 0,7 V, le transistor NPN devient conducteur, tandis que le transistor PNP reste bloqué. En revanche, lorsque la tension de base diminue à -0,7 V, le transistor PNP devient conducteur tandis que le transistor NPN reste statique. Étant donné que la tension d'entrée est la tension de base et que la tension d'émetteur est la sortie du circuit, on obtient :

***Ve* < -0,7 V : T_1 bloqué, T_2 conducteur ; V_{BE} = -0,7 V => *Vs* =*Ve* + 0,7 V.**

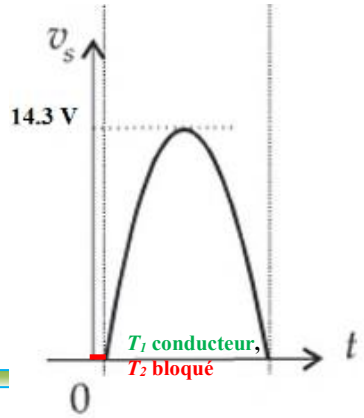
Pour une demi-alternance négative, le transistor *T2* commence à conduire dès que le signal *Ve* devient inférieur à -0,7 V et tant qu'il ne redevient pas supérieur à ce seuil. Le signal de sortie a alors comme expression : v s = ve + 0,7 V (figure 3.40). *T {reste* bloqué pendant toute la demi alternance négative.

-0,7 V < *Ve* < 0,7 V : T_1 bloqué, T_2 bloqué ; Vs = 0.

***Ve* > 0,7 V : T_1 conducteur, T_2 bloqué ; V_{BE} = 0,7 V => *Vs* = *Ve* - 0,7 V**

Lorsque le signal d'entrée représente une demi-alternance positive de sinusoïde, le transistor T_1 commencera à conduire lorsque la valeur de ve dépasse le seuil de 0,7 V.

La sortie du signal sera donc de *Vs* = *Ve* - 0,7 V (voir figure IV.33). Dès que le signal *Ve* redeviendra inférieur à 0,7 V, il sera à nouveau bloqué. Durant toute cette période de demi-alternance positive, le transistor T_2 demeure inactif.



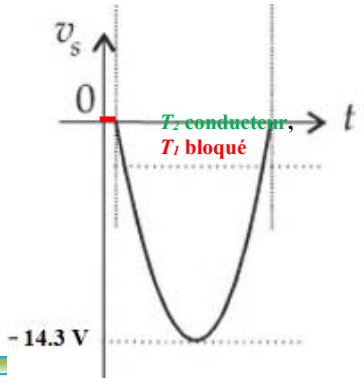


Figure IV.33: organigramme de sortie

IV.11 QCM

QCM +QROC +Évaluations RÉSOLUS

Je m'évalue QCM

1 Lorsqu'un transistor bipolaire NPN est saturé :

- ❑ **a.** sa tension base-émetteur est proche de 0 V
- ☑ **b.** sa différence de potentiels collecteur-émetteur est proche de 0 V
- ☑ **c.** la relation $I_C = \beta I_B$ n'est plus valable

2 Si on applique une tension \VBE = 1 V entre la base et l'émetteur d'un transistor NPN :

- ❑ **a.** le transistor sera saturé
- ☑ **b.** le transistor sera détruit
- ❑ **c.** le transistor sera bloqué

3 Si on applique une tension VBE = -1 V entre la base et l'émetteur d'un transistor NPN :

- ❑ **a.** le transistor sera saturé
- ❑ **b.** le transistor sera détruit
- ☑ **c.** le transistor sera bloqué

4 Quand un transistor PNP est polarisé correctement, on a :

- ❑ $V_{BE} = -0.1V$
- ❑ $I_C = -I_B$
- ☑ $V_{BE} < 0V$

5 Un transistor NPN étant formé d'une zone P formant sa base et de deux zones N formant son collecteur et son émetteur :

- ❑ **a.** on peut inverser émetteur et collecteur sans perturber le fonctionnement du transistor
- ❑ **b.** la structure du transistor est parfaitement symétrique
- ☑ **c.** on ne peut pas inverser émetteur et collecteur

6 L'amplificateur collecteur commun:

- ☑ a. amplifie uniquement le courant
- ❑ b. amplifie uniquement la tension
- ❑ **c.** possède une impédance de sortie très faible
- ❑ **e.** possède une impédance d'entrée très faible

Exercices NON RÉSOLUS

Exercice 01

Etant donné le circuit du schéma de la figure IV.33 :

1. Montrer que ce circuit, où le transistor est polarisé avec une seule source, est équivalent au circuit utilisant une polarisation avec deux sources.

2. Donner l'équation de la droite d'attaque statique et de charge statique et en déduire le point de blocage et de saturation.

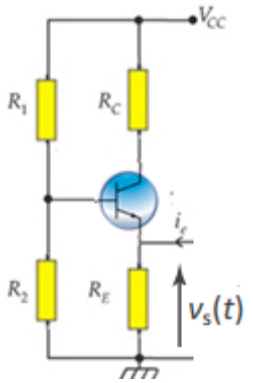


Figure IV. 33: *Circuit électrique*

Exercice 02

Soit le montage de la figure IV.34 (un montage à transistor de type base commune). Déterminer le gain en tension, le gain en courant ainsi que les impédances d 'entrée et de sortie de ce montage. *Rc* et/i,, sont du même ordre de grandeur.

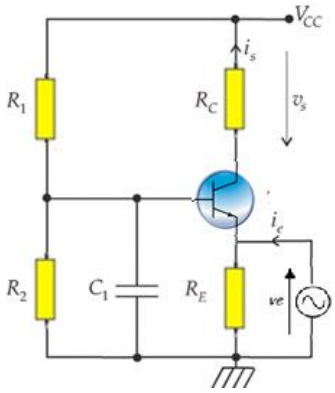


Figure IV.34: *Circuit électrique*

Exercice 03

Soit le montage amplificateur de la figure IV.35.

On a : V_{CC} = 10 volts, I_{C0} = 2 mA, V_{CE0} = 5 volts, R_B = 397 kV, R_C = 1,8 kV et R_E = 680 V.

les deux capacités de liaison C_B isolent la composante continue de la composante sinusoïdale. tandis que La capacité C_E joue le rôle d'un court-circuit parfait en régime sinusoïdal

a) représenter les expressions des droites de charge statique ;

b) déterminer les expressions : le gain en tension, gain en courant, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie;.

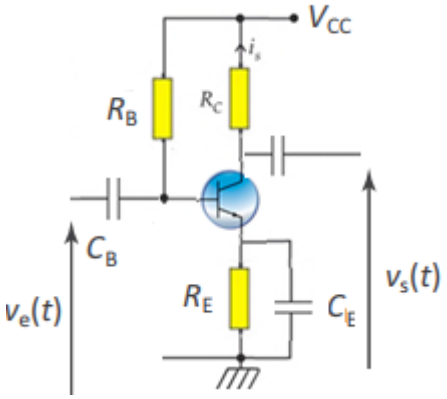


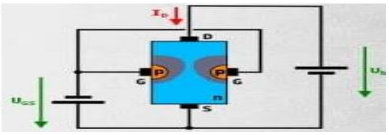
Figure IV.35: *Circuit électrique*

CHAPITRE V

LES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

V. LES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP





Contrairement aux transistors bipolaires (les transistors bipolaires sont « bipolaires », parce que leur fonctionnement repose sur deux types de porteurs de charges les trous et les électrons), Le transistor à effet de champ est un dispositif « unipolaire » qui fonctionne avec un seul type de charges, les trous ou les électrons selon son type (canal N ou canal P).

Un transistor à jonction bipolaire (BJT) est un dispositif contrôlé en courant, c'est-à-dire que les caractéristiques de sortie du dispositif sont contrôlées par le courant de base et non par la tension de base. Cependant, dans un transistor à effet de champ (FET), les Caractéristiques de sortie sont contrôlées par la tension d'entrée (champ électrique) et non par le courant d'entrée. C'est probablement la plus grande différence entre BJT et FET.

Il existe deux types de base de transistors à effet de champ:

- Transistor à effet de champ de jonction (JFET)
- Transistor à effet de champ semi-conducteur à oxyde métallique (MOSFET)

I. Définition d'un transistor à effet de champ

Un transistor de type JFET (Junction Field Effect Transistor) est un transistor à effet de champ dont la grille est directement en contact avec le canal. On distingue les JFET avec un canal de type N (qui sera le point important dans ce chapitre), et ceux avec un canal de type P.

I.1 Structure et définition d'un transistor à effet de champ à jonction

Le transistor à effet de champ est compose d'un canal de silicium, généralement dopé N, et de deux zones dopées de manière différente qui l'entourent (zones dopées P si le canal est dopé N).

Les deux zones P sont reliées entre elles et forment la grille G du transistor. Deux contacts déposés sur le canal N forment son drain D et sa source S.

Le transistor à effet de champ à jonction, abrégé par la suite TEC ou JFET (Junction Field Effect Transistor) est un transistor spécifique qui présente deux propriétés essentielles intéressantes :

– Un courant d'entrée quasi-nul (résistance d'entrée quasi infinie) ;

– pour une tension continue de sortie nulle, le transistor peut être assimilé à une résistance commandée par la tension d'entré

La figure V.1 présente le symbole de ce transistor à effet de champ à jonction canal N. Si les zones N et P sont inversées, on dit que la JFET est canal P .

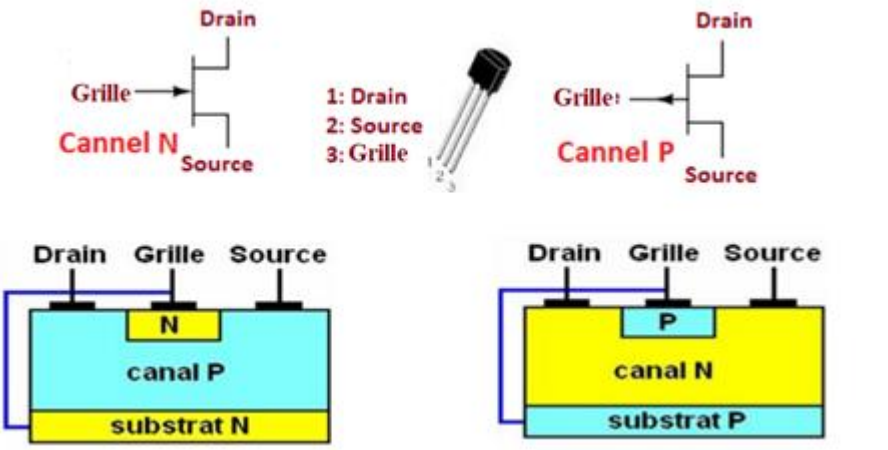


Figure V.1 : *Structures et symboles d'un JFET canal N et Canal P*

I.2 Courants et tensions.

La représentation des courants et des tensions pour un JFET.N est donnée comme suit :

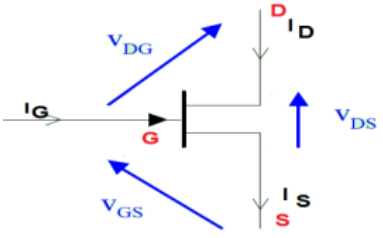


Figure V.2 : *Courants et tension pour un JFET a canal N*

on peut écrire que les tensions du transistor sont :

$$V_{GS} = V_G - V_S \quad \text{(V-1)}$$

$$V_{DS} = V_D - V_S \quad \text{(V-2)}$$

$$V_{DS} = V_{GS} + V_{DG} \quad \text{(V-3)}$$

Pour les courants électriques, la loi des nœuds donne :

$$I_D + I_G = I_S \quad \text{(V-4)}$$

I.3 Les caractéristiques des transistors à effet de champ

V_{DD} augmente ↗ → V_{DS} augmente ↗ ⇒ I_D augmente ↗

Facteur de proportionnalité est la résistance R

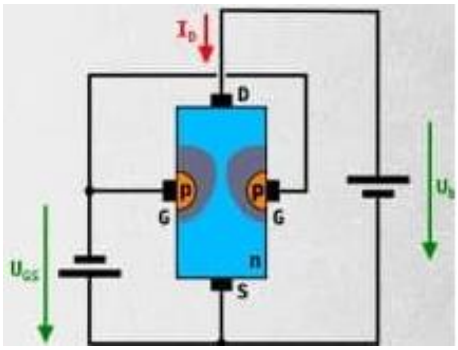
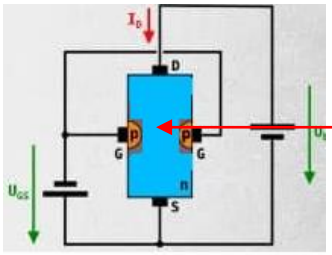


Figure V.3 : *Schémas interne d'un transistor JFET a canal N*

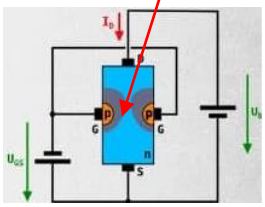
Pour $V_{GS} = 0$ $R = \frac{V_{DS}}{I_{DS}}$

Donc l'apparition de la loi d'ohm

Voir la figure (V.4)



Z



Si on augmente V_G $V_G = 2V$

$V_{GS} = V_s - V_G = 0 - V_G$

$V_{GS} = -2V$ la zone de désertion augmente ⟶ le canal N diminue et la diffusion des électrons diminue I_{DS} ↘ et par conséquent R augmente ($R = \frac{l}{S}\rho$) S ↘ ⟶ R ↗

$V_{GS} = -4V, -6V$ nous remarquons que lorsqu'on augmente Vg la zone Z augmente ce qui fait que La zone de désertion augmente

Le peuplement des électrons dans le canal N va plus tard entraine la saturation

Du transistor (I_{DSS})

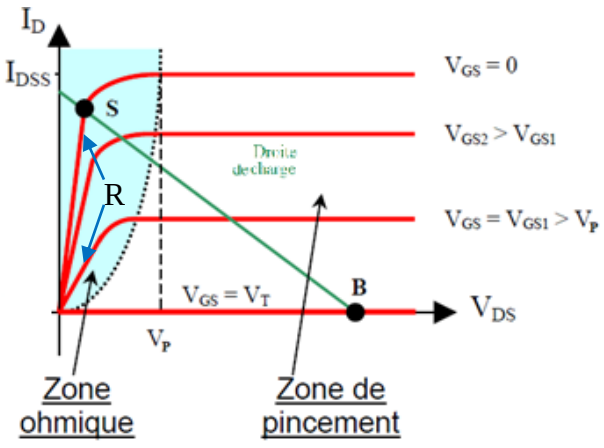


Figure V.4 : *Caractéristique de sortie du transistor JFET a canal N*

Un barreau conducteur appelé « canal » de type N est composé de deux électrodes aux extrémités. On appelle ces électrodes source et drain.

En utilisant une tension sur les bornes de ces deux électrodes, on produit un courant, que l'on désigne sous le nom de courant de drain .I_D Et on va changer la conductivité du canal en appliquant une tension sur une électrode de contrôle appelée grille (gate en anglais).

La présence d'une différence de potentiels négative entre la grille et la source (soit V_{GS}), crée un effet électrostatique dans le canal et confère au transistor les propriétés suivantes :

• si $\boldsymbol{V_{GS(off)}} < V_{GS} < 0$, le canal drain - source est conducteur ;

• si $V_{GS} < \boldsymbol{V_{GS(off)}}$, le canal drain - source est bloqué.

- **La tension de blocage** $\boldsymbol{V_{GS(off)}}$ c'est la valeur de V_{GS} qui donne un courant I_{DS} d'approximativement zéro

En fonction de la tension V_{DS} entre le drain et la source, le transistor peut avoir deux comportements différents lorsque celui-ci est conducteur :

- si $0 < V_{DS} < V_P$, Lorsque la tension entre le drain et la source (V_{DS}) est faible, le courant de drain (I_D) est directement proportionnel à la tension V_{DS}. Cela signifie que le FET agit essentiellement comme une résistance dont la valeur peut être modulée par la tension V_{GS} (tension grille-source) voir la figure (V.4)

Cette région est souvent appelée "zone ohmique" ou "zone résistive" car la relation entre le courant de drain et la tension entre le drain et la source suit la loi d'Ohm.

- si $V_{DS} > V_P$, le courant I_D, devient quasi constant et indépendant de V_{DS} : Lorsque la tension V_{DS} augmente et atteint une certaine valeur critique appelée tension de pincement (V_P), le canal du transistor se pince.

À ce stade, le courant de drain devient pratiquement constant et ne dépend plus de manière significative de la tension V_{DS} . Ce courant constant est souvent désigné comme I_{DSS} (courant de drain à saturation).

Le transistor fonctionne dans sa "zone linéaire" car de petites variations de tension V_{DS} entraînent des variations proportionnelles du courant de drain I_D, et cette variation est principalement contrôlée par la tension V_{GS}.

- **La tension de pincement** est la tension entre le drain et la source à laquelle le canal du transistor FET commence à se pincer, c'est la valeur de VDS pour laquelle I_{DS} demeure essentiellement constant elle est toujours mesuré lorsque VGS =0, pour les

JFETs de canal N, la tension de pincement (V_P) est typiquement de l'ordre de 2 à 3 volts, mais cela peut varier en fonction des spécifications du composant et des conditions de fonctionnement.

- **La tension de blocage $V_{GS(off)}$** c'est la valeur de V_{GS} qui donne un courant I_{DS} d'approximativement zéro, la relation entre le pincement et le blocage de la $V_{GS(off)}$ et Vp sont toujours égales, mais de signe contraires $V_{GS(off)} = - Vp$.

Le courant de drain varie en fonction de la tension V_{GS} selon la loi :

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \qquad \text{(V-5)}$$

La dérivée de l'expression de I_D donne la pente (slope) ou la transconductance de la caractéristique de transfert dans la zone de saturation du JFET. Elle est représentative de l'amplification du signal d'entrée.

En effet, pour un courant I_{DSS} donné, la dérivée sera

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \qquad \text{(V-6)}$$

Cette pente $g_m = \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ représente le rapport de la variation du paramètre de sortie, qui est le courant ($\boldsymbol{IDS}$) et celle du paramètre d'entrée, représenté par la tension de commande ($\boldsymbol{VGS}$).

La valeur maximale, sera atteinte pour $\boldsymbol{VGS}$= 0, et $\boldsymbol{ID}$ =$\boldsymbol{IDSS}$; $\boldsymbol{gm}$=$\boldsymbol{gmo}$

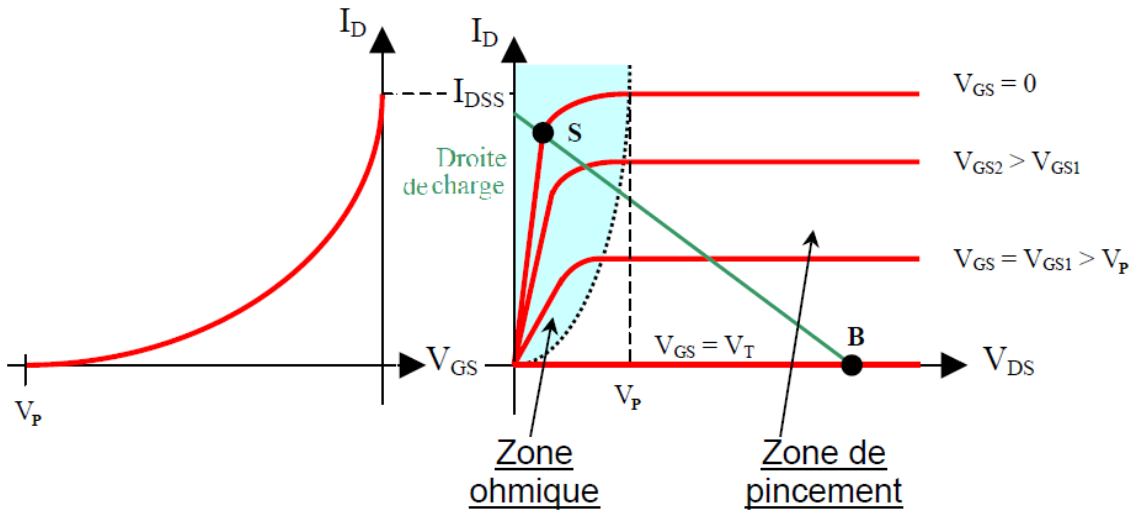


Figure V.5 : *Caractéristique de transfert et de sortie du transistor JFET a canal N*

C'est comme si on avait un tuyan parcouru par un courant d'eau dont on contrôlerait le débit en appuyant plus ou moins avec son pied sur le milieu du tube :

En modulant la pression du pied on module identiquement le courant qui circule dans le tuyau.



Figure V.6 : Schéma d'un *pédale d'effet du jardinier*

II. La polarisation des transistors JFET

D'une manière similaire au transistor bipolaire, il est nécessaire de sélectionner un point de fonctionnement avant de définir les paramètres des petits signaux, car ceux-ci dépendent de ce point de fonctionnement. Ainsi, il est nécessaire de polariser le transistor JFET. Pour cela on peut utiliser différentes méthodes.

II.1. La polarisation simple

Pour polariser un transistor à effet de champ, il est nécessaire de l'intégrer dans un montage de manière à ce que son point de repos, en régime continu, soit situé dans sa zone de fonctionnement linéaire.

Il faut donc disposer de : $V_{DS} > V_P$

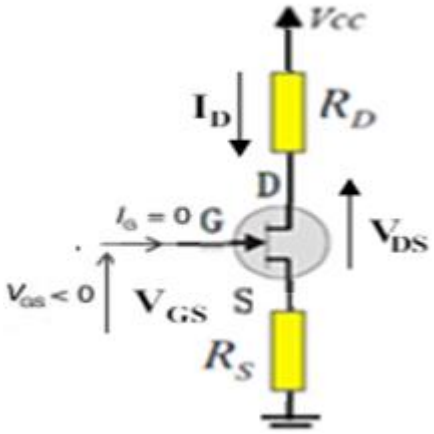


Figure V.7 : *Circuit électrique*

$$V_G = V_{DD}\frac{R_2}{(R_1+R_2)} \qquad \text{(V-6)}$$

Et $V_{GS} = V_G - R_S.I_D$

Si la tension VGS est connue, la caractéristique $I_D = /(V_{DS})$ est entièrement déterminée parmi toutes les courbes du réseau de la figure (V-3).

Cette équation correspond à la droite de charge

$$I_D = \frac{V_{CC}-V_{DS}}{R_D} \qquad \text{(V-7)}$$

Pour $I_D = 0$ on a $V_{DS} = V_{CC}$

Pour $V_{DS} = 0$ on a $I_D = \frac{V_{CC}}{R_D}$

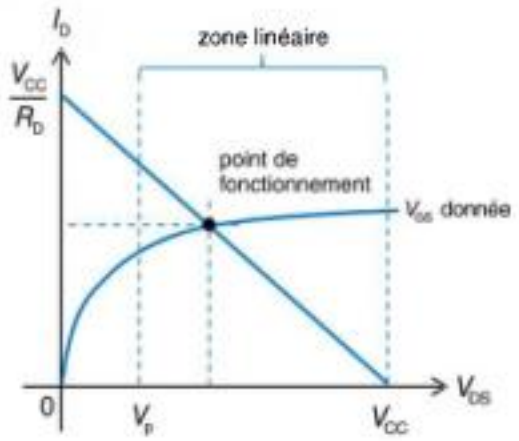


Figure V.8: *Caractéristique du transistor FET a canal N*

II.2 Polarisation en pont (exemple d'un JFET canal N)

La figure (V-9) illustre une polarisation en pont. Dans ce mode de polarisation, la tension sur la résistance source s'écrit : $V_S = V_G - V_{GS}$

Puisque la tension source et plus importante que la grille

La jonction grille source polarsée en inverse donc I_G = 0 et

à partir de l'equation (V-4) on aura : I_D = I_S.

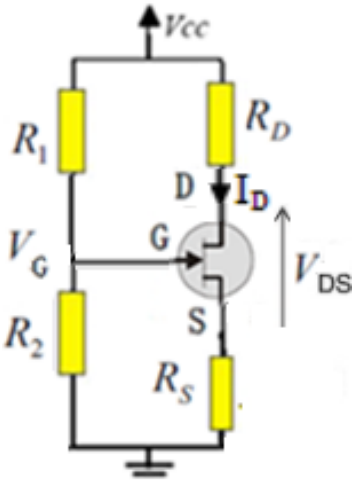


Figure V.9: *Circuit électrique*

$$V_G = V_{DD}\frac{R_2}{(R_1+R_2)} \qquad \text{(V-8)}$$

Et $V_{GS} = V_G - R_S.I_D$

$$I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} \qquad \text{(V-9)}$$

Si on utilise l'équation de transfert :

$$I_D = I_{DMax}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} \qquad \text{(V-10)}$$

Pour polariser le transistor à effet de champ, on choisit une tension V_{GS} négative, par exemple V_{GS} = -1 V. Dans un premier temps, nous choisissons le potentiel de grille, par exemple 7 V, puis nous en déduisons le potentiel de source Vs, qui doit être de 8 V dans notre situation.

Ensuite, il est essentiel de définir les conditions liées à la valeur de la résistance R_D et à la résistance *Rs* pour assurer la polarisation du transistor dans sa zone de fonctionnement linéaire, en utilisant une valeur de $_{GS}$ = -1 V. Selon la caractéristique présentées dans la figure 68,3, V_{GS} = -1 V =>$I_D = 17$ **mA**.

On aura donc : $R_S = \frac{V_S}{I_D} = \frac{8}{17\times10^{-3}} = 470\Omega$ (V-11)

La condition à respecter pour que le transistor soit polarisé dans sa zone linéaire s'écrit : $V_{DS} > V_P$ suffit donc d'exprimer V_{DS} en fonction de R_D pour traduire cette condition sous la forme d'une contrainte sur R_D

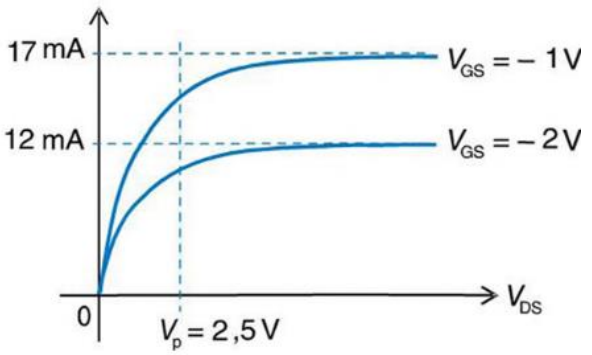


Figure V. 10 : *Caractéristique de sortie du transistor FET a canal N*

$V_D - V_S > V_P \Rightarrow V_{DD} - R_D.I_D - V_S > V_P$

$$\Rightarrow R_D < \frac{V_{DD} - V_P - V_S}{I_D}$$

$$\Rightarrow R_D < \frac{15-2.5-8}{17} = 265\Omega \qquad \text{(V-12)}$$

III. Le schéma équivalent en régime linéaire

Les transistors JFET sont aussi très utilisés dans les **basses fréquences** pour réaliser les amplificateurs de puissances audio, dans les hautes et très hautes fréquences pour la conception des mélangeurs, des oscillateurs et les amplificateurs radiofréquences.

Nous considérons dans ce qui suit les amplificateurs à faible signaux et en **basse fréquence**.

Le Schéma équivalent en dynamique d'un transistor JFET est lié aux termes :

• Alternatif

• faible signaux

• Paramètres admittances.

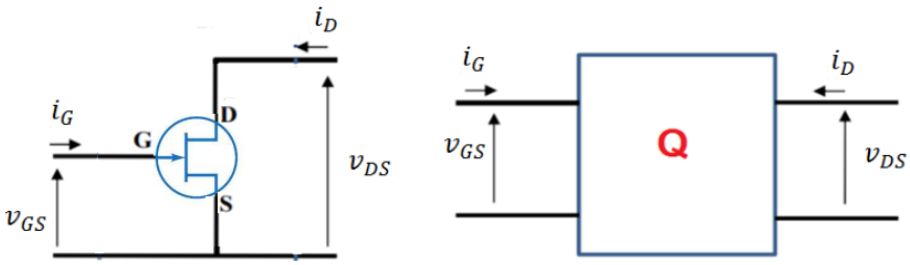


Figure V.11 : Schéma équivalent d'un transistor JFET *en dynamique*

$$\begin{cases} I_G = Y_{11}V_{GS} + Y_{12}V_{DS} \\ I_D = Y_{21}V_{GS} + Y_{22}V_{DS} \end{cases} \qquad \text{(V-13)}$$

I_G, V_{GS} *et* V_{DS} sont des grandeurs de courant et de tension qui représentent des petites variations autour du point de fonctionnement du transistor JFET.

L'admittance Y_{11} : avec $Y_{11} \approx 0$, car jonction Grille Source polarisée en inverse

$$Y_{21} = \left(\frac{\Delta I_G}{\Delta V_{GS}}\right)_{\Delta V_{DS}=0} = \frac{1}{R_{GS}} \qquad \text{(V-14)}$$

L'admittance Y_{12} : avec $Y_{12} \approx 0$, car jonction Grille Source polarisée en inverse

$$Y_{21} = \left(\frac{\Delta I_G}{\Delta V_{DS}}\right)_{\Delta V_{GS}=0} = \frac{1}{R_{GS}} \qquad \text{(V-15)}$$

L'admittance Y_{21} : avec V_{DS} = constante, et la variation de V_{GS} donc ΔV_{GS}

$$Y_{21} = \left(\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}\right)_{\Delta V_{DS}=0} = g_m \qquad \text{(V-16)}$$

$Y_{21} = g_m$: la pente ou la transconductance du transistor.

L'admittance Y_{22} : avec VGS = constante, et la variation de VDS donc ΔVDS

$$Y_{22} = \left(\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{DS}}\right)_{\Delta V_{GS}=0} = g_{ds} \qquad \text{(V-17)}$$

$Y_{22} = g_{ds}$: l'inverse de la résistance dynamique de sortie

III.1. Le transistor JFET en régime dynamique

Les amplificateurs à effet de champ sont largement employés car ils ont une résistance d'entrée très élevée, ce qui signifie que le courant qui entre dans la grille est nul. Les transistors TEC, tout comme les transistors bipolaires, sont utilisés dans les trois montages suivants :

♣ Amplificateur Source commune

♣ Amplificateur drain commun

♣ Amplificateur Grille commune

III.1.1. Paramètres hybrides et le schéma équivalent du transistor

a) Présentation hybride d'un transistor

Le transistor est considéré comme un quadripôle (voir figure V.9) ; avec deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie (une patte sera alors commune à l'entrée et à la sortie) et va être défini par quatre (4) signaux : courant et tension d'entrée, courant et tension de sortie .

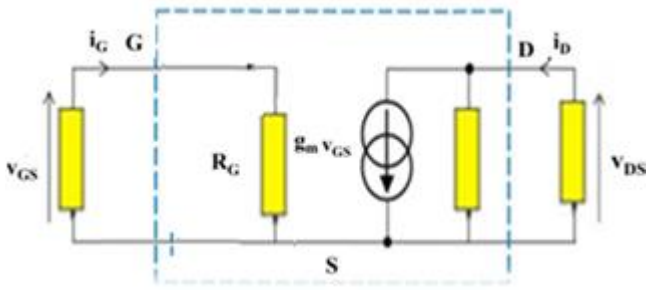


Figure V.12 : *Présentation hybride d'un transistor* JFET *en dynamique*

III.2. Les amplificateurs à JFET à source commune

III.2.1. Le montage source commune

Soit le montage amplificateur suivant

c_1 et c_2 sont deux condensateurs de liaison et c_S est un condensateur de découplage; qui isolent les composantes continues des signaux variables.

On pose

$$R_G = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \qquad \text{(V-18)}$$

et

$$R_S = \frac{R_C R_D}{R_C + R_D} \qquad \text{(V-19)}$$

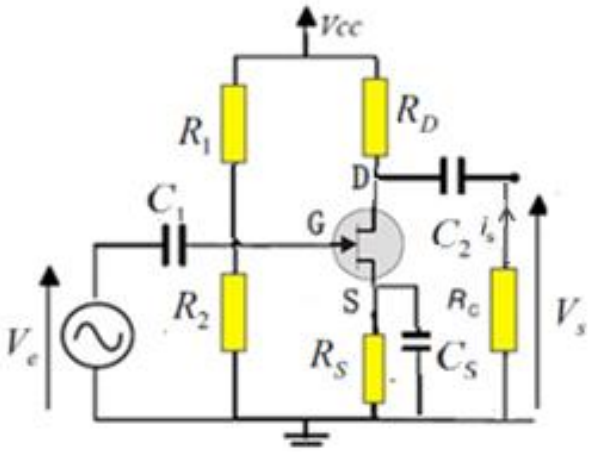


Figure V.13: *Circuit électrique*

III.2.2. Le schéma équivalent en régime dynamique

On remplace le transistor par son schéma équivalent, les résistances R_1et R_2 se trouvent en parallèle ; on les remplace par leur résistance équivalente R_G. Les condensateurs et les tensions continues se comportent comme des courts-circuits. ainsi on obtient:

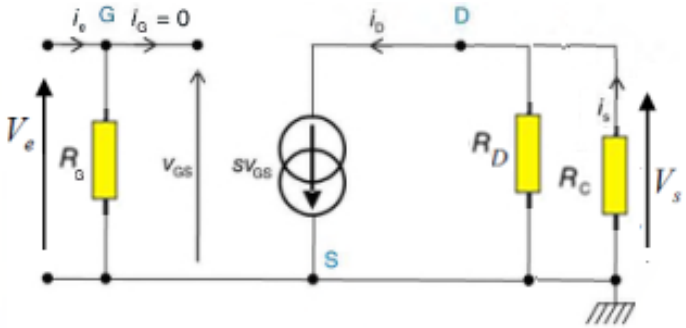


Figure V.14 : *Présentation hybride d'un transistor* JFET a source commune

$$V_G = V_{R2} = V_{CC}\frac{R_2}{(R_1+R_2)} \quad \text{(V-20)}$$

$$V_S = R_D.I_D \quad \text{(V-21)}$$

- Le gain en tension (s=gm)
- Se la loi des nœuds on a : $I_s = \frac{V_s}{R_D} + I_D = \frac{V_s}{R_D} + g_m.V_{GS}$ (V-22)

$$V_s = -I_D.\frac{R_DR_C}{R_D+R_C} = -g_m.V_{GS}\frac{R_DR_C}{R_D+R_C} \quad \text{(V-23)}$$

D'après la maille d'entrée

$$V_e = V_{GS} \quad \text{(V-24)}$$

$$G_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-g_m.V_{GS}\dfrac{R_DR_C}{R_D+R_C}}{V_{GS}}$$

$$G_V = \frac{V_s}{V_e} = -g_m.\frac{R_DR_C}{R_D+R_C} \quad \text{(V-25)}$$

En général, ce gain n'est pas très élevé

- Le gain en courant

$$R_S = \frac{R_DR_C}{R_D+R_C} \quad \text{(V-26)}$$

$$I_s = \frac{V_s}{R_D} + I_D = \frac{-g_m.V_{GS}\dfrac{R_DR_C}{R_D+R_C}}{R_D} + g_m.V_{GS} = -g_m.V_{GS}\left(\frac{R_S}{R_D} - 1\right)$$

D'où $I_s = -g_m.V_{GS}\left(\frac{R_S}{R_D} - 1\right)$

$$I_e = \frac{V_e}{R_G} + I_G = \frac{V_{GS}}{R_G}$$

$$G_A = \frac{I_s}{I_e} = \frac{-g_m.V_{GS}\left(\frac{R_S}{R_D} - 1\right)}{\frac{V_{GS}}{R_G}} = \frac{g_m.\left(\frac{R_D - R_S}{R_D}\right)}{\frac{1}{R_G}} = g_m.\frac{R_G}{R_D}.(R_D - R_S)$$

D'où :

$$G_A = \frac{I_s}{I_e} = g_m.\frac{R_G}{R_D}.(R_D - R_S) \qquad \text{(V-27)}$$

L'impédance d'entrée :

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = \frac{V_{GS}}{\frac{V_{GS}}{R_G}} = R_G \qquad \text{(V-28)}$$

L'impédance de sortie :

Pour calculer l'impédance de sortie, on court-circuite les bornes d'entrée sur le schéma

équivalent et on obtient :

$$V_e = V_{GS} = 0$$

$$Z_s = -\frac{V_s}{I_s} = R_C \qquad \text{(V-29)}$$

Remarques

Le m montage à source commune est un amplificateur de courant possédant une très grande impédance de sortie et une impédance d 'entrée ajustable, pouvant être relativement élevée.

IV. Les transistors JFET en commutation

Les transistors à effet de champ à jonction (JFET) peuvent également être utilisés en mode de commutation. Les JFET sont des dispositifs à semi-conducteurs à trois bornes, comprenant une jonction PN qui contrôle le courant entre deux autres bornes, le drain et la source.

Lorsque la tension entre la grille et la source (V_{GS}) est inférieure à une certaine valeur appelée tension de seuil ($V_{GS(off)}$), le JFET est en mode de blocage et le courant entre le drain et la source (I_{DS}) est très faible voire nul. Dans cette situation, le JFET agit essentiellement comme un interrupteur ouvert et la résistance RDS est très grande

Lorsque la tension V_{GS} dépasse la tension de seuil ($V_{GS(off)}$), le JFET entre en mode de conduction. Le courant peut alors circuler entre le drain et la source en fonction de la tension et du courant appliqués. Le transistor présente une résistance R_{DS} faible.

Cette propriété est très utilisée dans les interrupteurs analogiques qui permettent la commutation de signaux alternatifs.

L'interrupteur shunt

Pour $V_{GS} < V_{GSoff}$ l'interrupteur est ouvert : $V_{out} = V_{in}$

Pour $V_{GS} = 0$, l'interrupteur est fermé.

Si $R_D >> R_{DS}$,V_{DS} reste faible donc le transistor fonctionne bien en zone ohmique :

$V_{out} \approx 0$.

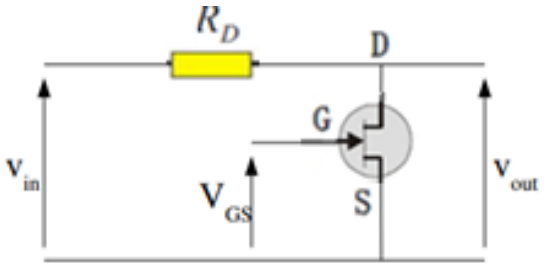


Figure V.15: *montage interrupteur shunt*

L'interrupteur série

Pour $V_{GS} < V_{GSoff}$, l'interrupteur est ouvert : $V_{out} = 0$

Pour $V_{GS} = 0$, l'interrupteur est fermé. Si $R_D >> R_{DS}$, V_{DS} reste faible donc le transistor fonctionne bien en zone ohmique : $V_{out} = V_{in}$.

Le rapport onoff de l'interrupteur série est supérieur à celui de l'interrupteur shunt.

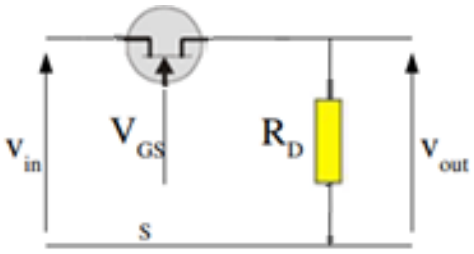


Figure V.15: *montage interrupteur série*

V Exercices RÉSOLUS

Exercice 01

On considère un transistor à effet de champ à jonction canal N et son réseau de caractéristiques présenté ci-dessous. Ce transistor est polarisé par une résistance de drain.

a) On choisit R_D = **100Q** et on applique une tension **V_{GS} = -2 V.** Le transistor est-il polarisé dans sa zone ohmique ou dans sa zone linéaire ? Quelle est la valeur de son courant de drain ?

b) Répondre aux mêmes questions avec *RD* = 3 k*Q* et VGS = -2 V.

c) Répondre aux mêmes questions avec *RD* = 1*kD* et VGS = -3 V.

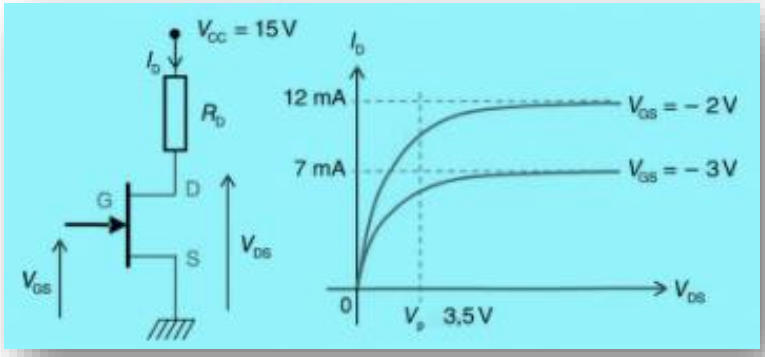


Figure V.17: *Circuit électrique 01*

RÉSOLUTION

Pour déterminer si un JFET fonctionne dans sa zone linéaire, dans sa zone ohmique ou s'il est bloqué, la bonne méthode consiste à supposer qu'il est polarisé dans sa zone linéaire. Cet exercice rassemble les trois cas possibles.

a) On a $R_D = 100\Omega$ et $V_{GS} = -2V$. D'après le réseau de caractéristiques fourni, on a, si le transistor est effectivement polarisé dans sa zone linéaire : $I_D = 12mA$

Dans ces conditions, le potentiel de drain a pour valeur :

$$V_D = V_{CC} - R_D I_D = 15 - 100 \times 12 \times 10^{-3} = 13.8V$$

Comme

$V_S = 0V$, on a : $V_{DS} = V_D - V_s = V_D$

Comme la tension de pincement *Vp* est égale à 3,5 V, on a bien VDS > *Vp* ; le JFET est donc bien polarisé dans sa zone de fonctionnement linéaire et $I_D = 12$ mA.

b) On a *Rd* = 3 kQ et *VGS* = -2 V. D'après le réseau de caractéristiques, on a, si le transistor est effectivement polarisé dans sa zone linéaire :

$I_D = 12$ mA

Dans ces conditions, le potentiel de drain a pour valeur :

$$V_D = V_{CC} - R_D I_D = 15 - 3 \times 103 \times 12 \times 10^{-3} = -21V$$

Cette valeur est manifestement impossible à obtenir. Le transistor ne se trouve donc pas polarisé

dans sa zone linéaire. Comme il n'est pas bloqué (VGS = -2 V), il se trouve donc dans sa zone ohmique.

Sur la caractéristique correspondant à V_{GS} = -2 V, mesurons la valeur de la résistance équivalente R_{DS} du canal drain - source dans la zone ohmique du transistor.

On a :

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{3.5}{12\times10^{-3}} = 292\Omega \qquad \text{(V-30)}$$

Le courant de drain I_D vérifie alors la relation :

$$V_{CC} = R_{DS} I_D + R_{DS} I_D$$

D'ou :

$$I_D = \frac{V_{CC}}{R_{DS}+R_D} = \frac{15}{3292} = 4{,}6\text{mA} \qquad \text{(V-31)}$$

Par ailleurs : $V_{DS} = R_{DS} I_D = 292 \times 4.6 \times 10^{-3} = 1.3V$

On a bien $V_{DS} < V_p$, ce qui confirme la présence du point de polarisation dans la zone ohmique.

c) On a $R_D = 1\ K\Omega$ et $V_{GS} = -3V$. D'après le réseau de caractéristiques, on a, si le transistor est effectivement polarisé dans sa zone linéaire : $I_D = 7$mA

Dans ces conditions, le potentiel de drain a pour valeur :

On a donc : $V_{DS} = V_D = V_{CC} - R_D I_D = 15 - 1000 \times 7 \times 10^{-3} = 8V$

Comme la tension de pincement Vp est égale à 3,5 V, on a bien $V_{DS} > V_p$; le JFET est donc bien polarisé dans sa zone de fonctionnement linéaire et $I_D = 7\text{mA}$

Exercice 02

On reprend le transistor de l'exercice précédent avec son réseau de caractéristiques et on l'inclut dans le montage de la figure ci-dessous. On souhaite faire fonctionner le transistor dans sa zone linéaire avec un point de polarisation défini par : VDS = 5 V et VGS = -3 V.

Déterminer les valeurs des deux résistances *RD* et *Rs*.

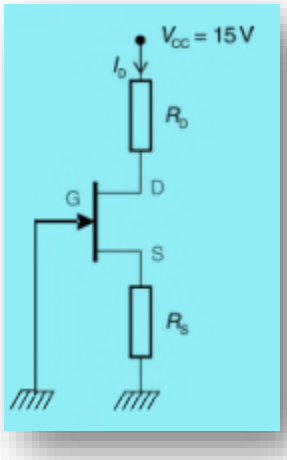


Figure V.18: *Circuit électrique 02*

RÉSOLUTION

Sur la caractéristique correspondant à VGS = -3 V, mesurons la valeur de la résistance équivalente *Rds* du canal drain - source dans la zone ohmique du transistor.

On a :

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{3.5}{7\times10^{-3}} = 500\Omega \qquad \text{(V-32)}$$

Comme on souhaite polariser le JFET dans sa zone ohmique, on doit avoir :

$$I_D = \frac{V_{DS}}{R_{DS}} = \frac{1.75}{500} = 3.5\text{mA} \qquad \text{(V-33)}$$

La grille étant à la masse, on doit avoir Vs = 3 V étant donné que VGS

VDS = 1,75 V, on aura VD = 4,75 V.

On en déduit alors :

$$R_S = \frac{V_S}{I_D} = \frac{3}{3.5\times10^{-3}} = 857\Omega \qquad \text{(V-34)}$$

Puis :

$$R_D = \frac{V_{CC}-V_D}{I_D} = \frac{15-4.75}{3.5\times10^{-3}} = 2{,}93\text{K}\Omega \qquad \text{(V-35)}$$

À peine plus difficile que l'exercice précédent, ce cas nécessite toutefois la mesure de R_{DS} sur le réseau de caractéristique du transistor. On notera que l'hypothèse de départ (fonctionnement en zone ohmique) permet de déterminer immédiatement le courant de drain

Exercice 03

Soit le montage de la figure (V-19):

Donner les expressions de :

a) L'équation de la droite d'attaque ;

b) Droite de charge statique :

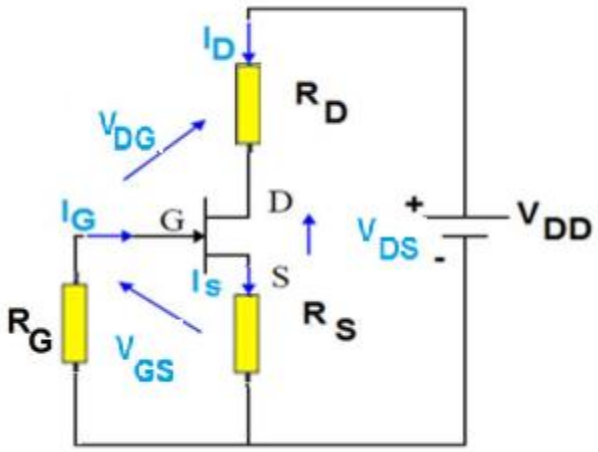


Figure V.19: *Circuit électrique 03*

RÉSOLUTION

La maille d'entrée va servir pour extraire l'équation de la droite de polarisation ou la droite d'attaque.

Sachant que : $I_S = I_D + I_G$ avec I_G très faible ($I_G = 0$) $\rightarrow I_S = I_D$

$$V_{GS} = -R_G I_G - R_S I_S$$

Avec : I_G très faible ($I_G = 0$) $\rightarrow I_S = I_D$

$$V_{GS} = -R_S I_D$$

L'équation de la droite d'attaque : $I_D = -\frac{V_{GS}}{R_S}$ (V-36)

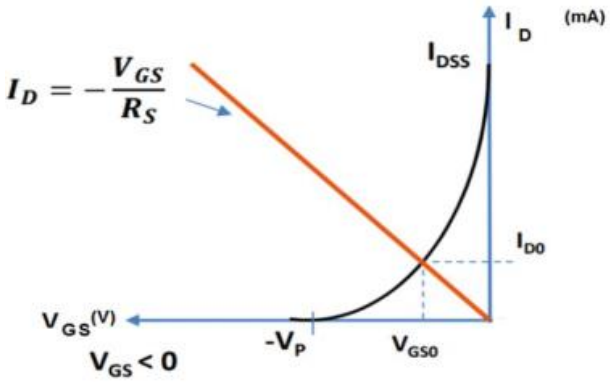


Figure V.20: *droite d'attaque*

Droite de charge statique :

L'équation de la droite de charge statique est déduite de la maille de sortie du montage proposé :

$$V_{DD} = R_D I_D + V_{DS} + R_S I_S$$

$V_{DD} - V_{DS} = R_D I_D + + R_S I_S$

Sachant que : $I_S = I_D + I_G$ avec I_G très faible ($I_G = 0$) $\rightarrow I_S = I_D$

L'équation de la droite de charge :

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_D + R_S} \qquad \text{(V-37)}$$

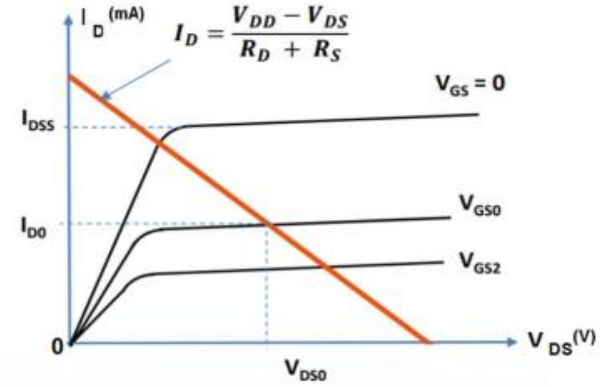


Figure V.21: *droite de charge statique*

Exercice 04

Le schéma de la figure ci-dessous représente un montage amplificateur à drain commun.

Calculer les expressions du gain en tension, du gain en courant et de l'impédance de sortie de ce montage

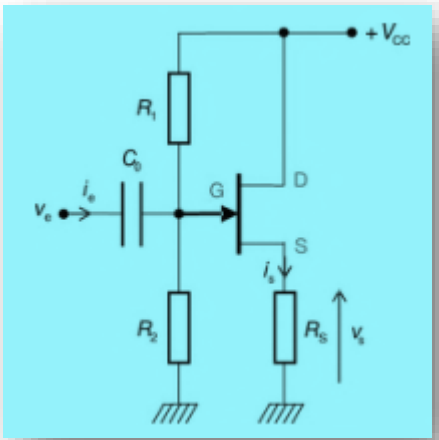


Figure V.22: *circuit électrique 04*

RÉSOLUTION

Le schéma équivalent du montage à drain commun est très simple à obtenir. Comme toujours, nous remplaçons les deux résistances de polarisation de grille par leur résistance équivalente *R*,

Le gain en tension du montage a pour expression :

$$G_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{R_S \times sV_{GS}}{V_e} \qquad \text{(V-38)}$$

Or : $V_{GS} = V_G - V_s = V_e - V_s = V_e - R_S \times sV_{GS}$

Et pour

$$V_e = V_{GS} + R_S \times sV_{GS} \qquad \text{(V-39)}$$

Et

$$V_e = V_{GS}(1 + R_S s) \qquad \text{(V-40)}$$

Donc : $G_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{R_S \times sV_{GS}}{V_{GS}(1+R_S s)} = \frac{R_S s}{(1+R_S s)}$ (V-41)

2. Le gain en courant s'obtient immédiatement :

Donc :

$$G_A = \frac{I_s}{I_e} = \frac{sV_{GS}}{\frac{V_e}{R_0}} = \frac{R_0 sV_{GS}}{V_e} = \frac{R_0 sV_{GS}}{V_{GS}(1 + R_S s)}$$

$$= \frac{R_0 s}{(1+R_S s)} \qquad \text{(V-25)}$$

3. Quant à l'impédance de sortie, elle se calcule en court-circuitant les bornes d'entrée.

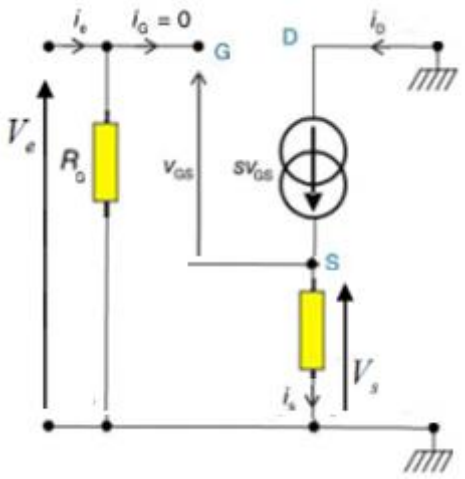


Figure V.23: *circuit électrique 05*

On a alors :

$$Z_S = -\frac{V_s}{I_S} \qquad \text{(V-42)}$$

Si les bornes d'entrée sont court-circuitées, la tension de grille se trouve à la masse. On a donc $V_{GS} = -V_s$Comme $I_s = sV_{GS}$ on obtient :

$$Z_S = -\frac{-V_{GS}}{sV_{GS}} = \frac{1}{s} \qquad \text{(V-43)}$$

Il s'agit ici du très classique amplificateur à drain commun dont les gains en courant et en tension peuvent être réglés par l'intermédiaire des résistances du circuit. En revanche, son

impédance de sortie ne dépend que du transistor choisi. Elle sera typiquement de l'ordre de 1000 Ω

Exercice 05

Dans les quatre circuits représentés ci-dessous, déterminer si le transistor à effet de champ JFET est bloqué ou non.

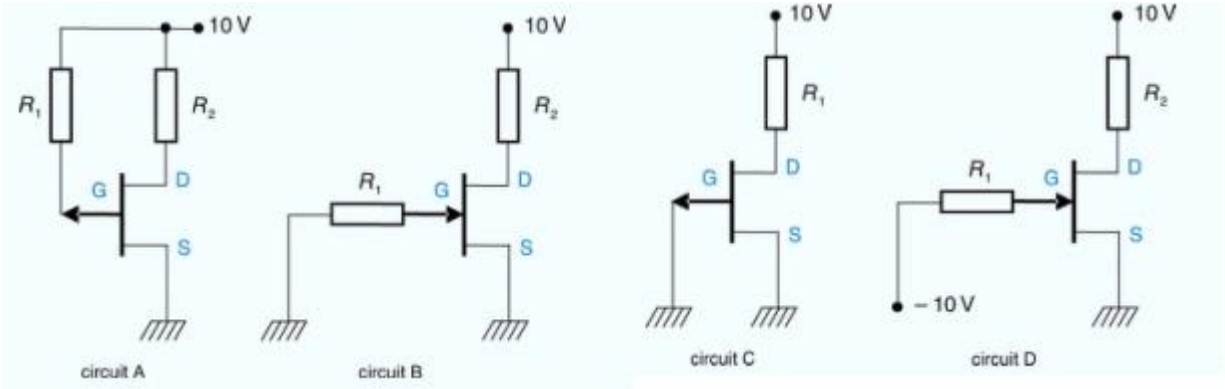


Figure V.24: *circuit électrique 06*

RÉSOLUTION

Pour déterminer si un transistor à effet de champ est bloqué ou non, il suffit de considérer sa tension VqS. Un JFET canal N est bloqué si sa tension *VGS* est inférieure à -5 V. Un JFET canal P est bloqué si sa tension *VGS* est supérieure à 5 V.

Circuit A : il s'agit ici d'un transistor JFET canal P. Sa différence de potentiels grille - source valant 10 V (aucun courant n'entre par la grille, donc aucune chute de potentiel aux bornes de R_1, ce transistor est bloqué.

Circuit B : la tension VGS du transistor canal N est nulle. Il ne peut donc pas être bloqué.

Circuit C : la tension VGS du transistor canal P est nulle. Il ne peut donc pas être bloqué.

Circuit D : la tension VGS du transistor canal N est égale à -10 V. Il est donc bloqué.

IV.11 QCM RÉSOLUS

1 Dans un transistor à effet de champ à jonction :

□ **a.** le courant de grille est proportionnel à la tension drain-source

□ **b.** le courant de grille est proportionnel à la tension grille-source

☑ **c.** le courant de grille est quasiment nul

2 La résistance dynamique de sortie d'un transistor JFET :

□ **a.** est en général très faible

☑ **b.** est en général très grande

□ **c.** est égale à sa résistance équivalente dans sa zone ohmique

3 La tension de pincement d'un transistor JFET canal P est :

☑ **a.** négative

□ **b.** positive

□ **c.** nulle

4 Un transistor JFET est bloqué :

□ **a.** quand sa tension V_{GS} est égale à sa tension de pincement Vp

☑ **b.** quand sa tension V_{GS} est inférieure à sa tension de blocage $V_{GS(off)}$

□ **c.** quand son courant de grille est nul

5 Dans un transistor JFET canal N, plus V_{DS} est importante :

□ **a.** plus le courant I_D est important

☑ **b.** plus le courant I_{DSS} est important

□ **c.** moins le courant I_{DSS} est important

6 L'amplificateur source commune :

□ **a.** amplifie la tension

☑ **b.** amplifie le courant

□ **c.** ne possède pas une grande impédance d'entré

CHAPITRE VI

AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

VI- L'amplificateur opérationnel et montages à base de l'AO



I. Fonctionnement linéaire d'un amplificateur opérationnel

I.1 Définitions

L'amplificateur opérationnel (aussi appelé ampli-op) est un composant électronique actif utilisé pour amplifier et conditionner des signaux électriques. Il est réalisé autour d'un circuit électrique constitué de transistors et de résistances. Un exemple de ce type de structure est représenté figure (VI-1)

L'amplificateur opérationnel est un amplificateur à très grand gain en tension, réalisé à l'aide d'un étage d'entrée différentiel suivi d'un ou plusieurs étages amplificateurs de tension et d'un étage de sortie capable, éventuellement, de fournir de la puissance. Les AOP ont été conçus pour effectuer des opérations mathématiques dans les calculateurs analogiques : ils permettaient d'implémente facilement les opérations mathématiques de base comme l'addition, la soustraction, l'intégration, la dérivation…etc. et d'autres.

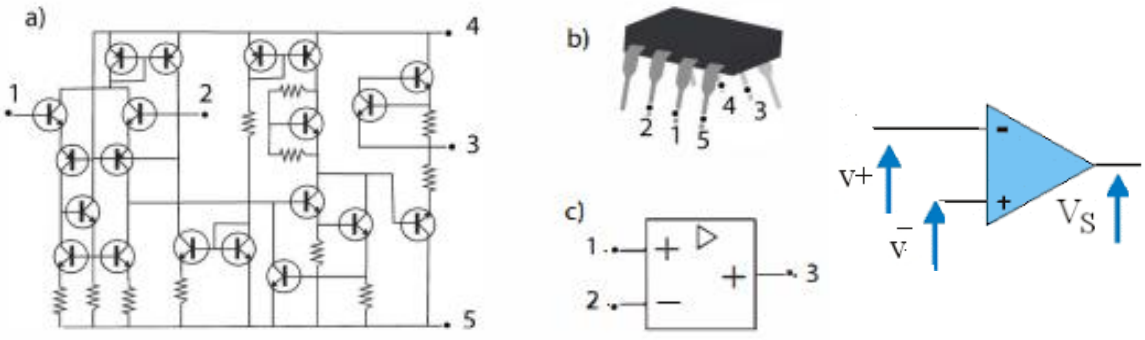


Figure VI .1: ***a.*** *schéma électrique,* ***b.*** *Ce circuit est enfermé à l'intérieur 'un boîtier,* ***c.*** *Représentation symbolique d'un amplificateur opérationnel.*

Un amplificateur de tension est un système électronique qui permet de multiplier l'amplitude d'un signal d'entrée $V_e(t)$ par une constante G_V pour obtenir un signal de sortie

$$V_s(t) = G_V V_e(t) \qquad \text{(VI-1)}$$

La constante G_V est appelée gain en tension de l'amplificateur.

Un amplificateur de courant permet d'effectuer une opération similaire sur les courants. Ainsi, si on appelle $i_e(t)$ et $i_s(t)$ les courants d'entrée et de sortie d'un tel dispositif, on aura:

$$i_s(t) = G_A i_e(t) \quad \text{(VI-2)}$$

La constante G_A est appelée gain en courant de l'amplificateur.

Certains amplificateurs amplifient à la fois la tension et le courant. Ce sont des amplificateurs de puissance.

Les transistors, compte tenu de leurs propriétés, se prêtent très bien à la réalisation de montages amplificateurs variés.

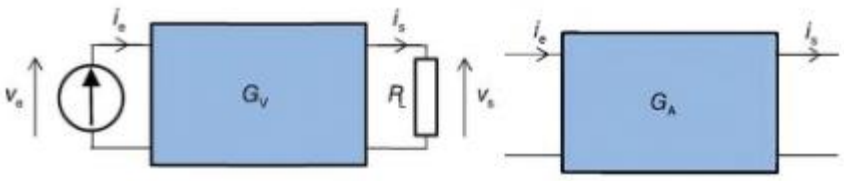


Figure VI .2 : s*chéma équivalent d'un amplificateur en tension et en couant*

I.2 Structure générale d'un circuit d'amplification

La structure générale d'un circuit d'amplification est donnée à la figure (VI.3).

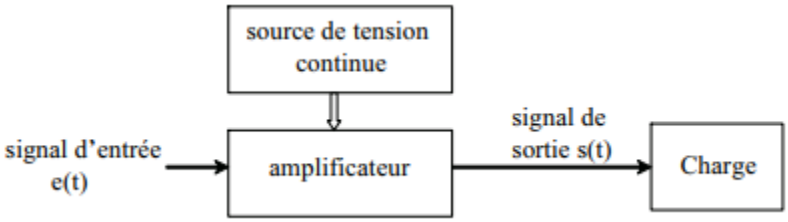


Figure VI.3 : s*chéma bloc d'un amplificateur*

La source de tension continue (alimentation) fourni la puissance nécessaire à l'amplificateur pour polariser les composants (point de repos) : montages à transistors, amplificateurs opérationnels ou amplificateurs spécifiques. Le signal d'entrée est souvent un signal *bas niveau* et le signal de sortie est un signal *haut niveau*

I.3 Le schéma équivalent

L'amplificateur opérationnel possède un modèle de fonctionnement faisant apparaître une impédance d'entrée Ze, une impédance de sortie Zs et une tension de sortie à vide V_{s0} (figure VI.3). D'une manière générale, l'impédance d'entrée est très grande et l'impé dance de sortie est très faible. On considère souvent que Ze est infinie, donc, qu'aucun

courant ne peut entrer par les bornes $+v_{e1}$ ou $-v_{e2}$ du système et que Zs = 0, autrement dit que, quel que soit le courant de sortie du dispositif, aucune chute de potentiel ne vient perturber la tension de sortie.

On a donc bien toujours, dans tous les cas où l'amplificateur fonctionne en régime linéaire :

$$v_s = A(v_{e1} + v_{e2}) \qquad \text{(VI-3)}$$

Il possède deux entrées symétriques repérées + et -. Ces deux signes + et – ont la signification suivante :

¬ Si l'entrée s'effectue entre V_1 et V_2, avec V_2 à la masse, la sortie est déphasée de π par rapport à l'entrée ; V_1 est l'entrée inverseuse ;

¬ Si l'entrée s'effectue entre V_2 et V_1, avec V_1 à la masse, la sortie est en phase avec l'entrée ; V_2 est l'entrée non inverseuse ; l'entrée « + » entrée non inverseuse, et l'entrée « - » entrée inverseuse.

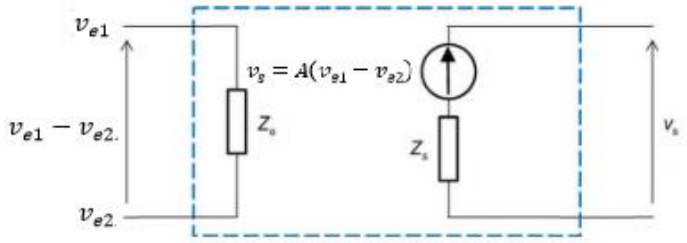


Figure VI .4*: schéma équivalent*

1. Fonctionnement linéaire d'un amplificateur opérationnel (caractéristiques, schéma équivalent, contre-réaction**)**

Les AOP sont utilisés dans une multitude d'applications, y compris mais non limitées à :

- **Amplificateurs** : Amplification de signaux audio, de signaux de capteurs, etc.
- **Filtres** : Filtres actifs pour le traitement du signal, tels que les filtres passe-bas, passe-haut, passe-bande, et coupe-bande.
- **Circuits intégrateurs et différentiateurs** : Traitement du signal pour l'intégration ou la différentiation de signaux en fonction du temps.
- **Comparateurs** : Comparaison de deux signaux pour déterminer lequel est le plus grand.
- **Oscillateurs** : Génération de signaux périodiques, comme des ondes sinusoïdales ou carrées.

I.4 Caractéristique de l'amplificateur opérationnel

La caractéristique de l'amplificateur opérationnel (figure VI.5) correspond au tracé de la tension de sortie v s en fonction de la différence d 'entrée (V+, V-).

La zone de fonctionnement linéaire de cette courbe est très étroite, car d'une part, le gain A est très élevé (généralement supérieur à 10^5) et d'autre part, la tension de sortie est limitée en termes d'excursion en amplitude, avec des valeurs V_{min} et V_{max} proches de $-V_{DD}$ et de V_{CC} respectivement. (Dans la figure ci-dessous, nous avons opté pour $V_{min} = -V_{max}$.

En d'autres termes, pour fonctionner en régime linéaire, la différence $(V_+ - V_-)$ doit rester inférieure, en valeur absolue, à une valeur très faible notée ε sur la figure VI-5.

Lorsque $(V_+ - V_-) > \varepsilon$, la tension de sortie *Vs* de l'amplificateur devient saturé à une valeur *Vmax.*

Pour $(V_+ - V_-) < -\varepsilon$ la tension de sortie *Vs* de l'amplificateur devient saturé à une valeur *Vmin*.

Pour $-\varepsilon < (V_+ - V_-) < \varepsilon$ l'amplificateur fonctionne en régime linéaire et donc; dans ce cas $V_s = A(V_+ - V_-)$

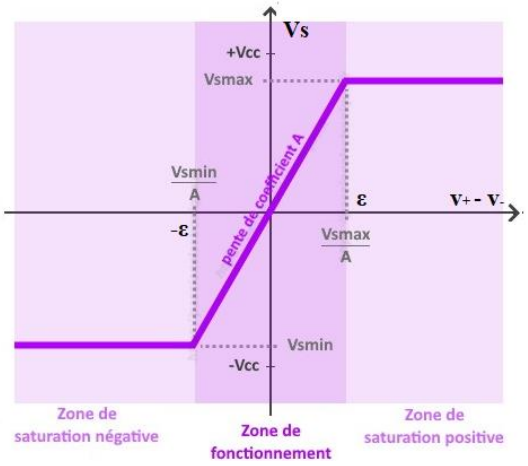


Figure VI.5: *Caractéristique de transfert d'un AOP*

On peut par ailleurs considérer le cas de l'amplificateur opérationnel idéal qui possède, outre une impédance d'entrée infinie et une impédance de sortie nulle, un gain tendant vers l'infini.

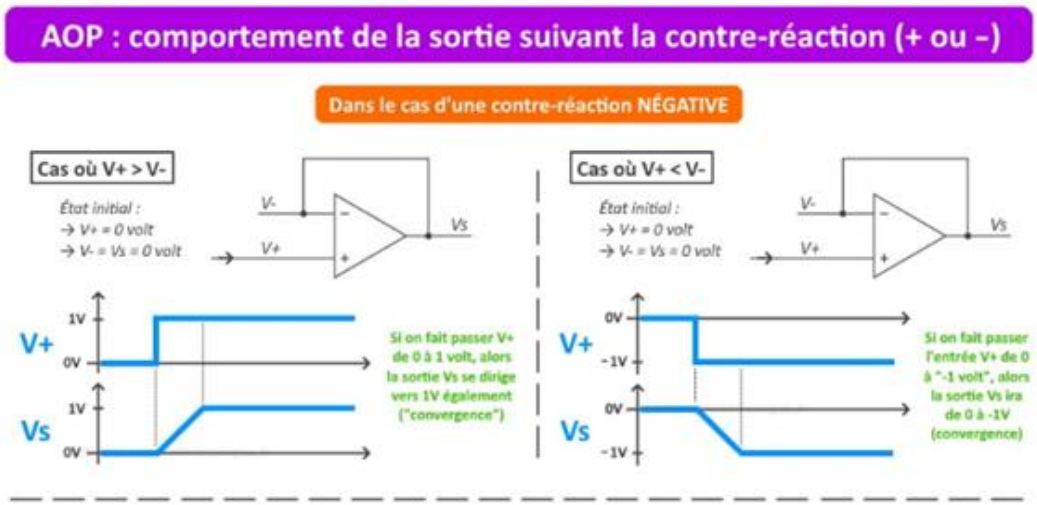


Figure VI.6.a: *comportement de sortie d'une contre réaction négative*

Dans ce cas, $V_d = \varepsilon \to 0$ et la boucle de contre-réaction assure l'égalité suivante :

$V_+ - V_- = 0$ Donc $V_+ = V_-$.

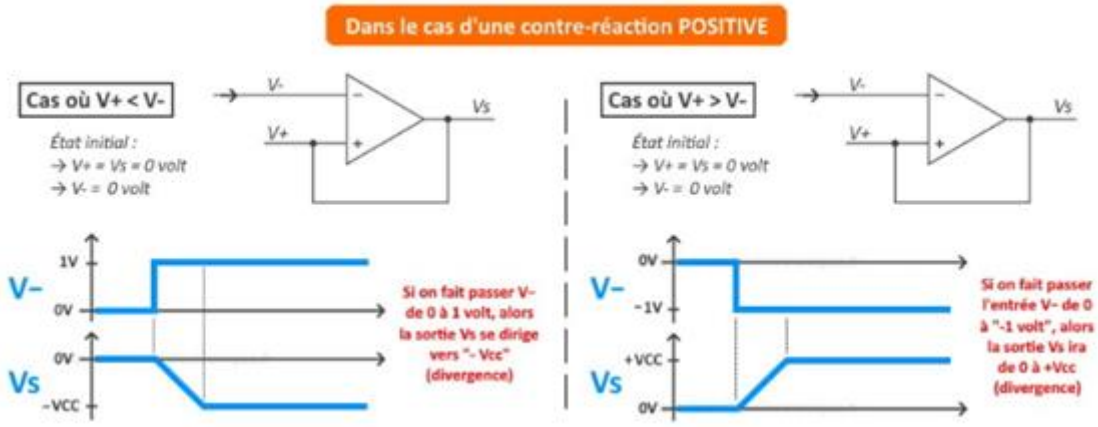


Figure VI.6.b: *comportement de sortie d'une contre réaction positive*

Principaux montages

On va étudier les principaux montages de base qui font appel à un amplificateur opérationnel. Ces montages qui utilisent un amplificateur opérationnel avec un réseau de réaction, illustrent des fonctions simples de l'électronique telles que l'addition de deux signaux, l'intégration ou le filtrage d'un signal électrique.

Pour cela, on considère souvent l'amplificateur opérationnel comme idéal qui se caractérise par :

• un gain en tension différentiel infini : $G_D = \infty$;

• une très grande impédance d'entrée infinie : $Ze = \infty$;

• une impédance de sortie nulle : $Z_S = 0$;

• une bande passante : $B\,P = \infty$

I.5 Principe de la contre réaction

Le principe de la réaction est utilisé dans de très nombreux circuits électroniques. Il consiste à réinjecter une partie du signal de sortie d'un amplificateur à l'entrée du circuit pour le combiner avec le signal d'entrée extérieur.

La réaction change fondamentalement les propriétés du circuit auquel elle est appliquée. On distingue deux types de réaction : la réaction positive et la réaction négative. Dans la **réaction positive,** une partie du signal de sortie est ajouté au signal d'entrée. Ceux-ci

vont donc additionner leurs effets pour produire un signal de sortie plus grand que celui qui existerait en "boucle ouverte" (c'est à dire sans réaction). Cet effet est recherché dans le cas des circuits comparateurs ou des oscillateurs.

Dans la **réaction négative,** une partie du signal de sortie est soustrait au signal d'entrée. Cette modification entraîne une stabilisation du signal de sortie par rapport aux variations possibles de la valeur des composants formant l'amplificateur

a) Définition

Un système de contrôle par réaction négative ou par contre réaction est un système qui comporte trois organes :

• Une chaîne directe ou chaîne d'action de fonction de transfert A. Il s'agit souvent d'un quadripôle amplificateur.

• Une chaîne de retour ou boucle de réaction de fonction de transfert B. Il s'agit souvent d'un circuit passif composé de résistances, elle assure le prélèvement de la grandeur de sortie et ne met en jeu que des puissances faibles (c'est une chaîne de précision).

• Un comparateur négatif qui réalise la différence entre la grandeur d'entrée externe V_e et la grandeur de sortie BV_S et la grandeur de sortie : $\varepsilon = V_e - BV_S$ Cette combinaison qui modifie les performances du montage est représentée par :

B est appelé : taux de réinjection

b) Fonctionnement de l'AOP en système bouclé

Afin de garantir un fonctionnement linéaire de l'AOP, il sera toujours utilisé avec une contre réaction, souvent en boucle fermée. Cela implique de réinjecter une partie de la tension de sortie sur l'entrée inverse (retour du signal en opposition de phase). Il est possible de visualiser un système bouclé avec une entrée et une sortie de la façon suivante.

Un mélangeur différentiel reçoit le signal.

• Dans ce mélangeur, une fraction du signal de sortie **BVS** est soustraite du signal d'entrée.

• Le tout est multiplié par la fonction de transfert du bloc **A**. On obtient l'équation suivante

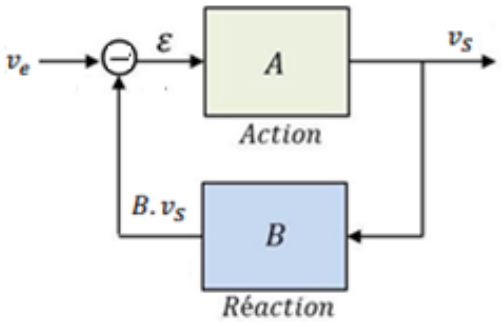


Figure VI.7*: Système bouclé*

$$V_S = A.\varepsilon \qquad \text{(VI-4)}$$

$$\varepsilon = V_e - BV_S \quad \text{(VI-5)}$$

$$V_S = A.\varepsilon = A(V_e - BV_S) \quad \text{(VI-6)}$$

A : le gain d'un amplificateur

B est appelé : **taux de réinjection**

On peut en tirer le rapport **H= Vs /Ve**, qui est la **fonction de transfert** du système bouclé :

$$H = \frac{A}{1+AB} \quad \text{(VI-7)}$$

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.

• *Si* $AB >> 1 \rightarrow H \approx \frac{1}{B}$ ↔ la variation ou toute incertitude sur A n'affecte pas H.

↔***Amélioration de la linéarité***

• L'AOP est un amplificateur différentiel à grand gain. On peut reprendre le schéma de la figure 8.3 comme suit:

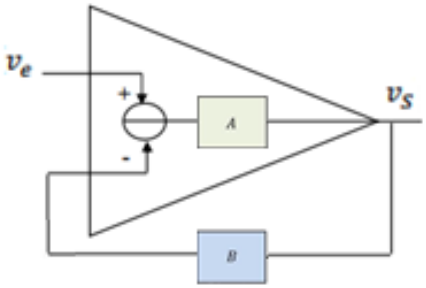


Figure VI.8*: amplificateur opérationnel en système bouclé*

Formule de calcul du gain

Dans le cas d'un amplificateur opérationnel réel la formule est :

$$V_S = A(V_{e+} - V_{e-}) + C\left(\frac{(V_{e+}+V_{e-})}{2}\right) \quad \text{(VI-8)}$$

Si on considère l'amplificateur opérationnel est parfait alors la formule devient :

$$V_S = A(V_{e+} - V_{e-}) \quad \text{(VI-9)}$$

Les applications de l'AOP sont divisées en deux grandes catégories suivant la nature de la contreréaction :

• si elle s'opère sur l'entrée **inverseuse (entrée –)**, la contreréaction est dite négative ce qui engendre un fonctionnement du système en **mode linéaire** ;

• si elle s'opère sur l'entrée **non inverseuse (entrée +)**, la contreréaction est dite positive et a tendance à accentuer l'instabilité de la sortie qui part vers l'une des tensions de saturation. Le fonctionnement est alors en **mode comparateur**.

II Montages de base de l'amplificateur opérationnel en régime linéaire

II.1. Fonctions d'amplification de base

Un amplificateur opérationnel (Op-Amp) est un composant électronique très utilisé dans les circuits analogiques. Bien qu'il soit principalement conçu pour amplifier des signaux électriques, les propriétés de l'amplificateur opérationnel permettent également de réaliser des opérations mathématiques telles que l'intégration, la dérivation, et le calcul logarithmique. Voici quelques montages de base des amplificateurs opérationnels :

II.1.1. Montage non inverseur

Le montage de la figure (VI-9) représente un amplificateur de tension non inverseur à base d'AOP. La présence d'une boucle de contre-réaction assure un fonctionnement linéaire à l'amplificateur opérationnel. On a donc : $V_+ = V_- = 0$

la résistance R_2 effectuant une réaction négative.

Par ailleurs, l'impédance d'entrée de l'amplificateur étant infinie, aucun courant ne peut entrer par l'une ou l'autre des entrées de l'amplificateur opérationnel. C'est donc le même courant *I* qui parcourt les résistances R_1 et R_2. On peut donc écrire : En considérant l'AOP idéal on peut démontrer la relation entre la sortie Vs et l'entrée Ve :

On pose :

$$V_+ = V_-$$

$$I_+ = I_- = 0$$

$$V_+ = V_e$$

R1 et R2 sont en série donc on peut appliquer le pont diviseur de tension :

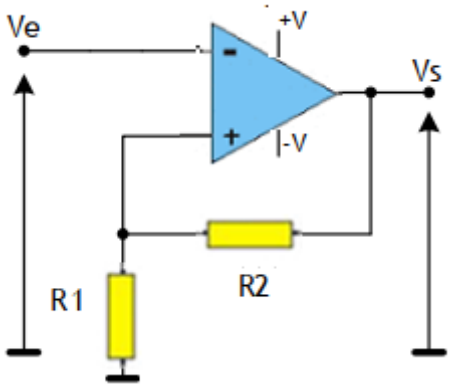


Figure VI.9: *Montage amplificateur non inverseur.*

$$V_- = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_s$$

(VI-10)

$$A_V = \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \qquad \text{(VI-11)}$$

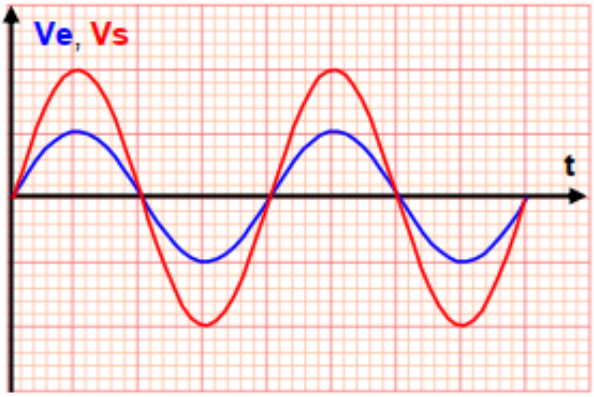


Figure VI.10: *Allure de Vs(t) pour Ve(t) un signal sinusoïdal.*

II.1.2. Montage inverseur

Sur le schéma de la figure (VI.11), la présence d'une boucle de contre-réaction assure ici, une fois de plus, un fonctionnement linéaire au montage. Comme v+ = 0, on a v– = 0.

Par ailleurs, l'impédance d'entrée de l'amplificateur étant infinie, aucun courant ne peut entrer par l'une ou l'autre des entrées de l'amplificateur opérationnel. C'est donc le même courant i qui parcourt les résistances et R_2. On peut donc écrire :

$$\begin{cases} V_e = R_1 i \\ 0 - V_s = R_2 i \end{cases} \Rightarrow A_V = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \qquad \text{(VI-12)}$$

Cette relation reste valable en régime sinusoïdal avec des dipôles linéaires passifs (Condensateurs et bobines par exemple) en utilisant la représentation complexe du circuit et en remplaçant les résistances par des impédances complexes.

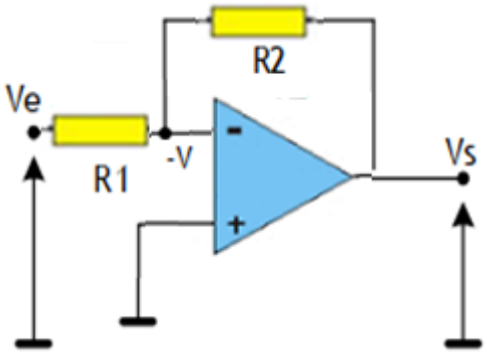


Figure VI.11: *Montage amplificateur inverseur.*

Dans ce cas, on peut écrire

$$\frac{\overline{V_s}}{\overline{V_e}} = \frac{\overline{Z_2}}{\overline{Z_1}} \qquad \text{(VI-13)}$$

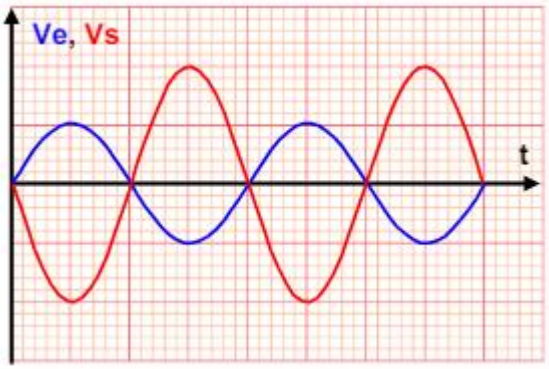


Figure VI.12: *Allure de Vs(t) pour Ve(t) un signal sinusoïdal.*

II.1.3. Amplificateur suiveur

Le montage de la figure (VI.13) représente un montage suiveur qui peut être utilisé comme adaptateur d'impédance. En considérant l'AOP idéal on démontre la relation entre la sortie Vs et l'entrée Ve :

On pose :

$$V_+ = V_- \quad ; \quad V_+ = V_e \qquad \text{(VI-14)}$$

$$V_- = V_s \quad ; \quad V_s = V_e \qquad \text{(VI-15)}$$

$$A_V = \frac{V_s}{V_e} = 1 \qquad \text{(VI-16)}$$

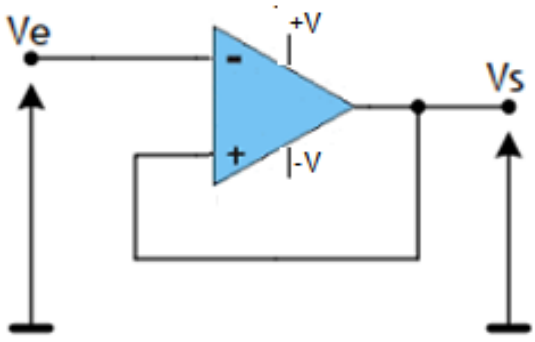


Figure VI.13: *Montage amplificateur suiveur*

L'intérêt de ce montage réside dans le fait qu'il possède, de fait, une impédance d'entrée infinie et une impédance de sortie nulle.

Ce dispositif, appelé suiveur, permet de connecter entre eux un montage amont et un montage aval sans qu'aucun courant ne soit soutiré du montage amont (donc sans perturber le signal qui en est issu), et en autorisant le montage aval à soutirer n'importe quel courant du montage suiveur (donc sans que la valeur de son impédance d'entrée ait une quelconque influence sur la connexion des deux montages).

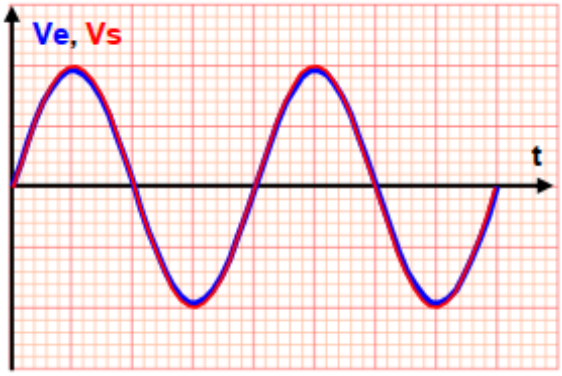


Figure VI.14: *Allure de Vs(t) pour Ve(t) un signal sinusoïdal.*

II.2. Montages opérationnels.

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.

II.2.1 Sommateur de tension

Le circuit sommateur permet l'addition de plusieurs tensions envoyées simultanément sur la même entrée del'amplificateur opérationnel. La sommation peut se faire avec inversion ou sans inversion.

a) Sommateur non inverseur

Les tensions V_{e1} et V_{e2} sont appliquées à l'entrée "+":

$$V_{e1} = V_0 + R_{11} I_{E1},$$

$$V_{e2} = V_0 + R_{12} I_{E2} \qquad \text{(VI-17)}$$

Selon le Théorème de Milleman en V_+ et en V_-

$$V_- \left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_2}\right) = \frac{V_S}{R_2} + \frac{0}{R_0} \qquad \text{(VI-18)}$$

$$V_- = \frac{R_0 V_S}{R_0 + R_2} \quad \text{(VI-19)}$$

$$V_+ \times \left(\frac{1}{R_{11}} + \frac{1}{R_{12}}\right) = \frac{V_{e1}}{R_{11}} + \frac{V_{e2}}{R_{12}} \quad \text{(VI-20)}$$

Cas ou

$$R_0 = R_2 = R_{11} = R_{12} = R$$

D'où

$$V_S = V_{e1} + V_{e2} \quad \text{(VI-21)}$$

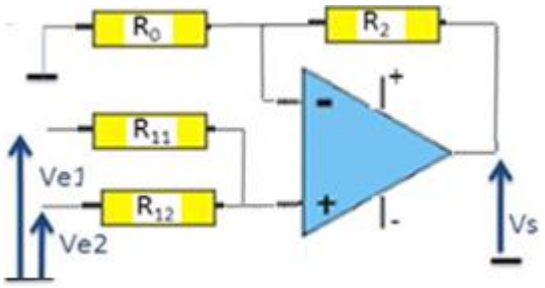


Figure VI.15: *Montage amplificateur sommateur non inverseur*

L'amplificateur réalise l'addition des tensions d'entrées. De plus la tension de sortie est en phase avec les tensions d'entrées (sommateur non inverseur).

Remarque: Il est possible de réaliser le sommateur non inverseur pour un certain nombre de tension en les appliquant directement à l'entrée non inverseuse "+" de l'amplificateur opérationnel

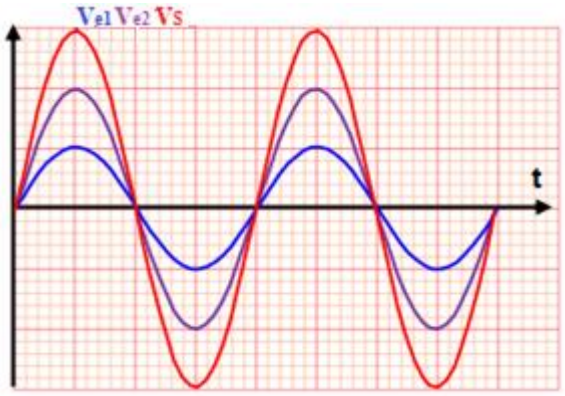


Figure VI.16: *Allure de Vs(t) pour Ve1(t) et Ve2(t)*

b) *Sommateur inverseur*

Le montage de la figure VI.17 est un circuit additionneur. **La boucle de contre-**

réaction constituée par R_2 assure un fonctionnement linéaire à l'amplificateur opérationnel.

On a donc v+ = v_ = 0 étant donné que l'entrée v+ se trouve à la masse.

Les tensions d'entrée sont donc:

$$V_{e1} = R_{11} I_{E1}$$

$$V_{e2} = R_{12} I_{E2}$$

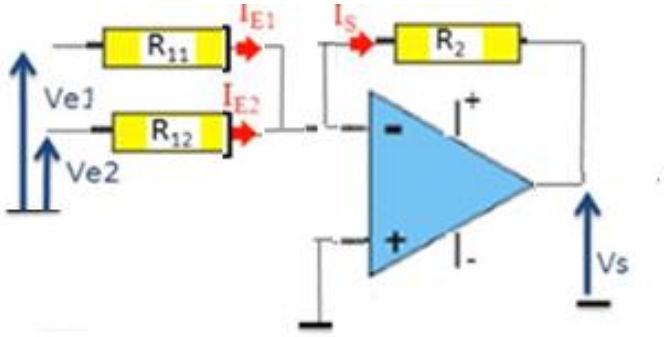


Figure VI.17: *Montage amplificateur sommateur inverseur*

La loi des nœuds en *V*- donne :

$$I_E = I_{E1} + I_{E2}. \qquad \text{(VI-22)}$$

En sortie on a : $V_s = -R_2 I_s$

On obtient:

$$I_E = \frac{V_{e1}}{R_{11}} + \frac{V_{e2}}{R_{12}} \qquad \text{(VI-23)}$$

Comme $I_E = I_S$

D'où

$$V_s = -R_2 I_s = -R_2 \left(\frac{V_{e1}}{R_{11}} + \frac{V_{e2}}{R_{12}}\right) = -(V_{e1} + V_{e2}) \qquad \text{(VI-24)}$$

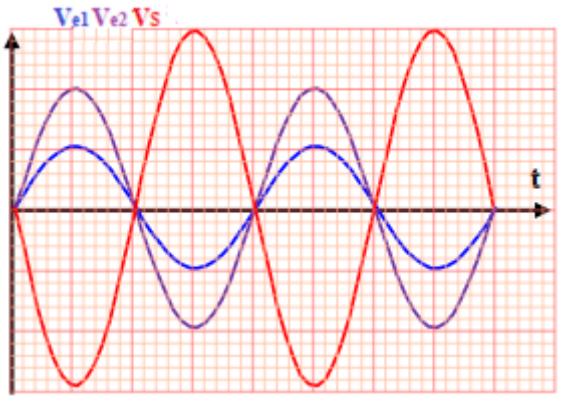


Figure VI.18: *Allure de Vs(t) pour Ve1(t) et Ve2(t)*

Cas général

$$vs = -R\left(\frac{v1}{R1} + \frac{v2}{R2} + \ldots + \frac{vn}{Rn}\right)$$

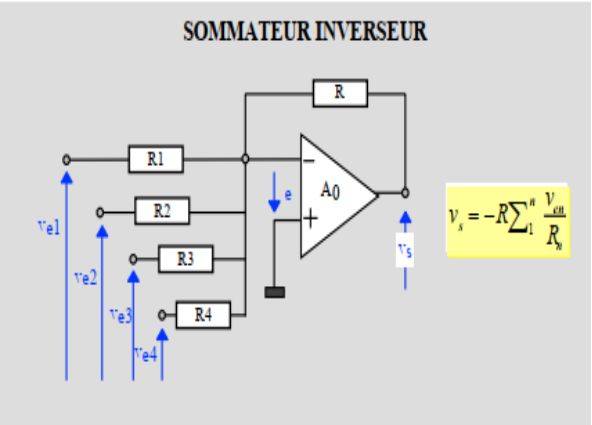


Figure VI.19: *Montage amplificateur sommateur inverseur de n Ve(t)*

II.2.2 Montage soustracteur

Le montage de la figure VI.20 est un amplificateur de différence, autrement dit un soustracteur. La boucle de contre-réaction constituée par *R2* assure un fonctionnement linéaire à l'amplificateur opérationnel. On a donc v+ = v–.

Les lois des mailles nous permettent d'écrire:

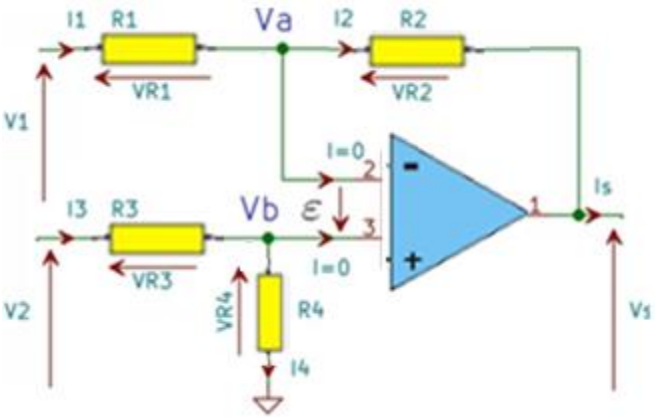


Figure VI.20: *Montage amplificateur soustracteur*

$$V_+ = \frac{R_4}{R_3+R_4} V_2 \qquad \text{(VI-25)}$$

$$V_1 = (R_1 + R_2)i + V_s$$

$$V_+ = R_2 i + V_s$$

$$V_+ = V_1 . \frac{R_2}{R_1} + V_S = \frac{(R_1 + R_2)}{R_1} \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_2$$

$$V_+ = \frac{\frac{V_1}{R_1}+\frac{V_S}{R_2}}{\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}} = \frac{V_1 R_2}{R_1+R_2} + \frac{V_S R_1}{R_1+R_2} \qquad \text{(VI-26)}$$

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} V_2 = \frac{V_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_S R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_S = \frac{R_1 + R_2}{R_1}\frac{R_4}{R_3 + R_4}V_2 - V_1\frac{R_2}{R_1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\frac{1}{\left(\frac{1}{\frac{R_4}{R_3}} + 1\right)}V_2 - V_1\frac{R_2}{R_1}$$

Si $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = k$ (VI-27)

$$V_S = (1 + k)\frac{1}{\left(\frac{1}{k} + 1\right)}V_2 - V_1 k = kV_2 - V_1 k = k(V_2 - V_1)$$

Alors:

$V_s = k(V_{e1} - V_{e2})$ (VI-28)

Avec un choix judicieux de la constante *k*, le montage permet d'amplifier la différence des deux signaux d'entrée.

II.2.3 Amplificateur logarithmique

Le montage de la figure VI.21 comporte une simple diode dans le circuit de réaction. Le circuit représente un amplificateur logarithmique.

On a une contre réaction négative (régime linéaire) ==> $\varepsilon = 0$: $V- = V+ = 0$

Le courant I_1 qui est injecté par le signal d'entrée passe directement dans la diode

$$V_e = RI_1$$

. La tension de sortie devient : $V_S = -V_{diode} = -V_d$. Or le courant I_2 (qui passe dans la diode) est donné

$$I_2 = I_0\left(e^{\frac{q(V_d)}{KT}} - 1\right) = I_0\left(e^{\frac{q(-V_S)}{KT}} - 1\right) \quad \text{(VI-29)}$$

Amplificateur logarithmique sur la figure (VI.22) le transistor T, monté dans la contre réaction, est utilisé comme diode. Le collecteur de ce transistor est court-circuité avec la base. Il peut être par conséquent remplacé par une simple diode.

$$I_2 = I_0 e^{\frac{q(-V_S)}{KT}}$$

$$I_1 = I_2 \text{ avec } I_1 = \frac{V_e}{R} \Rightarrow \frac{V_e}{RI_0} = \left(e^{\frac{q(-V_S)}{KT}} - 1\right)$$

On suppose que $V_s \gg \frac{KT}{q}$ donc $\frac{V_e}{RI_0} = e^{\frac{q(-V_S)}{KT}} \Rightarrow -\frac{q(V_S)}{KT} = \ln\frac{V_e}{RI_0}$

$$V_s = -\frac{KT}{q}\ln\frac{V_e}{RI_0} + cte \qquad \text{(VI-30)}$$

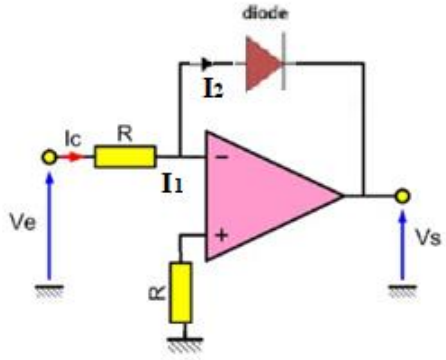


Figure VI.21: *Montage amplificateur logarithmique avec la diode*

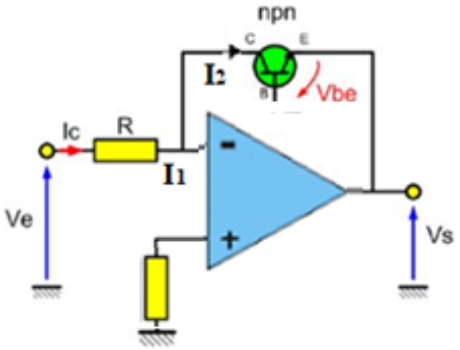


Figure VI.22: *Montage amplificateur logarithmique avec la diode*

La tension de sortie est proportionnelle au logarithme de la tension d'entrée.

✓ Type de montage : Amplificateur logarithmique.

II.2.4 Amplificateur exponentiel

L'amplificateur exponentiel ressemble à l'amplificateur logarithmique mais le résistor et la diode ont été permutés (figure VI.23). La diode est passante pourvu que la tension *ue* soit positive et supérieure à sa tension de seuil ;

Comme toujours on a une contre réaction négative (régime linéaire) ==> $\varepsilon = 0 : V_- = V_+ = 0$

On a $V_e = V_d$

$$V_S = -RI_s. \qquad \text{(VI-31)}$$

l'égalité des courants, qui parcourent alors la diode et le résistor, donne :

$$I_d = I_e = I_0\left(e^{\frac{q(V_e)}{KT}} - 1\right) \qquad \text{(VI-32)}$$

La tension de sortie devient : $V_S = -RI_s$

$$I_d = I_0\left(e^{\frac{q(V_e)}{KT}} - 1\right) = -\frac{V_s}{R}$$

On suppose que $V_e \gg \frac{KT}{q}$ donc $-\frac{V_S}{RI_0} = e^{\frac{q(V_e)}{KT}} \Rightarrow$

D'où $V_s = -RI_0 e^{\frac{V_e}{V_T}}$ (VI-33)

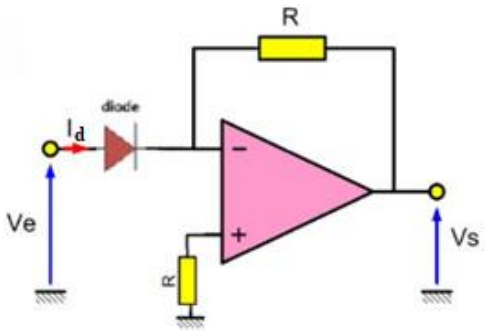


Figure VI.23: *Montage amplificateur exponentiel avec la diode*

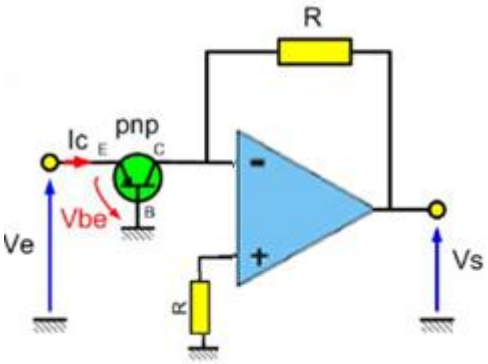


Figure VI.24: *Montage amplificateur exponentiel avec le transistor*

La tension de sortie évolue en fonction de l'exponentielle de la tension d'entrée. Il s'agit d'un ampli *exponentiel*

II.2.5 Amplificateur intégrateur

Un amplificateur intégrateur est un circuit électronique utilisé en électronique analogique pour réaliser l'opération d'intégration sur un signal d'entrée (Figure VI.25).

Ce circuit permet non seulement l'intégration d'un signal analogique mais aussi avec une atténuation ou une amplification contrôlée, chose qui ne peut pas être obtenue par un simple intégrateur de type RC.

Expression de vs en fonction de ve:

On a une contre réaction négative (régime linéaire) ==> $\boldsymbol{\varepsilon} = 0 : V- = V+ = 0$

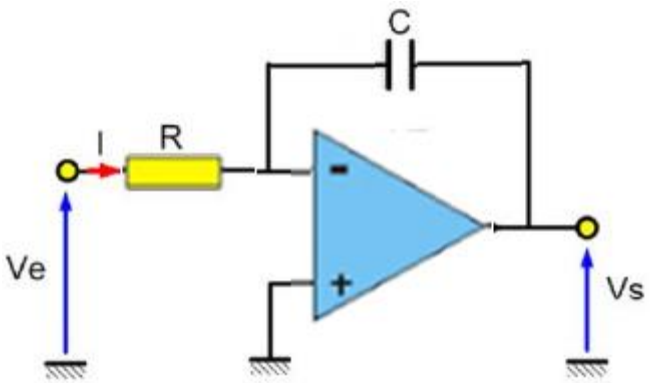


Figure VI.25: *Montage amplificateur intégrateur*

$I_1 = \frac{V_e}{R}$ (VI-34)

$$I_2 = -C\frac{dV_S}{dt} \qquad \text{(VI-35)}$$

$$I_1 = I_2 \Longrightarrow \text{avec } \frac{V_e(t)}{R} = -C\frac{dV_S(t)}{dt} \Rightarrow$$

$$\frac{dV_s}{dt} = -\frac{V_e}{CR}$$

$$V_s = -\frac{1}{RC}\int_{\infty}^{t} V_e(t)dt \qquad \text{(VI-36)}$$

$$A_V = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{1}{jRCw} \qquad \text{(VI-37)}$$

.

Note

En pratique on ajoute une résistance R′ en parallèle avec le condensateur pour obtenir une intégration satisfaisante. En effet dans le montage de la figure II.28, il existe déjà un faible courant de l'amplificateur, résultant une chute de tension aux bornes de R qui va être également intégrer, par suite la sortie de l'amplificateur se sature puisque le condensateur reste chargé. La résistance déposée en parallèle permet la décharge du condensateur. Cette résistance doit être assez grande (R′ ≈ 10 R) pour ne pas perturber l'intégrateur

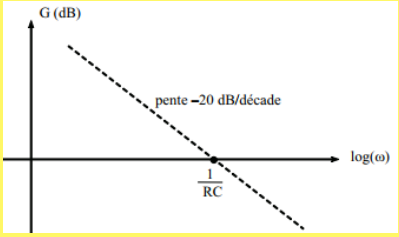


Figure II.29 *Diagramme de Bode en amplitude d'un intégrateur.*

II.2.6 Amplificateur dérivateur

Le dérivateur est un circuit qui permet d'obtenir la dérivée d'un signal analogique appliqué à l'entrée. Ces deux circuits, intégrateur et dérivateur, constituent en général les éléments de base des **calculateurs analogiques**.

La Figure VI-26 présente le schéma électrique d'un dérivateur inverseur.

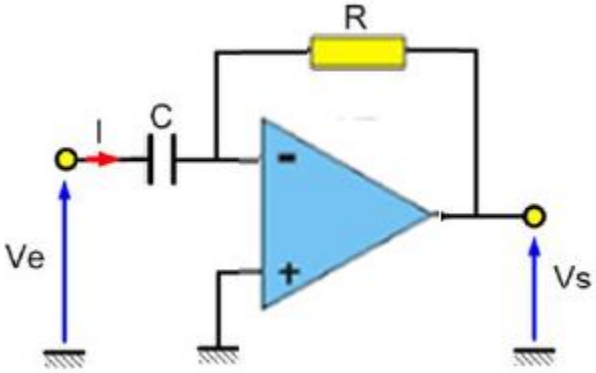


Figure VI.26: *Montage amplificateur dérivateur*

$$I_1 = C\frac{dV_e}{dt} \qquad \text{(VI-38)}$$

$$I_2 = \frac{-V_S}{R} \qquad \text{(VI-39)}$$

$$I_1 = I_2 \Longrightarrow \text{avec } \frac{-V_S}{R} = C\frac{dV_e}{dt} \Rightarrow \frac{dV_S}{dt} = -\frac{V_e}{CR}$$

$$V_S = RC\frac{dV_e}{dt} \qquad \text{(VI-40)}$$

Note

En haute fréquence la sortie du montage ne sera pas stable, il y aura des oscillations. Pour résoudre ce problème, on ajoute une résistance en série avec le condensateur, en pratique sa valeur doit être inférieure à $\frac{R}{10}$ qui limitera le gain aux fréquences élevées ainsi que les possibilités d'oscillation

III. Les amplificateurs opérationnels en régime non linéaire

En l'absence de boucle de contre-réaction, l'amplificateur opérationnel, en général, ne se comporte plus linéairement, mais présente un fonctionnement qui l'apparente à un comparateur.

III.1 Comparateur de tension

L'opérateur comparateur de tension est décrit par l'équation suivante :

$f(ve) = Y$ pour $ve < E$ et $f(ve) = X$ pour $ve > E$

Le signal utile d'entrée est *ve*, le comparateur doit présenter une impédance d'entrée très

élevée (infinie). Le signal utile de sortie est le signal *vS*, le comparateur présente donc une impédance de sortie très faible (nulle). *E* constitue la tension de référence et souvent on a $X = -Y$.

a) Comparateur simple

Un comparateur simple à base d'amplificateur opérationnel (AO) est un circuit qui compare deux tensions et change sa sortie en fonction de laquelle est plus élevée. C'est un bloc de construction fondamental dans de nombreux circuits électroniques, utilisé dans des applications telles que la conversion de signal analogique en signal numérique, le contrôle de processus, et la détection de seuil.

Un amplificateur opérationnel qui fonctionne en boucle ouverte (figure VI.27), constitue une bonne approximation de comparateur mais dans un domaine de fréquence assez limitée. Des circuits intégrés spécifiques ont été développés et certains peuvent travailler même à des fréquences de quelques dizaines de MHz.

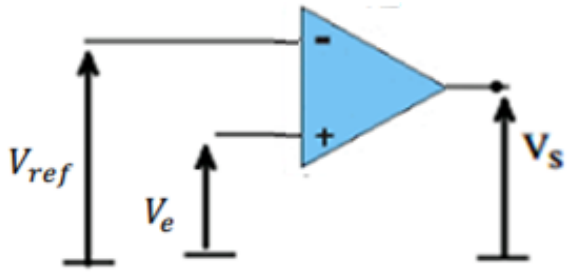


Figure VI.27 : *Comparateur simple à amplificateur opérationnel.*

Fonctionnement de Base

Le comparateur a deux entrées et une sortie. L'une des entrées est appelée entrée non-inverseuse (marquée comme V^+ ou parfois V_{in}^+), et l'autre est appelée entrée inverseuse (marquée comme V^- ou V_{in}^-). La sortie du comparateur sera dans l'un des deux états possibles (haut ou bas) selon que l'entrée non-inverseuse est supérieure ou inférieure à l'entrée inverseuse.

Formule de Base

La sortie V_S d'un comparateur idéal peut être représentée par la formule suivante :

$$\begin{cases} V_{\max} & si \quad V_+ > V_- \\ V_{\min} & si \quad V_+ < V_- \end{cases} \qquad \text{(VI-41)}$$

Où *V*max est la tension de sortie maximale que l'amplificateur peut fournir, et *V*min est la tension de sortie minimale (généralement, Vmax est la tension d'alimentation positive de l'AO et *V*min est la tension d'alimentation négative ou la masse).

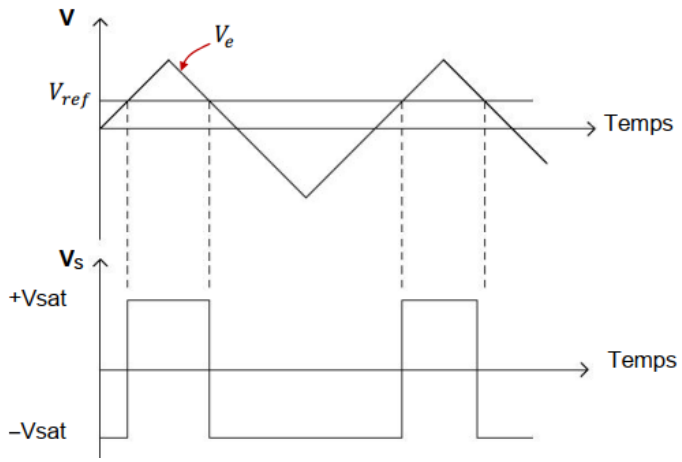


Figure VI.28 : *Oscillogramme de sortie Pour montage comparateur simple.*

III.2 Comparateur à hystérésis : trigger Schmitt

A partir du fonctionnement en comparateur de l'amplificateur opérationnel on peut définir un comparateur à seuils ou à cycle d'Hystérésis en réalisant un circuit à réaction positive

La figure VI.29 représente le schéma du montage, appelé comparateur à Hystérisis ou trigger de Schmitt. On injecte dans ce montage un signal d'entrée $V_e(t) = V_0 \cos \omega t$

Le trigger de Schmitt permet de faire une comparaison entre une tension d'entrée et une tension de sortie en fonction de la valeur d'une tension de référence *Vréf*. Le montage donné à la figure II.32 montre un exemple de réalisation en trigger inverseur

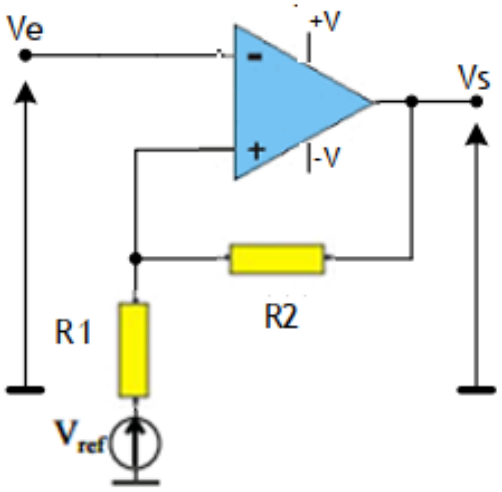


Figure VI.29 : *Montage d'un comparateur à Hystérisi*

On note *V*sat + et *V*sat -, les tensions de saturation de l'amplificateur opérationnel. Ces tensions sont légèrement inférieures aux tensions de l'alimentation.

Les tensions sur les entrées « - » et « + » sont supposées identiques puisqu'on suppose l'amplificateur opérationnel comme étant idéal. Cette tension sera déterminée en appliquant le théorème de superposition et sera notée soit *V* + si la sortie est égale à *V*sat +, soit *V* - si la sortie est égale à *V*sat

Si la tension de sortie est V_S = *V*sat+ , c'est le cas si la tension d'entrée *Ve*<*V*+, pour déterminer la tension *V*+, on applique le théorème de superposition et on obtient la formule suivante :

$$V_+ = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_{sat+} + \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{ref} \qquad \text{(VI-42)}$$

Supposons maintenant que la tension d'entrée augmente. Au moment où savaleur dépasse la tension *V*+, le trigger bascule et la tension de sortie devient égale à *V*sat -. Dans ce cas, la tension qui existe sur l'entrée « + » évolue rapidement et devient égale à la valeur donnée par la formule suivante :

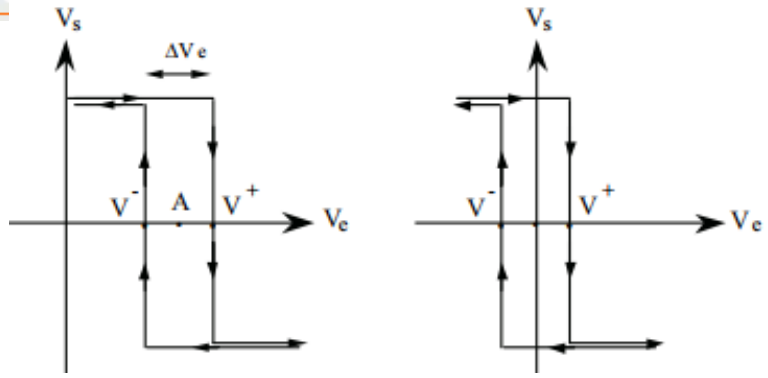
$$V_- = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_{sat-} + \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{ref} \qquad \text{(VI-43)}$$

On remarque sur la figure VI-29 (a), qui donne la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée, que le passage « bas vers haut » est différent du passage « haut vers bas ». Ce phénomène est connu sous l'appellation de cycle d'hystérésis.

Le point A qui est le centre du cycle est donné par la formule suivante :

$$V_e = \frac{V_+ + V_-}{2} = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{ref} \qquad \text{(VI-44)}$$

Pour une tension de référence nulle (figure VI-30 (b)), le point A devient le point d'intersection des deux axes et le trigger est centré et symétrique.



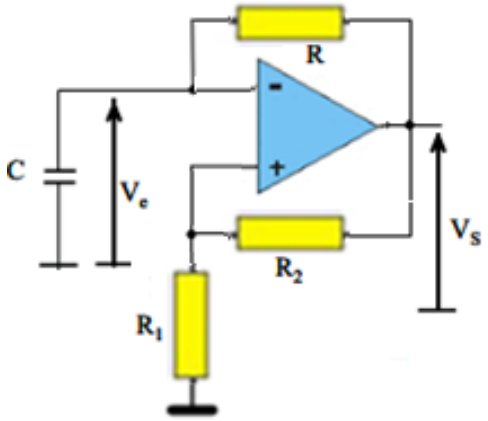
(a) Tension de référence quelconque. *(b)Tension de référence nulle.*

Figure VI.30 : *Cycle d'hystérésis associé à un trigger de Schmitt.*

III.3 Bascule astable ou multivibrateur astable

Le trigger précédent est modifié de façon à effectuer une comparaison avec une tension d'entrée dépendant de la tension de sortie. Le montage de base est donné à la figure VI.31. Ce montage permet d'avoir des tensions de sortie sans avoir à injecter une tension entrée *V*

Figure VI.31 : *Montage Astable.*



.

Pour simplifier l'étude, on va supposer que les tensions de saturation sont *V*sat+ = +*VCC* et *V*sat - = -*VCC*. La tension d'entrée *Ve* est la différence de potentiel aux bornes d'un condensateur alimenté par une source ± *VCC* à travers une résistance R.

Si l'on prend comme origine des temps le moment où *VS* passe à +*VCC* par exemple, *Ve* suit alors la loi d'évolution suivante (en supposant que *Ve* (*t* = 0))

$$V_{e(t)} = V_{cc}\left(1 - e^{\frac{t}{RC}}\right) \qquad \text{(VI-45)}$$

Comme *Ve* est une tension croissante, elle va franchir le seuil de commutation *V* + à l'instant *t*1. En conséquence la tension de sortie change de signe et le condensateur tend à se charger à -*VCC*. *Ve* suit alors la loi d'évolution suivante :

$$V_{e(t)} = (-V_{cc} + V_{+})\left(1 - e^{\frac{t-t_1}{RC}}\right) + V_{+} \qquad \text{(VI-46)}$$

Le seuil de commutation qui est le reflet de la tension de sortie est maintenant égal à *V* -. Comme *Ve* est décroissante, il sera franchi à l'instant *t*2 tel que :

$$V_{e(t_2)} = (-V_{cc} + V_{-})\left(1 - e^{\frac{t_2-t_1}{RC}}\right) + V_{-} = -V_{cc}\frac{R_2}{R_1+R_2} \qquad \text{(VI-47)}$$

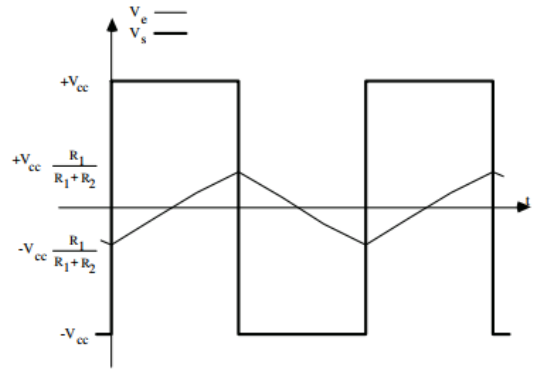


Figure VI.32 : *Allures des tensions Ve et VS d'un multivibrateur astable.*

La tension de sortie redevient positive et le processus de charge du condensateur vers la valeur $+V_{CC}$ recommence comme au début (figure VI.32). Le phénomène est donc périodique. La demi-période est égale à (*t*2 - *t*1).

III.4 *Bascule monostable*

Le multivibrateur monostable, encore appelé temporisateur, est un montage possédant deux états de fonctionnement : l'un stable et l'autre instable.

Le montage étant à l'état stable, une impulsion de commande le fait passer à l'état instable puis le montage revient de lui-même à l'état stable au bout d'un temps T, appelé durée du monostable.

Selon que le signal de sortie peut être déclenché ou non pendant qu'il est « excité », on distingue deux types de circuits monostables :

✓ ***Monostable redéclenchable*** *(ou* ***retriggerable****)* : A chacun des fronts de même polarité sur le signal d'entrée, le signal de sortie est réenclenché pour une durée T, même s'il n'est pas encore revenu à son état initial.

✓ ***Monostable non redéclenchable*** *(ou* ***no retriggerable****) :* Tous les changements d'état de l'entrée pendant l'état excité de la sortie sont sans effet sur la durée T.

Étude de la figure VI.33 :

- ***Etude de l'état stable:***

  A $t=t_0$; on a $V_e=0$; le courant i=0

  $e^+=V_{ref}$ *et* $V_S=V_{Sat}$ *et* $V_C=V_{Sat}-V_{ref}$

- ***Etude de l'état instable:***

  A $t=t_1$; $V_e=V_0$; $V_S=-V_{Sat}$ car $V_{ed}=V_{ref}-V_0<0$

  La charge initiale du condensateur est $V_{Ci}=V_{Sat}-V_{ref}$

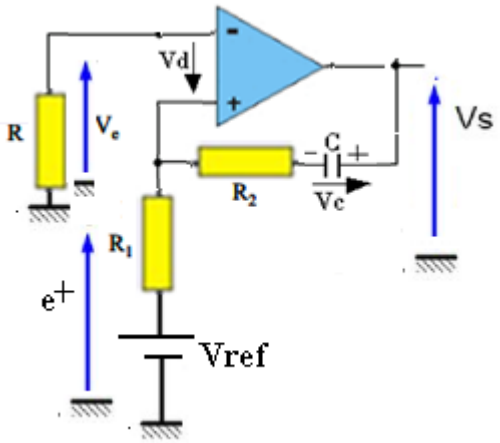


Figure VI.33 : *Montage Monostable.*

On a :

$$i = \frac{V_{ref}+V_C+V_{Sat}}{R_1+R_2} \qquad \text{(VI-48)}$$

$$e^+ = V_{ref} - R_1 I = V_{ref} - R_1 \frac{V_{ref}+V_C+V_{Sat}}{R_1+R_2}$$

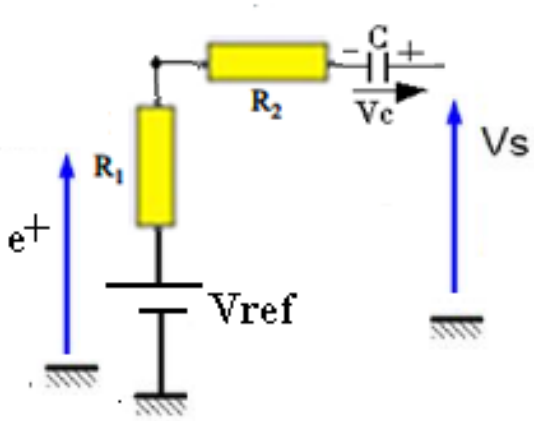


Figure VI.34 : *Circuit électrique.*

$$e^+ = V_{ref} - R_1 . V_{ref} . R_1 \frac{V_{ref}+V_C+V_{Sat}}{R_1+R_2}$$

$$e^+ = V_{ref} - \frac{2R_1 V_{Sat}}{R_1+R_2} \qquad \text{(VI-49)}$$

Le condensateur va se décharger en visant la valeur $-V_{Sat}-V_{ref}$. Cette décharge se passe à travers les résistances R_1+R_2 tant que $e^+<0$; $V_S=-V_{Sat}$ la fin de l'état instable correspond à

$e^+=0$ (instant t_3). A cet instant $e^+=0$

$$e^+ = 0 = V_{ref} - R_1 \frac{V_{ref} + V_C + V_{Sat}}{R_1 + R_2}$$

$$\Leftrightarrow V_{ref}(R_1 + R_2) = R_1\left(V_{ref} + V_C + V_{Sat}\right)$$

$$\Leftrightarrow V_{ref}R_2 - V_{Sat}R_1 = R_1V_C$$

$$\Leftrightarrow V_C = V_{ref}\frac{R_2}{R_1} - V_{Sat} \qquad \text{(VI-50)}$$

- ***Etude de la phase de récupération:***

A $t=t_3$ il y'a basculement et on a $V_S=V_{Sat}$.

Le condensateur C va se charger à nouveau à la valeur V_{Sat}-V_{ref}

Selon la maille précèdent on a :

$$i = \frac{V_{ref} - V_C - V_{Sat}}{R_1 + R_2} \qquad \text{(VI-51)}$$

$$e^+ = V_{ref} + R_1 I \qquad \text{(VI-52)}$$

$$e^+ = V_{ref} + R_1 \frac{V_{Sat} - V_{ref}\frac{R_2}{R_1} - V_{Sat} - V_{ref}}{R_1 + R_2}$$

$$= V_{ref} + R_1 \frac{2V_{Sat} - V_{ref}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)}{R_1 + R_2}$$

$$e^+ = \frac{2R_1V_{Sat}}{R_1 + R_2} \qquad \text{(VI-53)}$$

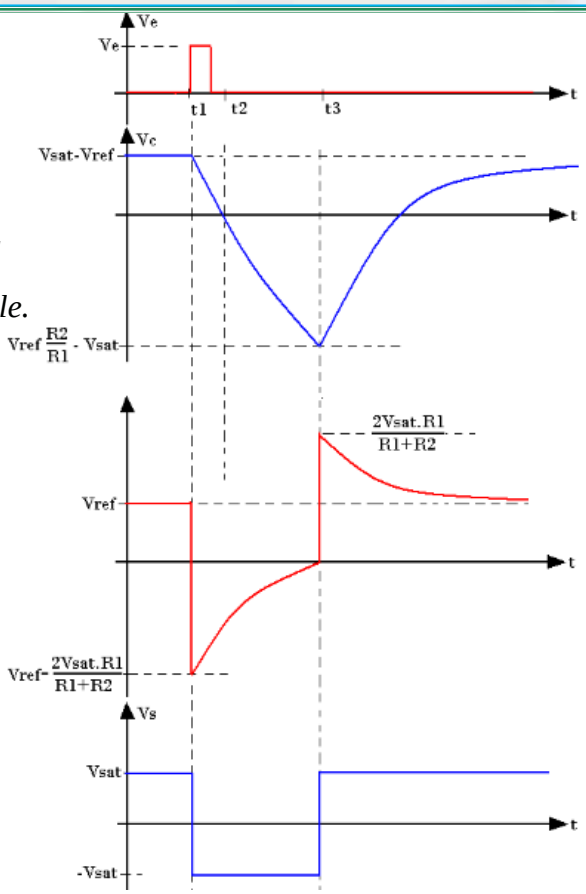


Figure VI.35 : *Allures des tensions Ve et VS d'un multivibrateur monostable.*

Exercices Résolus

Exercices RÉSOLUS

Exercice 01

On supposera l'amplificateur idéal.

1) Comment reconnaît-on que l'AOP ci-dessous peut fonctionner en régime linéaire ?

Pour la suite, on le supposera en fonctionnement linéaire.

Que vaut V_d dans ce cas ?

Le montage reçoit en entrées deux tensions : « e_1 » et « e_2 ».

2) Trouver une relation entre i_1, i_2 et i_s .

3) En déduire la relation exprimant *vs* en fonction de e_1, e_2 , R_1 , R_2 et R_S

4) Application numérique : $e_1 = 5VV$ continue ,

$e_2(t) = 2\sin(\omega t)$, $R_1 = R_2 = R_S = 1K\Omega$

Exprimer *vs* (*t*)

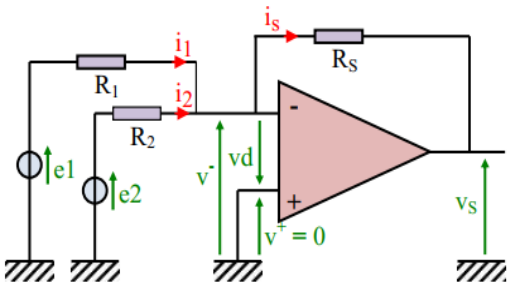


Figure VI.36 : *Circuit électrique 01.*

RÉSOLUTION

1) La sortie de l'AOP est rebouclée sur l'entrée « - ». C'est la condition pour que l'AOP puisse fonctionner en régime linéaire.

■ Dans ce cas $vd \approx 0$

2) $is = i1 + i2$ (loi des nœuds).

$$V_s = -R_s I_s \Longrightarrow I_s = -\frac{V_s}{R_s} = \frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} \qquad \text{(VI-53)}$$

3) Le montage réalise une fonction sommateur inverseur

$$V_s = -R_s\left(\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2}\right) \qquad \text{(VI-54)}$$

4) Application numérique : $vs = -(e1 + e2) = -5 - 2.\sin(\omega.t)$

Exercice 02

On supposera le modèle idéal pour l'amplificateur opérationnel ci-contre.

1) A quoi reconnait-on que le montage peut fonctionner en régime linéaire ?

2) calculer V_+ en fonction de e_1 et des résistances présentes dans le montage.

3) determiner V_- en fonction de e_2 , *vs* et des résistances présentes dans le montage.

4) En déduire, lorsque le fonctionnement est linéaire, *vs* en fonction de e_1, e_2 et des résistances du montage.

5) Que devient cette relation lorsque $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$?

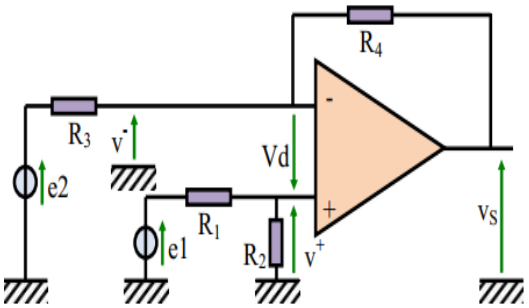


Figure VI.37 : *Circuit électrique 02* .

RÉSOLUTION

1) Modèle idéal : $i_+ = i_- = 0$

La sortie est rebouclée sur l'entrée « - » donc l'amplificateur opérationnel fonctionne en régime linéaire tant qu'il n'est pas saturé.

2) Pont diviseur de tension

$$V_+ = \frac{R_2}{R_1+R_2} e_1 \qquad \text{(VI-55)}$$

3) Théorème de superposition ou théorème de Millman

$$V_- = \frac{R_4}{R_3+R_4} e_2 + \frac{R_3}{R_3+R_4} V_s \qquad \text{(VI-56)}$$

Pour $V_d = 0V$

$$V_+ = V_- = \frac{R_2}{R_1+R_2} e_1 = \frac{R_4}{R_3+R_4} e_2 + \frac{R_3}{R_3+R_4} V_s$$

$$V_s = \frac{R_2(R_3+R_4)}{R_3(R_1+R_2)} e_1 - \frac{R_4}{R_3} e_2 \qquad \text{(VI-57)}$$

Pour $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$:

$$V_S = e_1 - e_2 \qquad \text{(VI-58)}$$

C'est la fonction de soustracteur

Exercice 03

a) L'amplificateur opérationnel ci-contre est supposé idéal non saturé.

1) presenter la relation entre $\frac{dV_e}{dt}$ et *vs* (*t*).

2) De quel montage s'agit-il ? Justifier

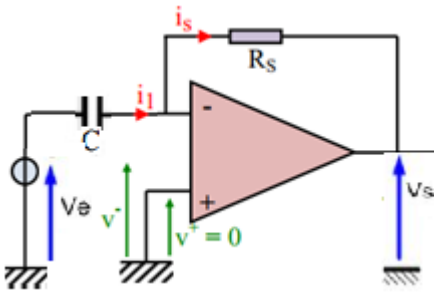


Figure VI.38 : *Circuit électrique 03.*

RÉSOLUTION

1) $I_1 = \frac{-V_S}{R}$

$I_1 = C\frac{dV_e}{dt}$ $\quad I_1 = I_s \Longrightarrow$ avec $\frac{-V_S}{R} = C\frac{dV_e}{dt} \Rightarrow$

$\frac{dV_S}{dt} = -\frac{V_e}{CR}$

$V_s = RC\frac{dV_e}{dt}$ (VI-59)

Exercice 04

On propose le schéma de l'amplificateur idéal en fonctionnement linéaire.

présenter l'expression de v_S en fonction des tensions d'entrées e_1 , e_2 et e_3 , et des valeurs des résistances.

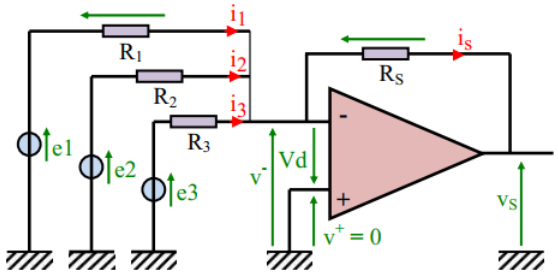


Figure VI.39 : *Circuit électrique 04.*

RÉSOLUTION

Les tensions d'entrée sont donc: $e_1 = R_1 I_1$; $e_2 = R_2 I_2$; $e_3 = R_3 I_3$

La loi des nœuds en *V*- donne : $I_s = I_1 + I_2 + I_3$.

En sortie on a : $V_s = -R_s I_s \Longrightarrow I_s = -\frac{V_S}{R_s} = \frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{e_3}{R_3}$

$V_s = -R_s\left(\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{e_3}{R_3}\right)$ (VI-60)

On peut aussi calculer V_s a l'aide du théorème de Millman :

$$V_- = \frac{\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{e_3}{R_3} + \frac{V_S}{R_S}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_S}}$$

$$V_+ = V_- = \frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{e_3}{R_3} + \frac{V_S}{R_S} = 0$$

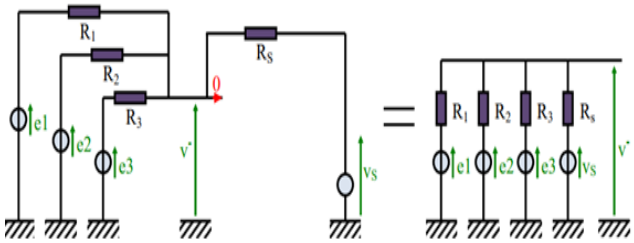


Figure VI.40 : *Circuit électrique 05.*

$$V_S = -R_S\left(\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{e_3}{R_3}\right) \qquad \text{(VI-61)}$$

Ce montage est un sommateur inverseur

Exercice 05

On suppose l'amplificateur opérationnel ci-contre idéal et en régime linéaire.

Les deux résistances « R » ont la même valeur.

1) Exprimer *V+* en fonction de *Ve* et des impédances de R et C
2) Exprimer *V–* en fonction de *Vs* et des impédances de R et Rs
3) En déduire gain en tension du montage

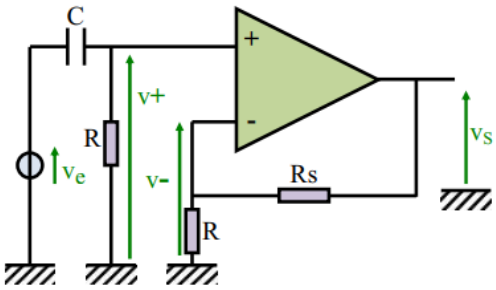


Figure VI.41 : *Circuit électrique 06.*

RÉSOLUTION

On applique la relation la relation du diviseur de tension on aura :

$$\mathrm{V_+} = \frac{R}{R + \frac{1}{jc\omega}}\mathrm{V}_e = \frac{jRc\omega}{1 + jRc\omega}\mathrm{V}_e$$

$$\mathrm{V_-} = \frac{R}{R + R_S}\mathrm{V_S}$$

$$\mathrm{V_d} = 0 \Rightarrow \mathrm{V_+} = \mathrm{V_-} \Rightarrow \frac{jRc\omega}{1 + jRc\omega}\mathrm{V}_e = \frac{R}{R + R_S}\mathrm{V_S}$$

$$\frac{\mathrm{V_S}}{\mathrm{V}_e} = \frac{jc\omega(R+R_S)}{(1+jRc\omega)} \qquad \text{(VI-62)}$$

IV.11 QCM

RÉSOLUS

Je m'évalue QCM

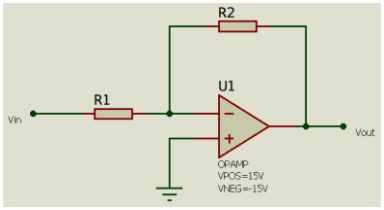
1 Un trigger de Schmitt :

☑ **a.** est un comparateur présentant une hystérésis

□ **b.** possède une sensibilité au bruit très importante

□ **c.** permet d'éviter les basculements parasites

2 Quel est le nom de ce circuit électronique:



☑ **a.** amplificateur inverseur

□ **b.** amplificateur soustracteur

□ **c.** amplificateur non inverseur

3 Un amplificateur opérationnel fonctionne en comparateur :

☑ **a.** si aucune boucle de contre-réaction n'est mise en place

□ **b.** si les tensions d'alimentation sont symétriques

□ **c.** si la sortie est à collecteur ouvert

4 L'amplificateur opérationnel est idéal qui se caractérise par :

□ **a.** $G_D = \infty$, $Ze = 0$, $Z_S = 0$, $BP = \infty$

☑ **b.** $G_D = \infty$, $Ze = \infty$, $Z_S = 0$, $BP = \infty$

□ **c.** $G_D = \infty$, $Ze = \infty$, $Z_S = \infty$, $BP = \infty$

5 L'amplificateur opérationnel se comporte linéairement en :

□ **a.** l'absence de boucle de contre-réaction

☑ **b.** présence de boucle de contre-réaction

□ **c.** présence de boucle de réaction

6 Le trigger de Schmitt permet de faire une comparaison entre une tension d'entrée et une tension de sortie

☑ **a.** en fonction de la valeur d'une tension de référence *Vréf*

□ **b.** en fonction de la valeur d'un courant d'entrée

□ **c.** en fonction de la valeur d'un courant de sortie

Exercices NON RÉSOLUS

Exercice 01

Soient les quatre montages représentés sur la figure VI-42, présenter et calculer si l'amplificateur fonctionne ou non en régime linéaire.

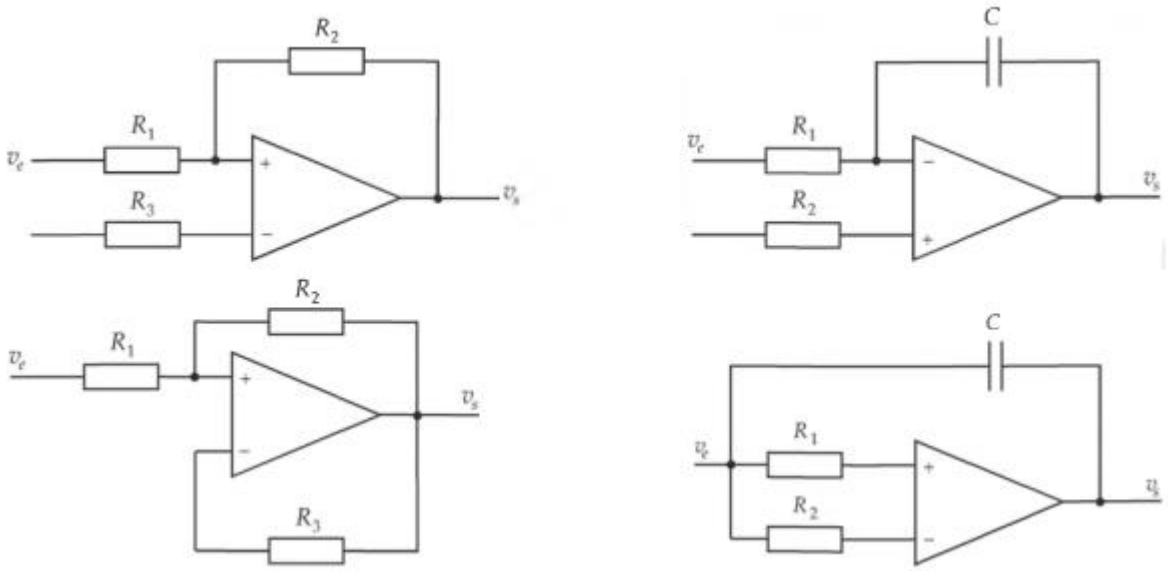


Figure VI.42 : *Circuits électriques 01.*

Exercice 02

On propose le schéma équivalent du circuit de la figure VI-43 en utilisant celui de l'amplificateur opérationnel idéal.

On supposera que son impédance d 'entrée est infinie et que son impédance de sortie est nulle. Son gain sera noté *A.*

b) De quel montage s'agit-il ? Justifier

c) Déterminer le gain en tension du montage

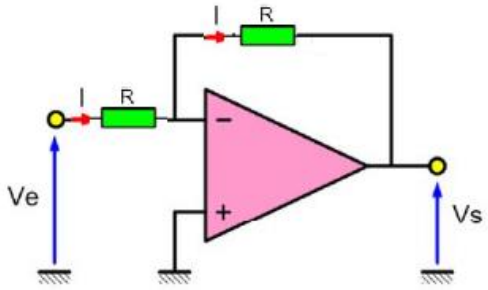


Figure VI.43: *Circuit électrique 02*

Bibliographie

Bibliographie

Bibliographie

1. L.Gautron,."*physique tout-en-un pour la licence* " Dunod. Pages 654 (2010)
2. Y. Granjon, "Exercices & problemes *Electronique* ". SCIENCES SUP • Licence. Dunod.. Pages 261 (2010).
3. Y. Granjon, "*Electricité exercices et méthodes* ". Licence. Dunod.. Pages 303 (2017).
4. Y. Granjon, "*Electronique Tout Le Cours En Fiches*". IUT • Licence • Écoles d'ingénieurs. Dunod. Pages 448 (2015).
5. G. Noubeil, " *Électronique des impulsions* " UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA. Pages 114 (2015).
6. G.K. Ghalem et I.M. ziane " *Circuits électroniques analogiques Rappels de cours et exercices*". *Ecole supérieure en génie électrique et énergétique d'Oran.* Pages 89 (2020).
7. T. Neffati."*introduction à l'électronique analogique "*. IUT • Licence. Dunod. Pages 258 (2008).
8. P. Christian P. MASSON. " *Les quadripôles* ". Licence 1ère et 2ème année.Ecoles polytechnique de l'universite de Nice-Sàphia Antiolis. Pages 32 (2009).
9. J. Duveau M. Pasquinelli , M. Tholomier " Électronique". IUT , 1ère année Licence. Dunod. Pages 22 (2017).
10. M.boumehed, Y. zine et B. alshaqaqi *" Circuits Electriques Analogiques Cours/TD / TP "*. ". *Ecole supérieure en génie électrique et énergétique d'Oran* (ESG2EOran), Pages 139.
11. S. Abadli, "*Electronique Appliquée* ", Université Frères Mentouri – Constantine 1 , cours Pages 65 (2019).
12. T. L. Floyd, "*Electronique - Composants et systèmes d'application*" edition eyrolles Pages 953 (2004).
13. A. Paul Malvino, D. Bates "*Principes d'électronique* " 8e éd. Dunod Pages 1032 (2016)

14. L.Barrandon , D.Réant et K.A. Tehrani " *Maxi fiches électronique* ". Dunod Pages 253 (2010)
15. S.Amos et M.James "*Principles of transistor circuits* "9e éd. Newnes Pages 408 (2010)
16. J.P.Perez, C.Lagoute, J.Y Fourniols et S.Bouhours "*Electronique Fondements et applications* " 2e éd. Newnes Pages 904 (2012)
17. L.Douchet, M.Sauzeix et S. Tisserand "*Electronique MP Precis* " Breal Pages 164 (2004)
18. F.Hadjaj " *Electronique fondamentale* " Support de cours Breal Pages 179 (2019)
19.

Webliographie

https://www.universalis.fr/encyclopedie/semiconducteurs/

https://fr.wikipedia.org/wiki/Liste_de_mat%C3%A9riaux_semi-conducteurs

https://goulet.ca/abstract/eacute-lectronique-composants-et-syst-egrave-mes-d-039-application-44.pdf

http://www.optique-ingenieur.org/fr/cours/OPI_fr_M05_C02/co/Contenu_05.html



Résumée



Chapitre I : Semi-conducteur

I. Matériaux

Les diodes, les transistors et les circuits intégrés sont des éléments électroniques constitués d'un **matériau semi-conducteur.**

Toute matière est constitué d'atomes et chaque atome est constitué d'électrons, de protons et de neutrons. Ces atomes jouent un rôle essentiel dans les caractéristiques électriques d'un matériau, y compris sa capacité à transporter le courant

Après avoir reçu suffisamment d'énergie supplémentaire d'une source externe, un électron peut sortir de la couche de valence, devenir un électron libre et se trouver dans ce que l'on appelle la bande de conduction.

En terme d'énergie, la différence entre la bande de valence et la bande de conduction est appelée un écart énergétique (la bande interdite ou gap).

II. La classification des matériaux

En fonction de la disposition de ces bandes, et surtout de la largeur de la bande interdite et en fonction de leur capacité à conduire l'électricité, les matériaux peuvent être isolants, conducteurs ou semi-conducteurs.

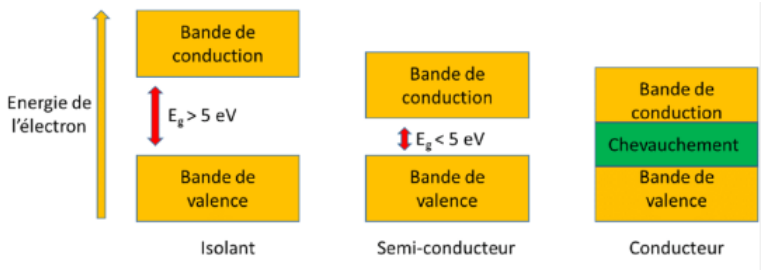


Figure 1 : *diagramme des bandes d'énergie pour les différents matériaux*

Quels sont les meilleurs matériaux semi-conducteurs ?

III. Matériaux semi-conducteurs (Silicium, Germanium,...).

Le silicium est le matériau le plus largement utilisé pour les diodes, les transistors, les circuits intégrés et autres composants à semi-conducteurs. Notez que le silicium et le germanium ont en commun la même caractéristique: quatre électrons de valence.

III.1 Structure électronique du silicium (Si)

L'atome de Si possède 14 électrons, sa configuration électronique est donnée par la forme condensée suivante :

Si : (1s2) (2s2) (2p6) (3s2) (3p2)

Ou Si : [Ne] (3s2) (3p2)

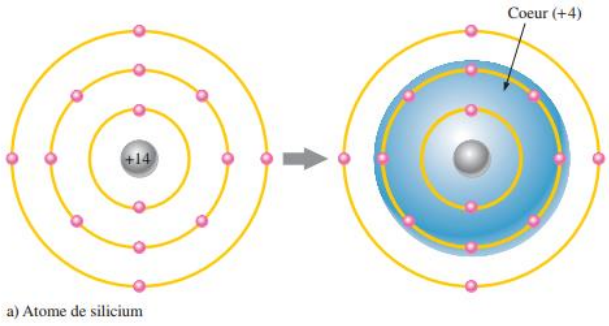


Figure 3 : *structure électronique du silicium*

III.2 *Structure électronique du Germanium (Ge) :*

Dans l'atome du germanium (Ge) il y a 32 électrons, la configuration électronique du germanium est donnée par la forme condensée suivante :

Ge: (1s2) (2s2) (2p6) (3s2) (3p6) (4s2) (3d10) (4p2)

ou Ge: [Ar] (4s2) (3d10) (4p2)

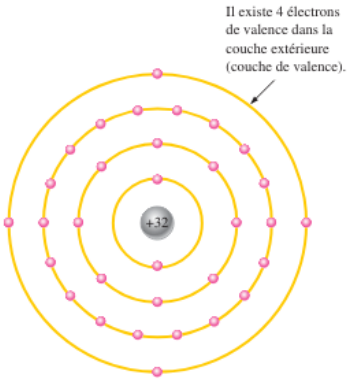


Figure 4 : *structure électronique du germanium*

Les électrons de valence du germanium se situent dans la quatrième couche tandis que ceux du silicium sont dans la troisième couche, plus près du noyau. Cela signifie que les électrons de valence du germanium sont à des niveaux d'énergie supérieurs à ceux du silicium. Par conséquent, ils demandent une plus petite quantité d'énergie additionnelle pour s'échapper de l'atome. Cette propriété rend le germanium plus instable à des températures élevées; c'est la raison principale pour laquelle le silicium est le matériau semi-conducteur le plus largement utilisé.

IV. Semi-conducteurs intrinsèques

Les semi-conducteurs sont situés dans la 4e colonne de la classification périodique des éléments, ce qui signifie qu'ils présentent quatre électrons de valences (c'est-à-dire quatre électrons sur la couche électronique la plus élevée).

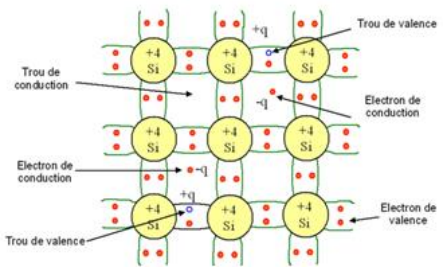


Figure 5: *Représentation schématique des liaisons électroniques pour le semi-conducteur intrinsèque (Si)*

Résumé

Un semi-conducteur intrinsèque est un semi-conducteur non dopé, c'est à dire qu'il contient peu d'impuretés (atomes étrangers) en comparaison avec la quantité de trous et d'électrons générés thermiquement (*pour modifier leur conductivité).*

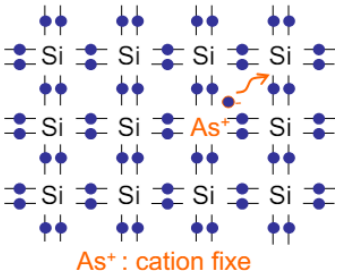
Lorsqu'un semiconducteur est pur, on dit qu'il est intrinsèque. IL existe autant d'électrons libres que de trous : soit n et p les nombres respectifs de porteurs négatifs (électrons) de la bande de conduction et de porteurs positifs (trous) de la bande de valence par unité de volume (concentrations) ; on montre que :

$n = p = n_i$

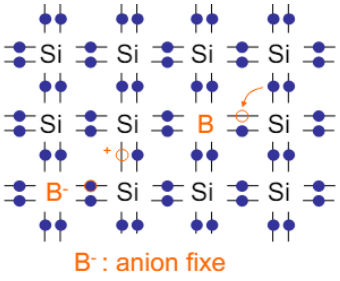
Donc $n.p = {n_i}^2 = AT^3 e^{-\frac{\Delta E_i}{KT}}$

Un semi-conducteur extrinsèque de type N : est un matériau semi-conducteur qui a été dopé avec des impuretés pour augmenter le nombre d'électrons libres, qui sont les porteurs de charge majoritaires.

Pour les semi-conducteurs extrinsèques, la densité de dopant est toujours très supérieure à la densité de porteurs intrinsèques NA>>ni . Dans le cas d'un type P, la densité de trous est donc proche de celle du dopant accepteur NA. La relation étant toujours vérifiée, nous obtenons pour les densités de porteurs : $n = \frac{n_i^2}{N_A}$ $p = N_A$



Un semi-conducteur extrinsèque de type P : est un matériau semi-conducteur qui a été dopé avec des impuretés pour augmenter le nombre de trous, qui sont les porteurs de charge majoritaires. Ces trous se forment lorsque des impuretés avec moins d'électrons de valence sont ajoutées au semi-conducteur intrinsèque, créant ainsi un déficit d'électrons ou des charges positives. Ces impuretés, généralement des atomes du groupe III (cf. classification périodique, $3e^-$ sur la couche de valence) en lieu et place d'atomes de Si, généralement du bore B ou du gallium Ga. $p = \frac{n_i^2}{N_D}$ $n = N_D$



Chapitre II : LES QUADRIPOLES

Un quadripôle est un composant ou un circuit (ensemble de composants) à deux entrées et deux sorties qui permet de traiter des signaux ou de transférer de l'énergie entre deux dipôles ,On distingue 3 types de quadripôles : Les quadripôles actifs, les quadripôles passifs et les quadripôles linéaires.

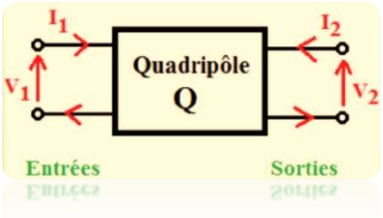
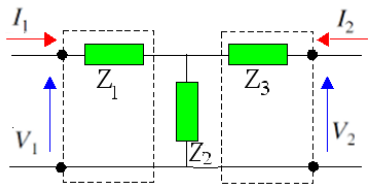
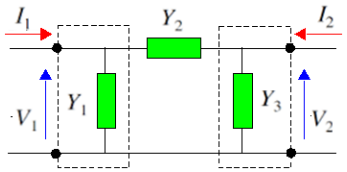
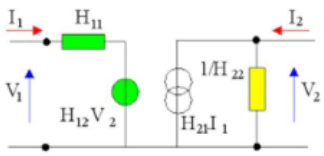


Figure .1 : *Symbole d'un quadripôle*

I. Représentation d'un quadripôle :

Matrice impédance [Z]	*Matrice Admittance [Y]*	*Matrice hybride [H]*
 **Figure .2 :** *Schéma équivalent d'un quadripôle en paramètres Z*	 **Figure .3 :** *Schéma équivalent d'un quadripôle en paramètres Y*	 **Figure .3 :** *Schéma équivalent d'un quadripôle en paramètres H*
$V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2$ $V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2$	$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2$ $I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2$	$V_1 = H_{11}I_1 + H_{12}V_2$ $I_2 = H_{21}I_1 + H_{22}V_2$

II. Filtres

II.1 Définitions

Un filtre est un quadripôle linéaire qui ne laisse passer que les signaux compris dans un domaine de fréquence limité appelé bande passante du filtre. Il permet d'éliminer des fréquences parasites indésirables.

Les filtres peuvent être classés selon leurs natures (analogiques, numériques),

Les filtres analogiques se subdivisent en plusieurs catégories :

- Les filtres passifs constitués de dipôles passifs linéaire (résistances, condensateurs, bobines)

- Les filtres actifs constitués de dipôles passifs linéaires et de composants actifs linéaires (transistors, amplificateurs opérationnels).

II.2 Notion de fonction de transfert

G(jω) définie par :$G(jw) = \frac{V_s(jw)}{V_e(jw)} = G(w)e^{j\varphi}$

II.3 Diagramme de bode

Méthode de traçage des diagrammes de Bode Afin de tracer les diagrammes de Bode correspondants à une fonction de transfert $G(j\omega)$, il est nécessaire de commencer par exprimer le gain G_{db} , le gain en décibel, ainsi que le déphasage $\boldsymbol{\varphi}$ en fonction de la fréquence ou de la pulsation ω avec :

$G_{db} = 20.\log|G(j\omega)|$; $\varphi = arg\big(G(j\omega)\big)$

Ensuite, il est nécessaire de calculer les limites spécifiques pour identifier les diverses asymptotes du diagramme.En règle générale, on porte directement les valeurs de ω sur l'axe des abscisses en respectant l'échelle logarithmique et en plaçant la pulsation $\omega = 1$ à l'origine de cet axe (puisqu'elle correspond à log ω = 0).

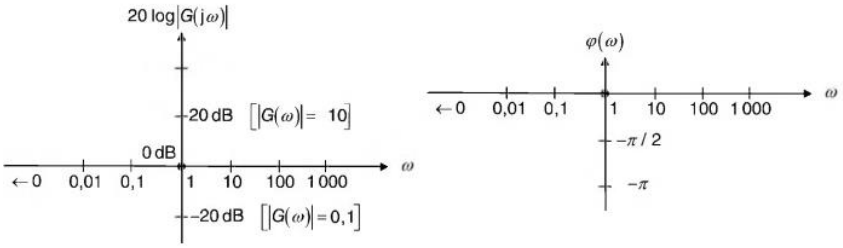
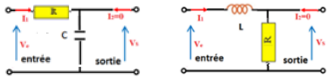
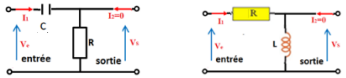
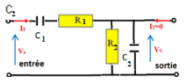
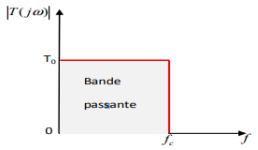
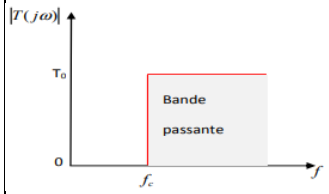
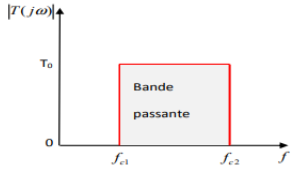


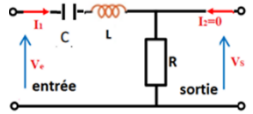
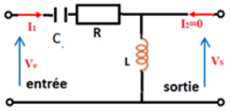
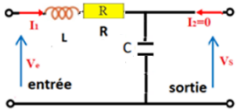
Figure 4 : *Repères d'un diagramme de bode de phase*

Résumé

IV. Amplificateurs fondamentaux à transistors Bipolaires

Filtres	*Filtre passe-bas*	*Filtre passe-haut*	*Filtre passe-bande*
Filtre du premier ordre			
Fonction de transfert	$G(j\omega)=\frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)}=\frac{1}{1+jRC\omega}$	$G(j\omega)=\frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)}=\frac{1}{1-j\frac{1}{RC\omega}}$	$G(j\omega)=\frac{1/3+0j}{1+j\frac{1}{3}\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)}$
Gain de $G(j\omega)$: G_{db}	$G_{db}=-10.\log\left(1+\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)$	$G_{db}=-10.\log\left(1+\left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2\right)$	$G_{db}=20.\log 1/3-10.\log\left(1+\frac{1}{9}\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2\right)$
Argument de $G(j\omega)$: φ	$\varphi=-\text{arctang}\frac{\omega}{\omega_c}$	$\varphi=\text{arctang}\frac{\omega_c}{\omega}$	$\varphi=-\text{arctang}\left[\frac{1}{3}\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)\right]$
la bande passante			

Résumé

Filtres	Filtre passe-bas	Filtre passe-haut	Filtre passe-bande
Filtre du deuxieme ordre			
Fonction de transfert	$G(j\omega)=\frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)}=\frac{1+0j}{1+jQ\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)}$ $\omega_C=\frac{1}{\sqrt{LC}}$ et $Q=\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$	$G(j\omega)=\frac{V_S}{V_e}=\frac{\left(j\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}{\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)+j\frac{1}{Q}\frac{\omega}{\omega_c}}=\frac{1}{\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)+2jm\frac{\omega}{\omega_c}}$	$G(j\omega)=\frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)}=\frac{1}{1+jQ\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)}$ $\omega_c=\frac{1}{\sqrt{LC}}$ et $m=\frac{1}{2}R\sqrt{\frac{C}{L}}$
Gain de $G(j\omega)$: G_{db}	$G_{db}=20.\log\lvert G(j\omega)\rvert$ $=-10.\log\left(\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)^2+\left(2m\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)$	$G_{db}=20.\log\lvert G(j\omega)\rvert=$ $=20.\log\frac{\omega}{\omega_c}-10.\log\left(\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)^2+\left(2m\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)$	$G_{db}=-10.\log\left(\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)^2+\left(2m\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)$
Argument de $G(j\omega)$: φ	$\varphi=\mathrm{Arg}(G(j\omega))$ $=\frac{\mathrm{Arg}(1+0j)}{\mathrm{Arg}\left(\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)+2jm\frac{\omega}{\omega_c}\right)}$	$\varphi=\mathrm{Arg}(G(j\omega))=\mathrm{Arg}\left(0+j\frac{\omega}{\omega_c}\right)$ $-\mathrm{Arg}\left(\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)+2jm\frac{\omega}{\omega_c}\right)$	$\varphi=-\mathrm{arctang}\left[Q\left(\frac{\omega}{\omega_c}-\frac{\omega_c}{\omega}\right)\right]$

Chapitre III : LES DIODES

Une jonction PN est constituée de deux zones respectivement dopées P et N et juxtaposées d'une façon que nous supposerons abrupte.

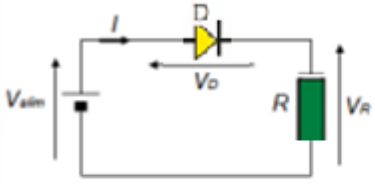
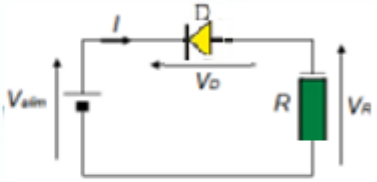
I. La diode

Une diode est un dipôle passif et non-linéaire Passif parce que ce composant ne peut jamais fournir d'énergie au circuit et non linéaire parce que la tension à ses bornes n'est pas proportionnelle au courant. Pour former une diode, on utilise un matériau semi-conducteur (le silicium en général) sur lequel on crée une jonction en dopant différemment deux zones, c'est-à-dire une zone P et une zone N.



Figure 1 : *schéma électrique et représentation symbolique d'une diode.*

II. Polarisation directe et inverse d'une diode

Polarisation de la diode en sens direct	Polarisation de la diode en sens inverse
	
La diode D est passante.	La diode D est bloquée.
Loi des mailles : $V_{alim} - V_D - V_R = 0$ $V_R = V_{alim} - V_D \Rightarrow R.I = V_{alim} - V_D$ $I = \frac{V_{alim} - V_D}{R}$	Aucun courant ne circule : $I = 0$

III. Caractéristique courant-tension de la diode

On retrouve la loi exponentielle décrite dans le sens passant et un courant constant : $I = I_S e^{\frac{V_e}{KT}}$

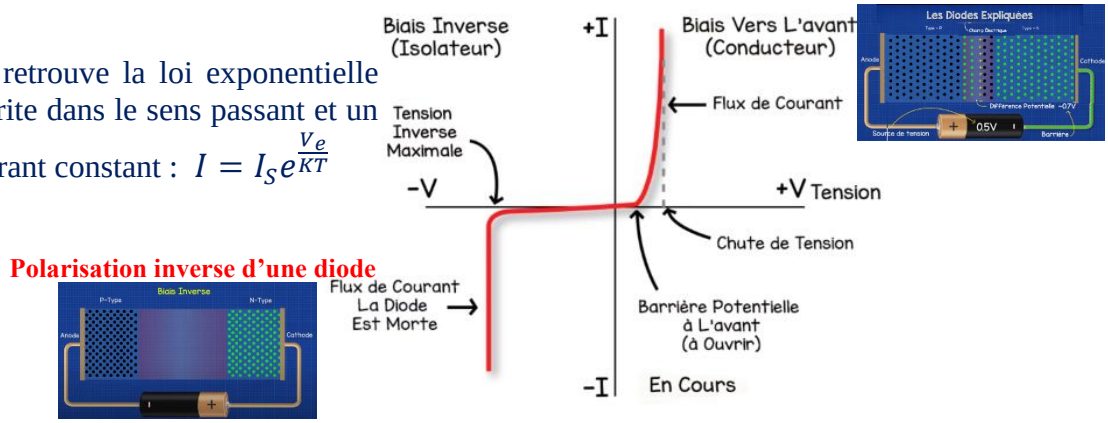


Figure 2 : *caractéristique tension-courant d'une diode*

La polarisation simple et le point de fonctionnement

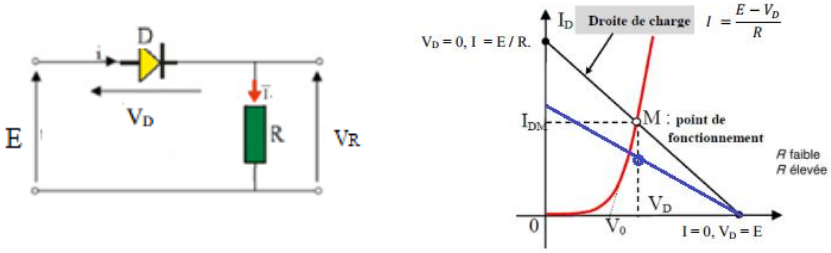
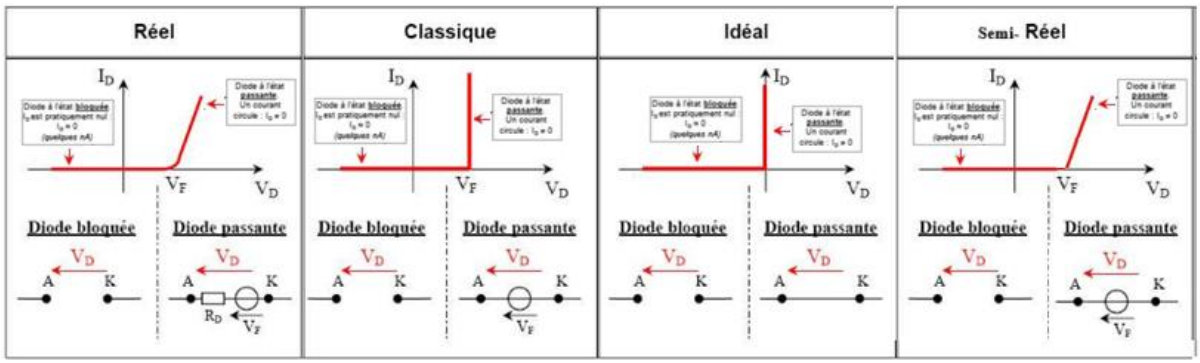


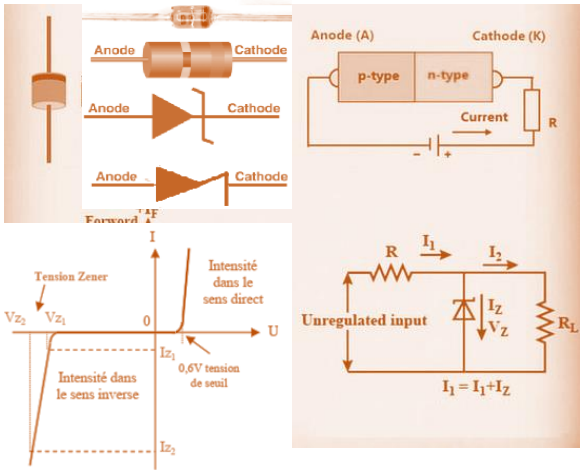
Figure 3 : *la droite de charge et le point de fonctionnement d'une diode*

IV. Modèle de Linéarisation de la caractéristique tension-courant



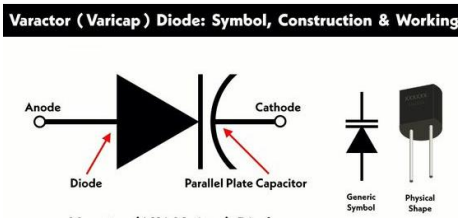
V. Les diodes particulières :

1. Diode Zéner



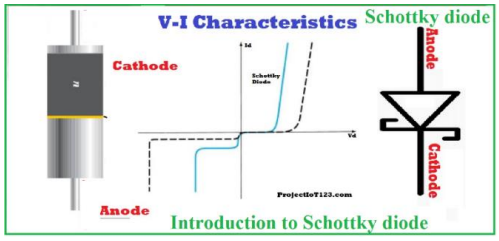
2. Diode à capacité variable

La diode varicap, également connue sous le nom de diode à capacité variable, est un composant électronique fondamental utilisé dans les circuits de syntonisation des récepteurs radio et des télévisions.



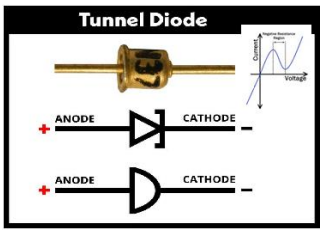
3. Diode Schottky

La diode Schottky est un composant électronique qui comporte une jonction d'un métal avec un semi-conducteur peu dopé (de type N car les porteurs sont plus mobiles).



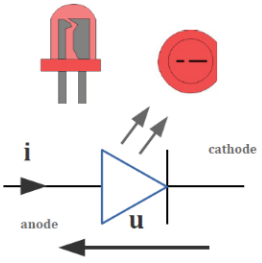
4. Diode à effet tunnel

Une diode à effet tunnel est un type spécial de diode qui exploite l'effet tunnel quantique pour son fonctionnement.



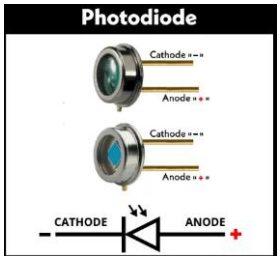
5. Diodes électroluminescentes

Les diodes électroluminescentes (D.E.L. en français et L.E.D. en anglais) sont des jonctions semi-conductrices p-n où les recombinaisons des électrons et des trous créent des photons, émet de la lumière lorsqu'elle est parcourue par un courant électrique



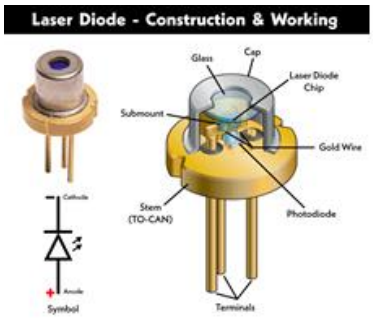
6. Photodiodes

Une photodiode est un dispositif semi-conducteur qui convertit la lumière en courant électrique. Elle est constituée d'une jonction PN, similaire à une diode



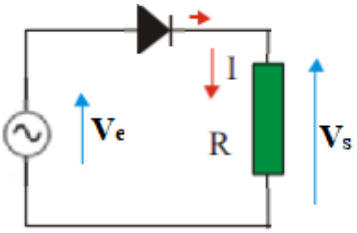
7. Diodes Lasers

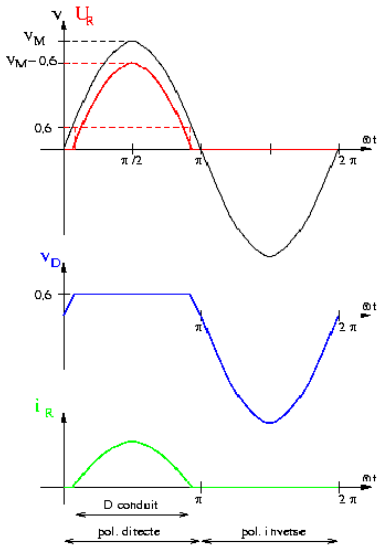
La diode laser à semi-conducteur émet de la lumière monochromatique cohérente destinée à transporter un signal contenant des informations sur de longue distances ou à apporter de l'énergie lumineuse pour le pompage de certains lasers et amplificateurs optiques



VI. Applications de la diode

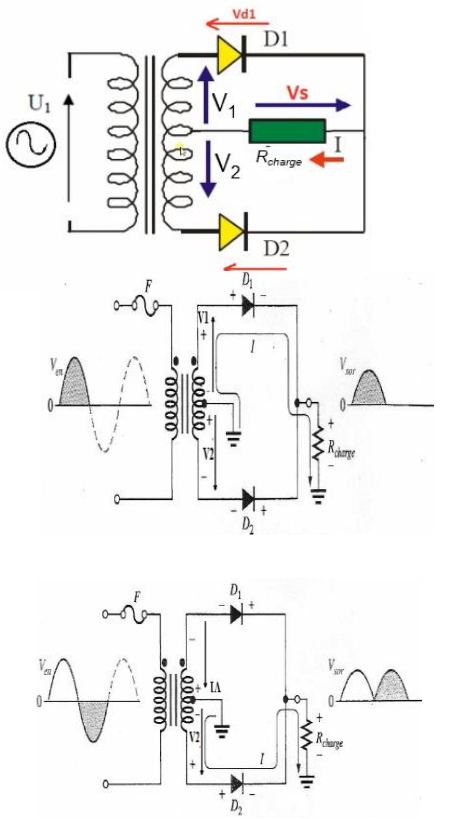
1. Redressement simple alternance

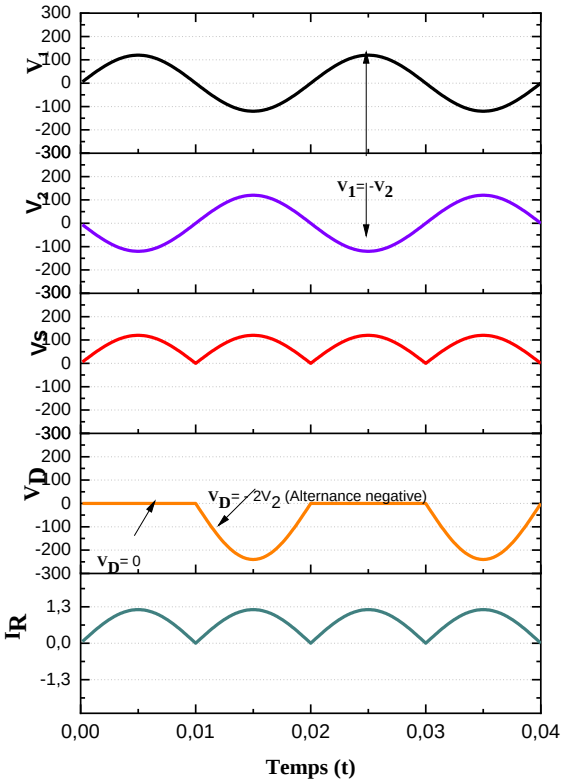




$$U_{Moy} = \frac{U_{Max}}{\pi}$$

2. Redressement double alternance





Alors la valeur moyenne de cette tension est donnée par :

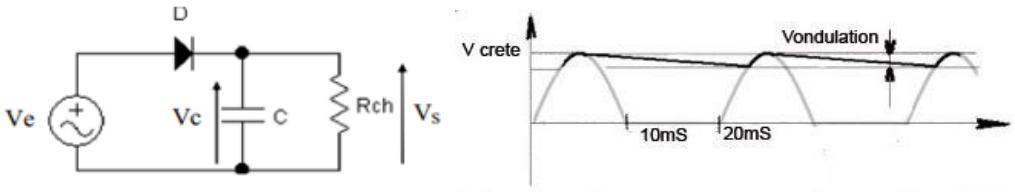
$$\langle V\rangle = \bar{V} = 2\frac{1}{\frac{T}{2}}\int_0^{\frac{T}{2}} v(t)\cdot dt)] = \frac{2U_{Max}}{\pi}$$

La valeur efficace V_{eff} d'une tension de période T est définie par

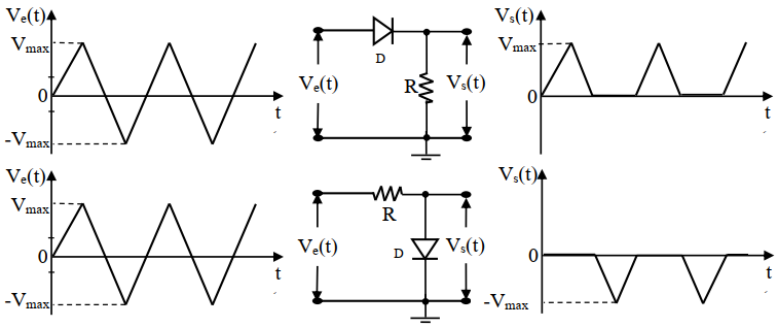
$$U_{eff} = 2\sqrt{\frac{1}{T}}\int_0^{\frac{T}{2}} U^2(t)dt \Rightarrow U_{\pi t}^2 \times T = \frac{U_{Mar}^2}{2}\times T$$

Donc le facteur de forme est : $F = \frac{V_{eff}}{V_{moy}} = \frac{V_{max}\cdot\frac{\sqrt{2}}{2}}{V_{max}\cdot\frac{2}{\pi}} = \frac{\sqrt{2}\cdot\pi}{4} = 1.11$

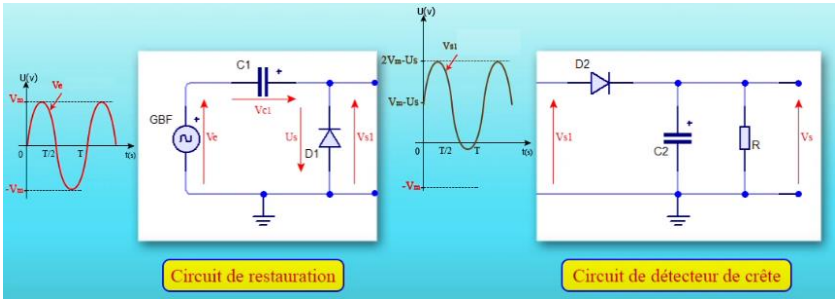
3. Redressement avec condensateur de filtrage



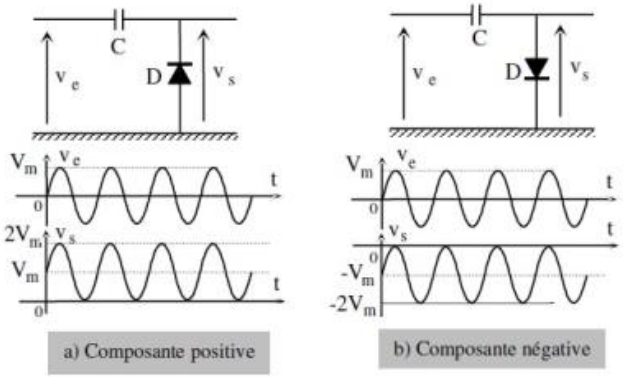
4. Ecrêteurs-limiteurs



5. Circuit de Multiplicateur de tension



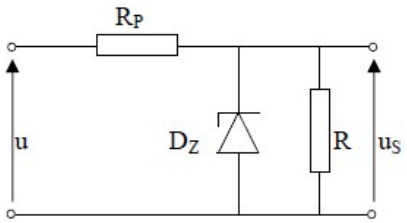
6. Circuits de restauration



a) Composante positive

b) Composante négative

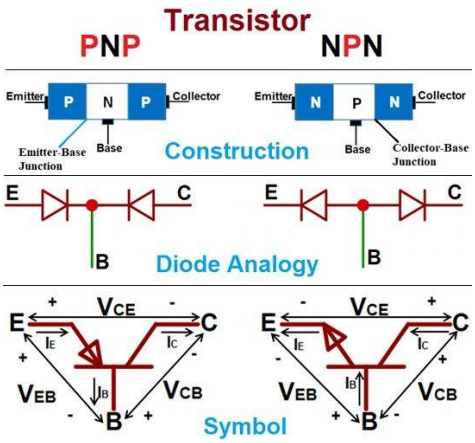
7. Détecteur de crête



Chapitre IV : TRANSISTOR BIPOLAIRE

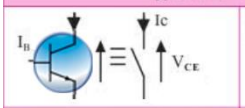
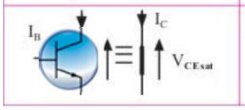
I. Un transistor bipolaire est constitué d'un monocristal de semi-conducteur principa-lement le silicium ;Il existe donc deux types fondamentaux de transistors bipolaires, dits complémentaires : les transistors NPN et les transistors PNP

La couche intermédiaire est appelée base. Cette couche est très mince et est légèrement dopée. L'une des deux autres zones est appelée émetteur. Il s'agit de la zone la plus dopée du transistor. Son rôle consiste à injecter des porteurs

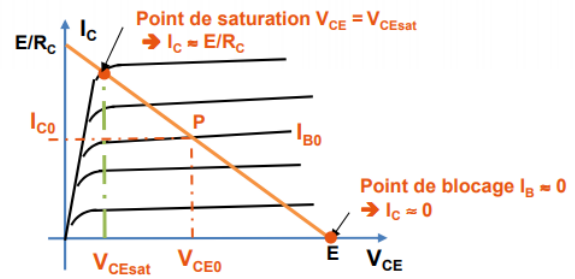


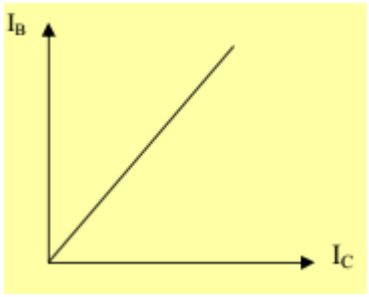
La dernière zone qui est le collecteur. Son dopage est plus faible que celui de l'émetteur

Le rôle principal du collecteur est de recueillir les porteurs

Type et état		Conditions
	NPN Bloqué ou ouvert	Si $I_B = 0$ alors : - $V_{CE} > 0$ - V_{CE} doit être < V_{CEmax} - $I_C = 0$
	NPN Saturé ou fermé	Si $I_B = I_{BSAT} > 0$ alors : - $V_{CE} = V_{CEsat} > 0$ - I_C doit être < I_{Cmax} - $I_C = \beta \times I_{BSAT} > 0$

Caractéristique de sortie $I_C = f(V_{CE})$





Caractéristique de transfert $I_B = f(I_C)$

Droite de charge statique

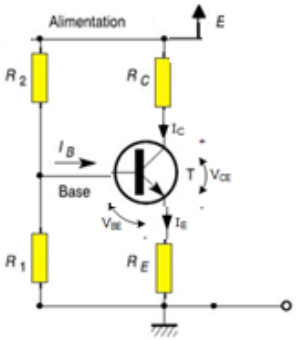


Figure IV : *Circuit électrique*

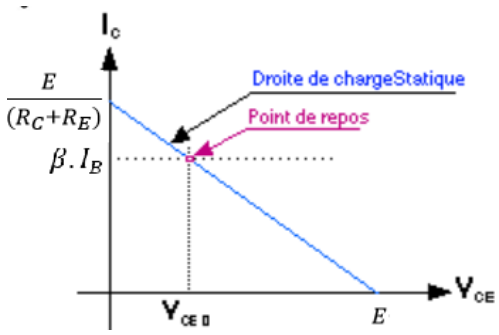


Figure : *Droit de charge statique d'un transistor NPN*

La droite représentant l'équation:

$I_C = f(V_{CE})$ On a: $I_C \approx I_E$

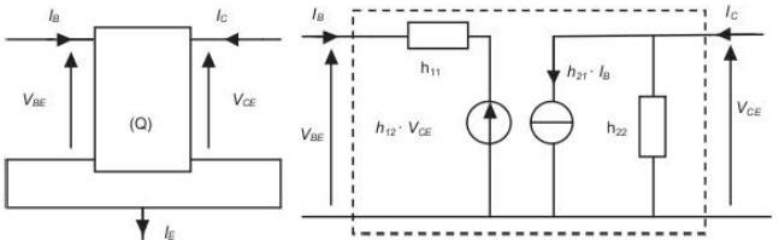
$V_{CE} = E - I_C(R_C + R_E)$

D'où $I_C = \frac{E - V_{CE}}{(R_C + R_E)}$

• Le courant ayant la même valeur pour le générateur et le récepteur, cette condition sera satisfaite sur le graphique au **point de fonctionnement M**.

II. Transistor bipolaire en régime dynamique

Présentation hybride d'un transistor



La construction des schémas équivalents

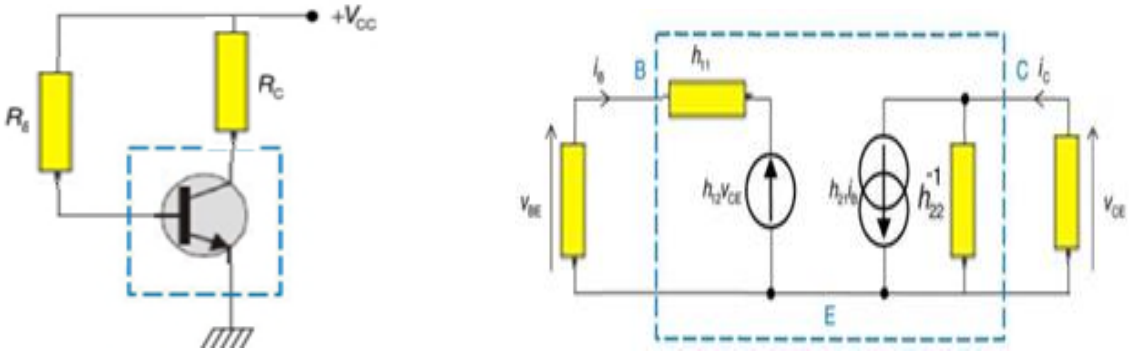
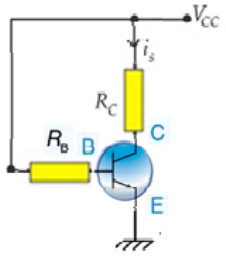
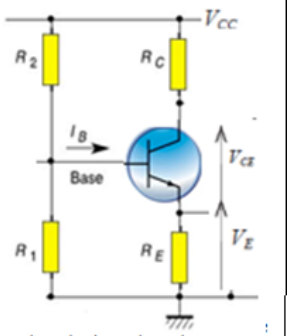


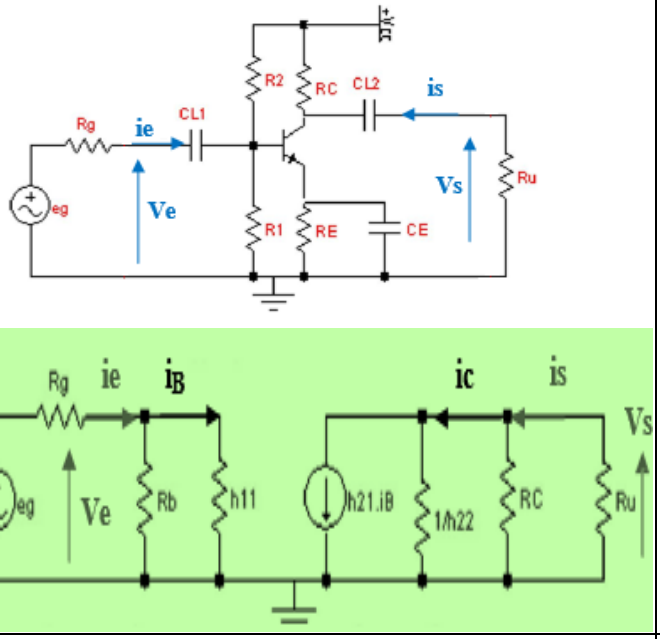
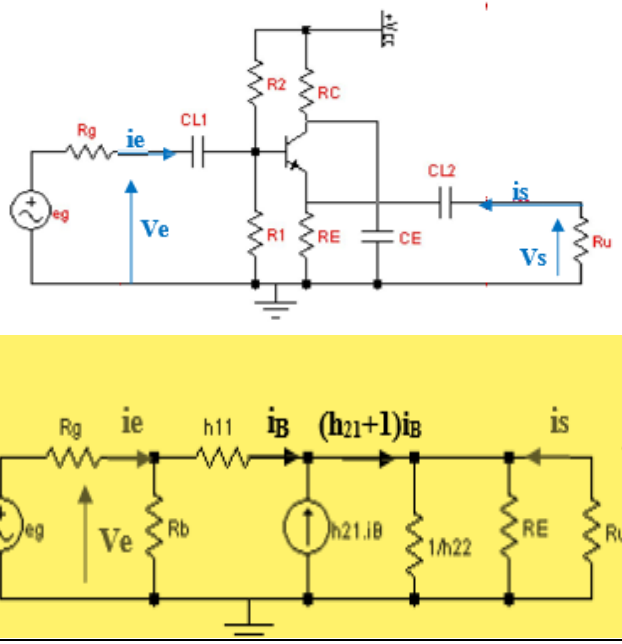
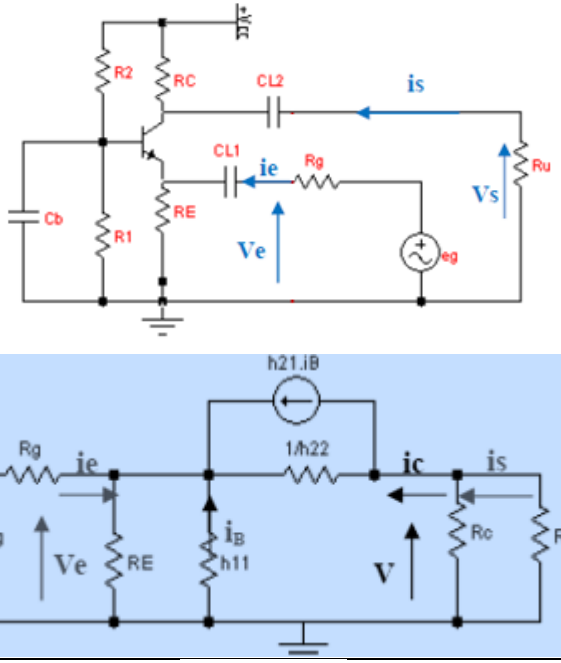
Figure : *schéma équivalent (quadripôle) du transistor en régime linéaire*

Polarisation par résistance de base	Polarisation par pont de base et résistance d'émetteur
	
• **La maille d'entrée :** $E = V_{BE} + R_B I_B$ avec $V_{BE} = 0.7V$ $\Rightarrow I_B = \frac{E_B - V_{BE}}{R_B} \approx \frac{E}{R_B}$	• la droite de charge est donnée par la maille de sortie, soit : $V_{CE} = E - (R_C + R_E)I_C$

Dans un schéma équivalent en régime dynamique, seules les composantes variables des signaux sont considérées. Tous les potentiels constants sont équivalents à la masse

Résumé

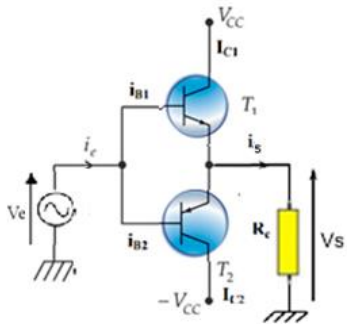
III. Amplificateurs fondamentaux à transistors Bipolaires

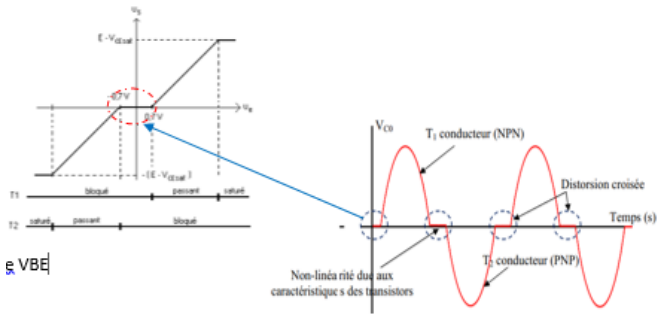
Montage émetteur commun (EC): Inverseur	Montage collecteur commun (CC): Suiveur	Montage base commune (B C): Non-inverseur
		
Gain en tension	$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-\beta R_c}{h_{11}}$	$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{(\beta+1)R_E}{h_{11}+(\beta+1)R_E}$	$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{\beta R_C}{h_{11}}$
Gain de courant	$A_i = \frac{i_S}{i_e} = \frac{R_e}{R_u}\frac{(R_u \parallel R_c)\beta}{h_{11}}$	$A_i = \frac{i_S}{i_e} = \frac{R_e}{R_u}$	$A_i = \frac{i_S}{i_e} = \frac{R_C}{R_C + R_u}$
Impedance d'entree	$Z_e = \frac{R_b . h_{11}}{R_b + h_{11}} = R_b \parallel h_{11}$	$Z_e = R_b \parallel h_{11} + (\beta+1)R_E$	$Z_e = \frac{v_e}{i_e} = R_E \parallel \frac{h_{11}}{\beta+1}$
Impedance de sortie	$Z_s = \frac{V_s}{i_s} = R_c$	$Z_s = \frac{h_{11}+R_g}{1+\beta}$	$Z_s = \frac{V_s}{i_s} = R_c$

IV. Amplificateur push-pull

Un push–pull est un montage électronique cascode amplificateur de tension qui relie à la sortie deux composants actifs travaillant en opposition de phase, relié l'un au plus de l'alimentation, l'autre au moins. les deux transistors sont montés en série

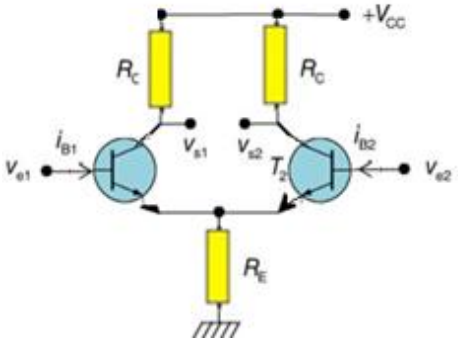
$$G_A = \frac{I_s}{I_e} = \frac{I_B\beta}{I_B} = \beta$$





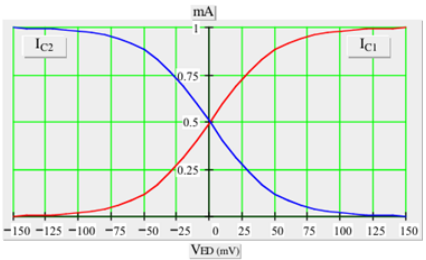
v. Amplificateur différentiel

Un amplificateur différentiel est un type d'amplificateur électronique qui amplifie la différence entre deux tensions d'entré



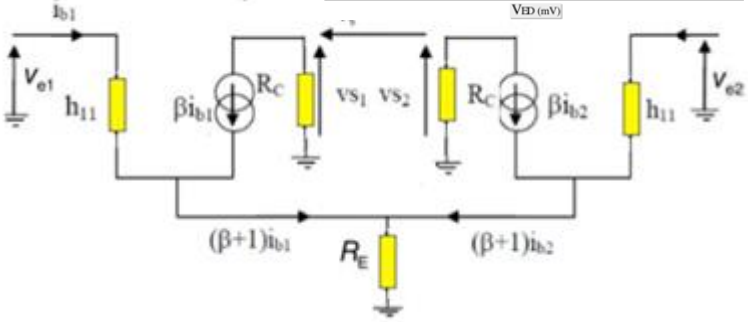
Caractéristiques de transfert statique

Les courant I_{C1} et I_{C2} sont liees a la tension d'entree differentielle



$$I_{C1} = \frac{I_0}{1+e^{-\frac{V_D}{V_T}}} \qquad et$$

$$I_{C2} = \frac{I_0}{1+e^{\frac{V_D}{V_T}}}$$



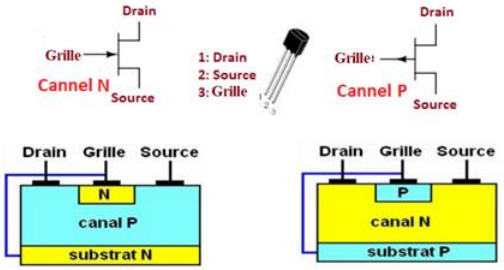
Gain : $G_d = -\frac{R_C\beta}{2h_{11}}$

$$G_C = -\frac{R_C}{2R_E}$$

V. LES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMPS

I. Introduction

Un transistor de type JFET (Junction Field Effect Transistor) est un transistor à effet de champ dont la grille est directement en contact avec le canal. On distingue les JFET avec un canal de type N (qui sera le point important dans ce chapitre), et ceux avec un canal de type P.



Courants et tensions.

La représentation des courants et des tensions pour un JFET.N est donnée comme suit :

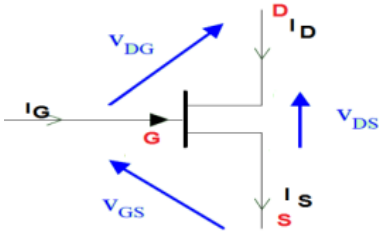


Figure 1 : *Courants et tension pour un JFET a canal N*

on peut écrire que les tensions du transistor sont :

$V_{GS} = V_G - V_S$

$V_{DS} = V_D - V_S$

$V_{DS} = V_{GS} + V_{DG}$

Pour les courants électriques, la loi des nœuds donne :

$I_D + I_G = I_S$

II.Les caractéristiques des transistors à effet de champ

V_{DD} **augmente** $\rightarrow V_{DS}$ **augmente** $\Rightarrow I_D$ **augmente**

Facteur de proportionnalité est la résistance R

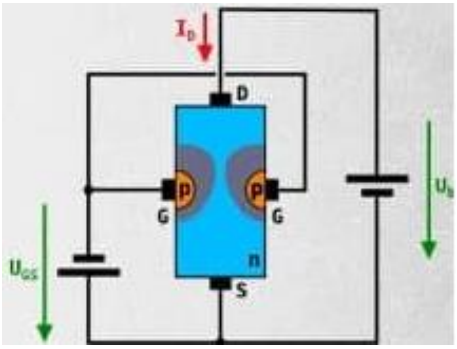
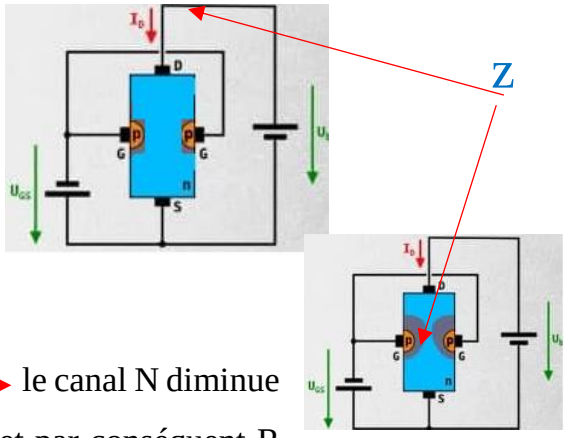


Figure 2 : *Schémas interne d'un transistor JFET a canal N*

Pour $V_{GS} = 0$ $R = \frac{V_{DS}}{I_{DS}}$

Donc l'apparition de la loi d'ohm

Voir la figure (V.4)



Si on augmente V_G $V_G = 2V$

$V_{GS} = V_s - V_G = 0 - V_G$

$V_{GS} = -2V$ la zone de désertion augmente ⟶ le canal N diminue et la diffusion des électrons diminue I_{DS} ↘ et par conséquent R augmente ($R = \frac{l}{S}\rho$) S ↘ ⟶ R ↗

$V_{GS} = -4V, -6V$ nous remarquons que lorsqu'on augmente Vg la zone Z augmente ce qui fait que La zone de désertion augmente

Le peuplement des électrons dans le canal N va plus tard entraine la saturation Du transistor (I_{DSS})

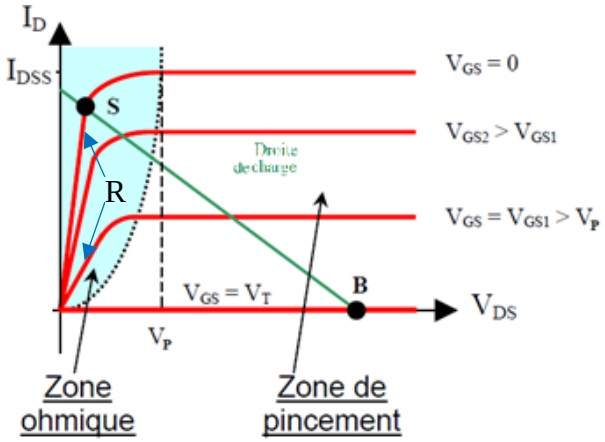


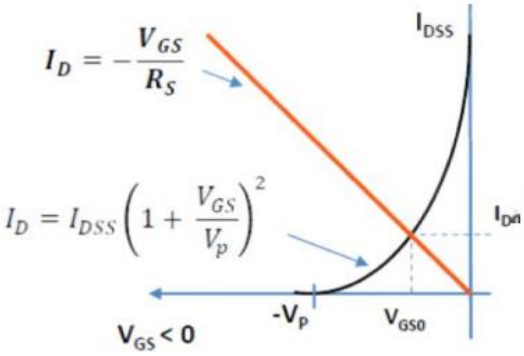
Figure 3 : *Caractéristique de sortie du transistor JFET a canal N*

Equation de la droite de polarisation

$V_{GS} = -R_G I_G - R_S I_S$

or $I_G \approx 0$ et $I_S \approx I_D$

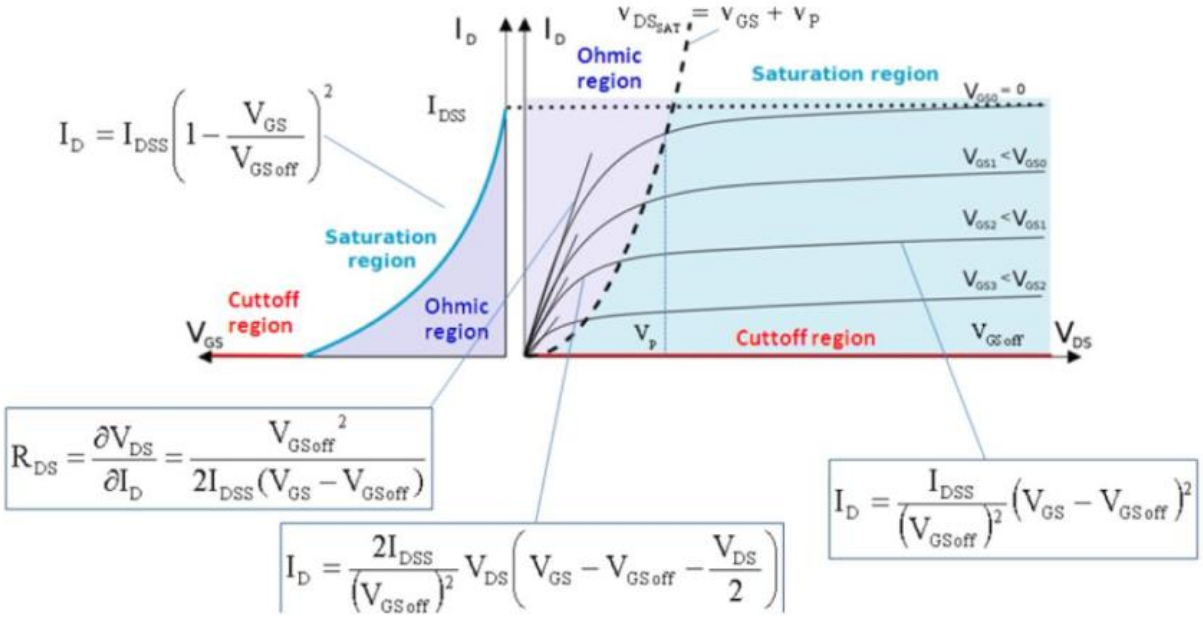
➔ $I_D = -\frac{V_{GS}}{R_S}$ ***Equation de la droite de polarisation ou droite d'attaque***



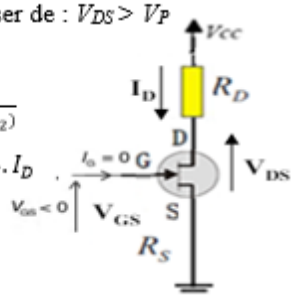
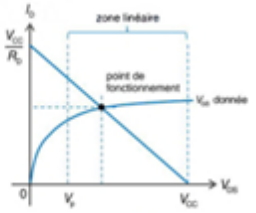
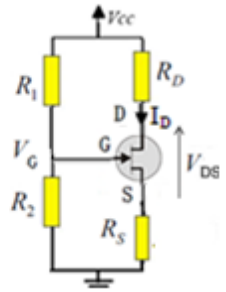
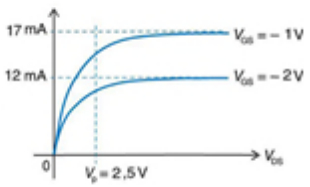
Résumé

La caractéristique de transfert est donnée par les courbes $I_D=f(V_{GS})$ à V_{DS} constante

$$I_D = I_{DMax}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \frac{V_G - V_{GS}}{R_S}$$



III. La polarisation des transistors JFET

Polarisation par résistance de base	Polarisation par pont de base et résistance d'émetteur
Il faut donc disposer de : $V_{DS} > V_P$ $V_G = V_{DD}\frac{R_2}{(R_1+R_2)}$ Et $V_{GS} = V_G - R_S.I_D$  Cette équation correspond à la droite de charge $I_D = \frac{V_{CC}-V_{DS}}{R_D}$  Pour $V_{DS} = 0$ on a $I_D = \frac{V_{CC}}{R_D}$ Pour $I_D = 0$ on a $V_{DS} = V_{CC}$	$V_G = V_{DD}\frac{R_2}{(R_1+R_2)}$ Et $V_{GS} = V_G - R_S.I_D$ $I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S}$ Si on utilise l'équation de transfert $I_D = I_{DMax}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \frac{V_G - V_{GS}}{R_S}$  La condition à respecter pour que le transistor soit polarisé dans sa zone linéaire s'écrit : $V_{DS} > V_P$ suffit donc d'exprimer V_{DS} en fonction de R_D $V_D - V_S > V_P \Rightarrow V_{DD} - R_D.I_D - V_S > V_P$ $R_D < \frac{V_{DD}-V_P-V_S}{I_D}$ 

IV. Le schéma équivalent en régime linéaire

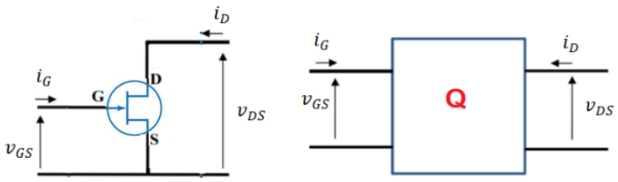
Le Schéma équivalent en dynamique d'un transistor JFET est lié aux termes :

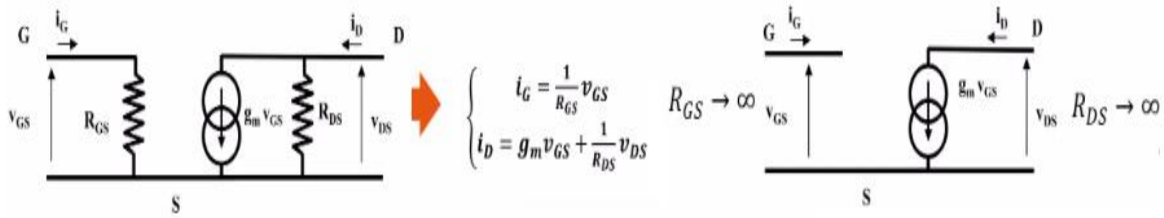
a. Alternatif

b. Faible signaux

c. Paramètres admittances.

$$\begin{cases} I_G = Y_{11}V_{GS} + Y_{12}V_{DS} \\ I_D = Y_{21}V_{GS} + Y_{22}V_{DS} \end{cases}$$





IV. Le transistor JFET en régime dynamique

Les amplificateurs à effet de champ sont largement employés car ils ont une résistance d'entrée très élevée, ce qui signifie que le courant qui entre dans la grille est nul. Les transistors TEC, tout comme les transistors bipolaires, sont utilisés dans les trois montages suivants :

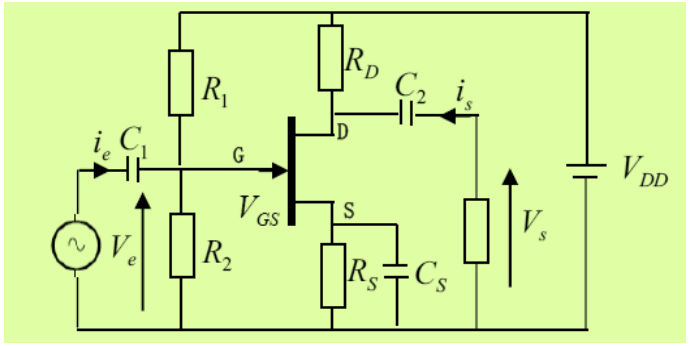
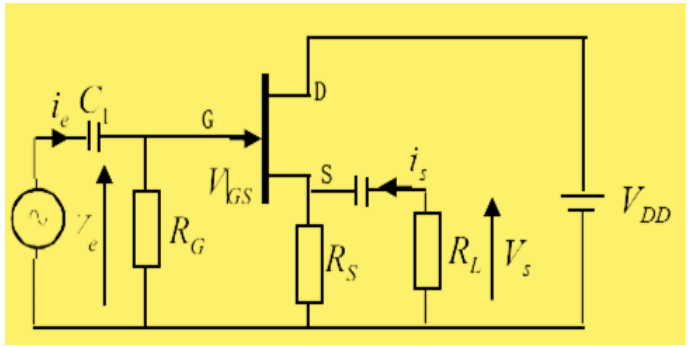
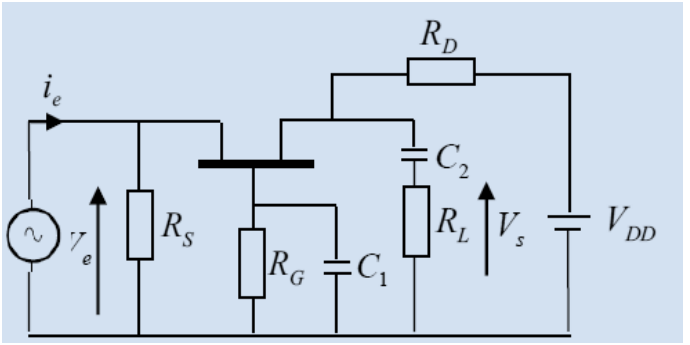
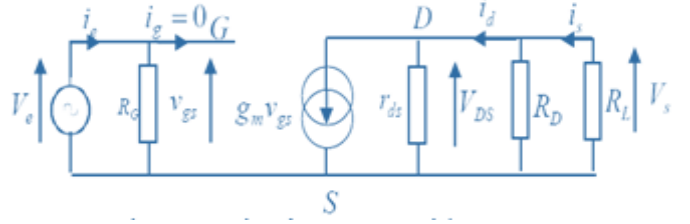
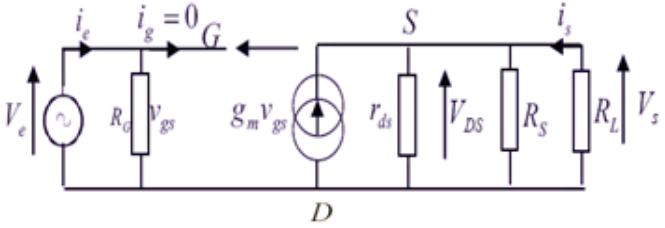
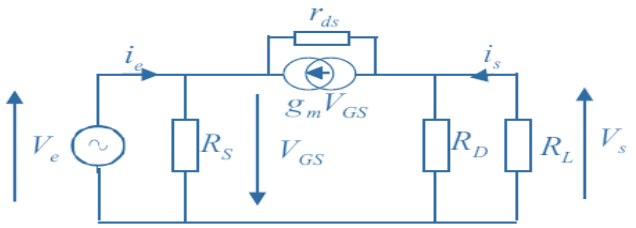
♣ Amplificateur Source commune

♣ Amplificateur drain commun

♣ Amplificateur Grille commune

Résumé

IV. Amplificateurs fondamentaux à transistors

Montage Source commun (SC)	Montage Drain commun (DC)	Montage Grille commune (GC)
		
		
Gain en tension $A_V = \frac{V_S}{V_e} = -(r_{ds} // R_D // R_L) g_m$	$A_V = \frac{V_S}{V_e} = \frac{(r_{ds} // R_D // R_L) g_m}{1 + (r_{ds} // R_D // R_L) g_m}$	$A_V = \frac{(R_D // R_L)(g_m r_{ds} + 1)}{r_{ds} + (R_D // R_L)}$
Gain de courant $A_i = \frac{i_S}{i_e} = \frac{(R_D // r_{ds}) R_G}{R_D // r_{ds} + R_L} g_m$	$A_i = \frac{i_S}{i_e} = -\frac{(R_D // r_{ds}) R_G}{R_D // r_{ds} + R_L} g_m$	$A_i = \frac{i_S}{i_e} = \frac{R_L (R_s + (R_D // R_L) R_s / r_{ds})}{(R_D // R_L) + \frac{1}{r_{ds}} + g_m}$
Impedance d'entree $Z_e = \frac{V_e}{i_e} = R_1 // R_2 = R_G$	$Z_e = \frac{V_e}{i_e} = R_1 // R_2 = R_G$	$Z_e = \frac{V_e}{i_e} = \frac{r_{ds} R_s}{r_{ds} + R_s + g_m R_s r_{ds} - A_v R_S}$
Impedance de sortie $Z_s = \left.\frac{V_s}{i_s}\right\|_{V_e = 0} = r_{ds} // R_D$	$Z_s = \frac{V_S}{i_s} = \frac{(R_s // r_{ds})}{1 + (R_s // r_{ds}) g_m}$	$Z_s = \frac{R_D i_s}{i_s} = R_D$

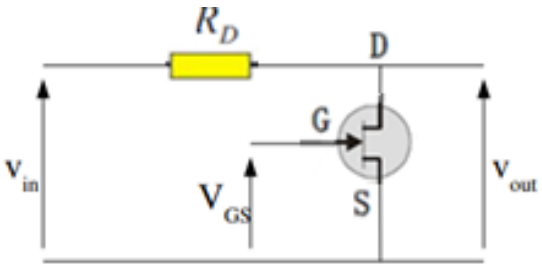
V. Les transistors JFET en commutation

L'interrupteur shunt

Pour $V_{GS} < V_{GSoff}$

l'interrupteur est ouvert : $V_{out} = V_{in}$

Pour $V_{GS} = 0$, l'interrupteur est fermé.



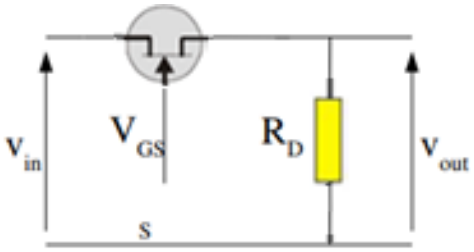
L'interrupteur série

Pour $V_{GS} < V_{GSoff}$, l'interrupteur

est ouvert : $V_{out} = 0$

Pour $V_{GS} = 0$, l'interrupteur est fermé.

Si $R_D >> R_{DS}$, V_{DS}



VI. AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

I. Qu'est-ce qu'un amplificateur opérationnel ?

Un amplificateur opérationnel (souvent abrégé en "ampli op" ou "op amp" en anglais) est un dispositif électronique qui amplifie les différences de tension entre ses deux entrées. Il est couramment utilisé dans des applications comme le traitement du signal, les circuits de contrôle, les amplificateurs audio, les convertisseurs de données, les filtres, et bien d'autres.

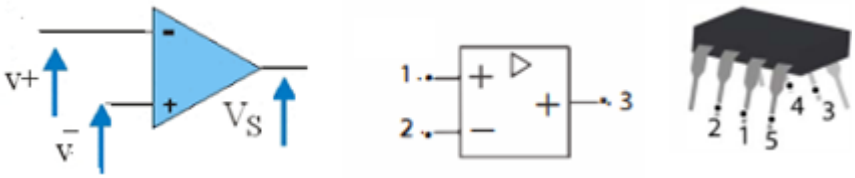
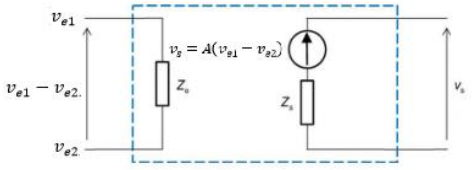
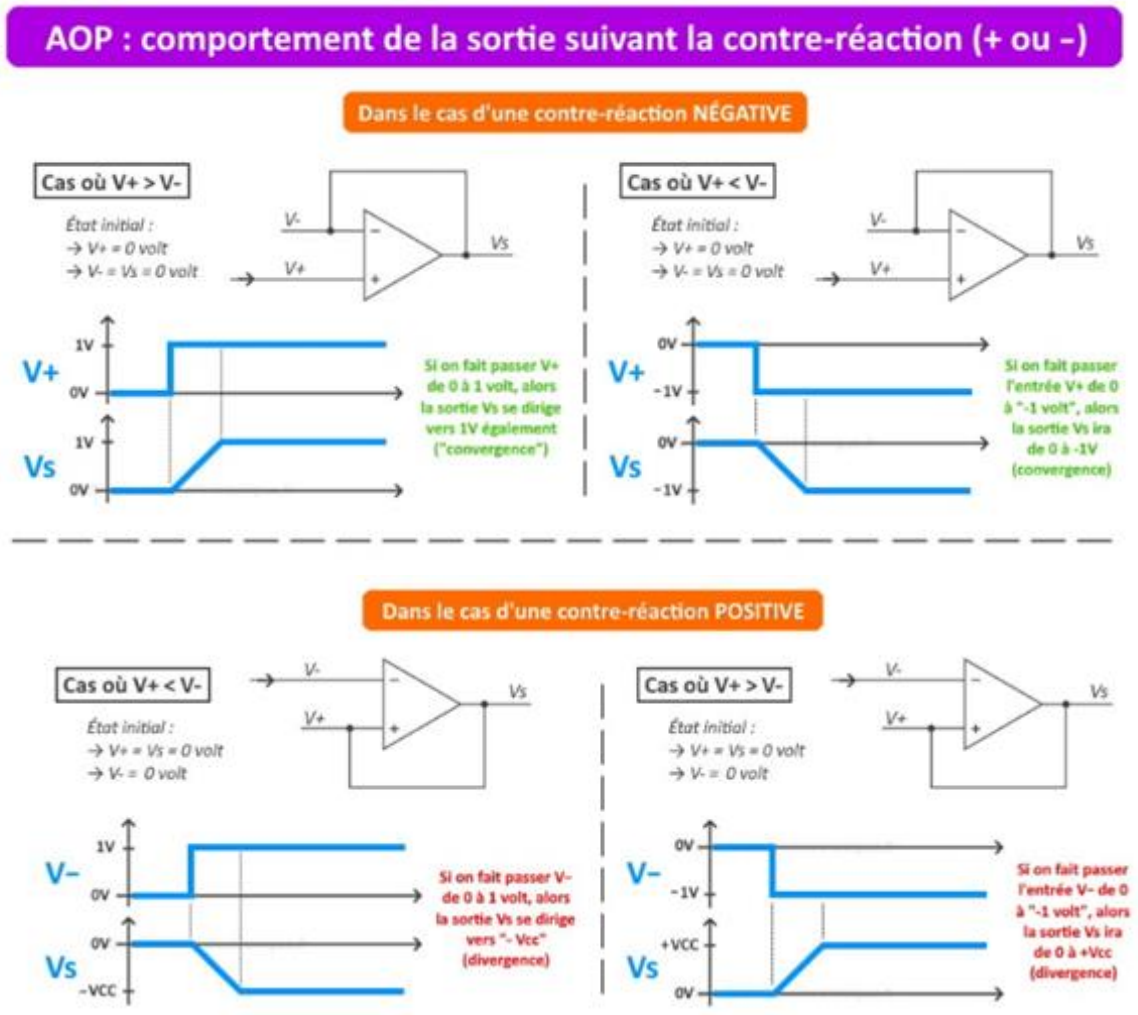


Figure1: *Représentation symbolique d'un amplificateur opérationnel. Ce circuit est enfermé à l'intérieur 'un boîtier,*

l'amplificateur opérationnel idéal qui possède, outre une impédance d'entrée infinie et une impédance de sortie nulle, un gain tendant vers l'infini.



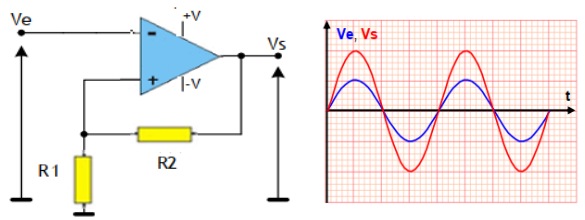
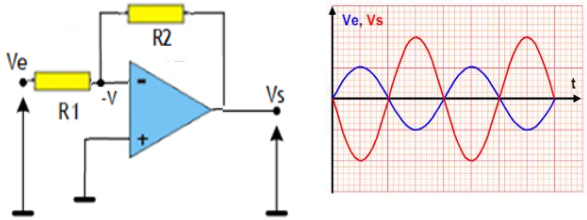
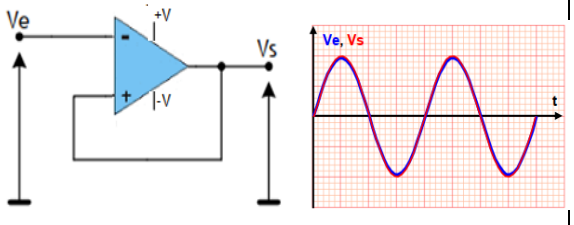
Résumé


AOP : comportement de la sortie suivant la contre-réaction (+ ou -)
Dans le cas d'une contre-réaction NÉGATIVE
Cas où V+ > V-
État initial :
→ V+ = 0 volt
→ V- = Vs = 0 volt
V-
V+
Vs
V+
Vs
1V
0V
Si on fait passer V+ de 0 à 1 volt, alors la sortie Vs se dirige vers 1V également ("convergence")
Cas où V+ < V-
État initial :
→ V+ = 0 volt
→ V- = Vs = 0 volt
0V
-1V
Si on fait passer l'entrée V+ de 0 à "-1 volt", alors la sortie Vs ira de 0 à -1V (convergence)
Dans le cas d'une contre-réaction POSITIVE
Cas où V+ < V-
État initial :
→ V+ = Vs = 0 volt
→ V- = 0 volt
V-
Si on fait passer V- de 0 à 1 volt, alors la sortie Vs se dirige vers "- Vcc" (divergence)
Cas où V+ > V-
État initial :
→ V+ = Vs = 0 volt
→ V- = 0 volt
+VCC
-VCC
Si on fait passer l'entrée V- de 0 à "-1 volt", alors la sortie Vs ira de 0 à +Vcc (divergence)

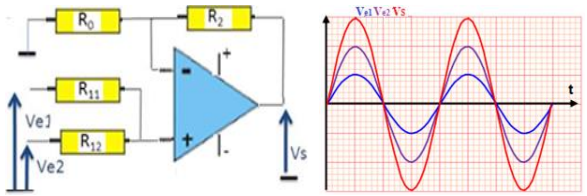
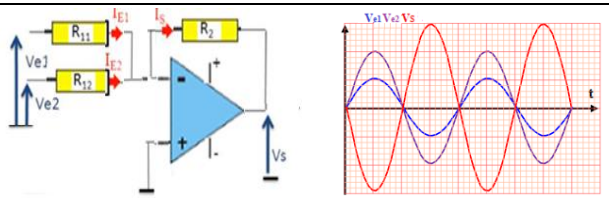
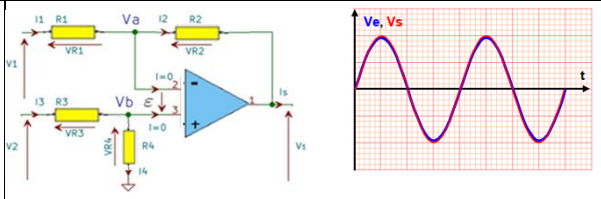
Résumé

VI. Montages de base de l'amplificateur opérationnel en régime linéaire

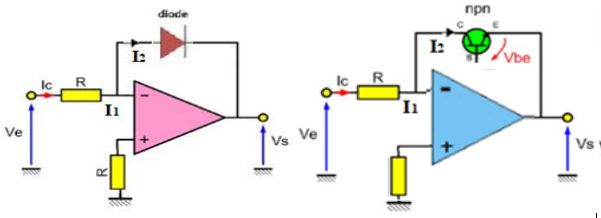
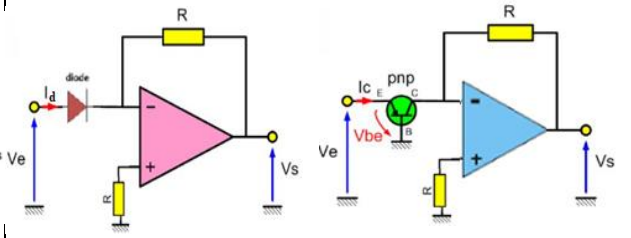
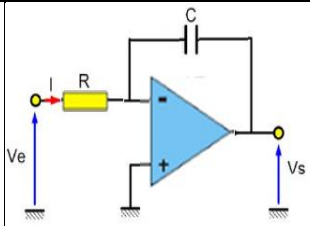
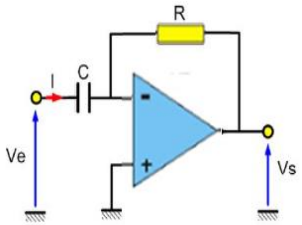
II.1. Fonctions d'amplification de base

Montage amplificateur non inverseur	*Montage amplificateur inverseur*	*Amplificateur suiveur*
		
$A_V = \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$	$A_V = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$	$A_V = \frac{V_s}{V_e} = 1$

II.2. Montages opérationnels.

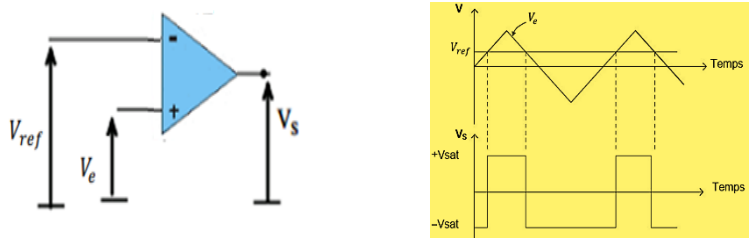
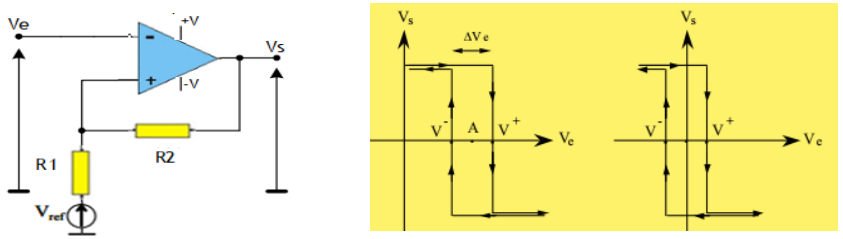
Sommateur de tension		*Soustracteur de tension*
Sommateur non inverseur	*Sommateur inverseur*	
		
$V_s = \frac{R_0 + R_2}{R_0} \times \frac{R_{12}V_{e1} + R_{11}V_{e2}}{R_{12} + R_{11}}$	$V_s = -(V_{e1} + V_{e2})$	$V_s = k(V_{e1} - V_{e2})$

Résumé

Amplificateur logarithmique	*Amplificateur exponentiel*	*Amplificateur intégrateur*	*Amplificateur dérivateur*
			
$V_s = -\frac{KT}{q}\ln\frac{V_e}{RI_0} + cte$	$V_s = -RI_0 e^{\frac{V_e}{V_T}}$	$V_s = k(V_{e1} - V_{e2})$	$V_s = RC\frac{dV_e}{dt}$

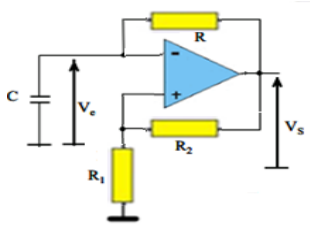
I. Les amplificateurs opérationnels en régime non linéaire

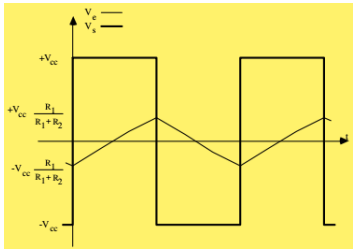
En l'absence de boucle de contre-réaction, l'amplificateur opérationnel, en général, ne se comporte plus linéairement, mais présente un fonctionnement qui l'apparente à un comparateur

III.1 Comparateur de tension	III.2 Comparateur à hystérésis : trigger Schmitt
	
$\begin{cases} V_{max} & si \quad V_+ > V_- \\ V_{min} & si \quad V_+ < V_- \end{cases}$	$V_e = \frac{V_+ + V_-}{2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ref}$

Résumé

III.3 Bascule astable ou multivibrateur astable

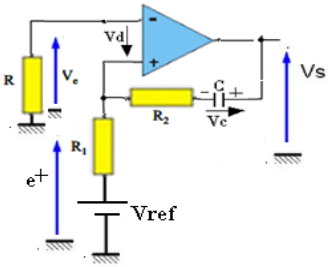


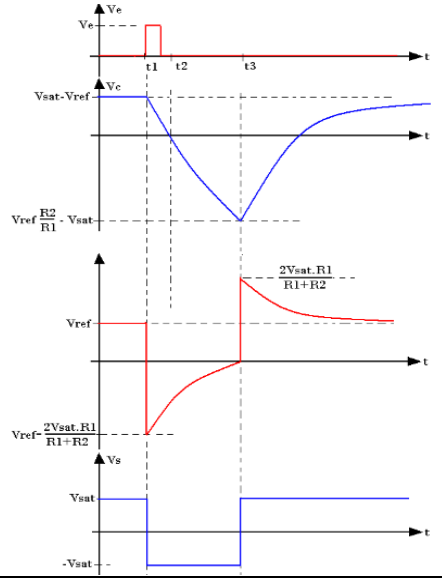


$$V_{e(t)} = (-V_{cc} + V_{+})\left(1 - e^{\frac{t-t_1}{RC}}\right) + V_{+}$$

$$V_{e(t_2)} = (-V_{cc} + V_{-})\left(1 - e^{\frac{t_2-t_1}{RC}}\right) + V_{-} = -V_{cc}\frac{R_2}{R_1+R_2}$$

III.4 *Bascule monostable*





- ***Etude de l'état stable:*** $V_C = V_{Sat} - V_{ref}$
- ***Etude de l'état instable:*** $V_C = V_{ref}\frac{R_2}{R_1} - V_{Sat}$
- ***Etude de la phase de récupération:*** $e^{+} = \frac{2R_1 V_{Sat}}{R_1+R_2}$