

Electronique générale

Tome II

Nathalie Gillieaux-Vetcour
Raoul-Philippe Delmot

Année académique : 2013-2014

Table des matières

0	INTRODUCTION	0-11
	L'ELECTRONIQUE, C'EST QUOI ?	0-11
0.1	LES SIGNAUX	0-11
0.1.1	Représentation temporelle.....	0-13
0.1.2	Spectre fréquentiel des signaux.....	0-13
0.1.3	Signaux numériques et analogiques	0-17
0.2	LES COMPOSANTS	0-18
0.2.1	Générateur ou récepteur	0-18
0.2.1.1	Caractéristique I(U) d'un dipôle.....	0-19
0.2.2	Réels ou idéaux.....	0-19
0.2.3	Passif ou actif.....	0-20
0.2.3.1	Les composants passifs.....	0-20
0.2.3.2	Les composants actifs.....	0-20
0.2.3.3	Interrupteur parfait.....	0-22
0.2.3.4	Association de dipôles	0-23
0.2.3.5	Droite de charge d'un générateur.....	0-24
0.2.3.6	Point de fonctionnement.	0-24
0.3	SCHEMAS.....	0-25
0.3.1	Masse.....	0-25
0.3.2	Terre.....	0-25
0.3.3	Schéma équivalent ou modèle	0-25
0.4	LES INDISPENSABLES	0-26
0.5	CONDENSATEUR	0-29
0.6	LABORATOIRE : ETUDE DU CIRCUIT RC.....	0-30
0.6.1	Schéma de câblage pour relever v_G , v_C et v_R	0-30
0.6.2	Etude de la réponse indicielle d'un circuit RC $\Rightarrow v_G = \text{rectangle}$	0-30
0.6.2.1	Expérience.....	0-30
0.6.2.2	Etude par analogie hydraulique	0-32
0.6.2.3	Etude mathématique théorique	0-33
0.6.3	Etude de la réponse fréquentielle d'un circuit RC $\Rightarrow v_G = \text{sinusoïde}$	0-34
0.6.3.1	« Filtres électroniques ».....	0-34
0.6.4	Etude d'un « filtre passe-haut » à cellule RC.....	0-35
0.6.4.2	Justifications théoriques	0-36
0.6.5	Exemples d'application	0-37
0.6.6	Application : filtrage du signal reçu par le récepteur « extraction » des pulses à la réception (« Barrière IR »).....	0-38

1	INTRODUCTION AUX SEMI-CONDUCTEURS.....	1-39
1.1	STRUCTURE ATOMIQUE.....	1-40
1.1.1	<i>Couches d'électrons et orbites</i>	1-40
1.1.2	<i>Liens covalents au sein d'un cristal</i>	1-41
1.2	SEMI-CONDUCTEUR INTRINSEQUE.....	1-42
1.2.1	<i>Liaison de covalence : semi-conducteur non excité</i>	1-43
1.2.2	<i>Ionisation thermique : génération de paires électron-trou</i>	1-43
1.2.3	<i>Hauteur de bande interdite Génération de paires électron-trou</i>	1-44
1.2.4	<i>Recombinaison</i>	1-45
1.3	CONDUCTION DES SEMI-CONDUCTEURS.....	1-46
1.3.1	<i>Mobilité des porteurs de charge : électrons et trous</i>	1-46
1.4	SILICIUM DOPE N.....	1-48
1.5	SILICIUM DOPE P.....	1-49
1.6	FORMATION DE LA JONCTION PN.....	1-50
1.6.1	<i>Barrière de potentiel</i>	1-51
1.6.2	<i>Diagrammes énergétiques de la jonction PN</i>	1-52
1.7	POLARISATION DE LA JONCTION PN	1-53
1.7.1	<i>Jonction PN polarisée en sens direct</i>	1-53
1.7.1.1	Effet de la polarisation directe sur la zone de déplétion	1-53
1.7.1.2	Courant direct de la jonction.....	1-54
1.7.1.3	Capacité de transition	1-54
1.7.2	<i>Jonction PN polarisée en inverse</i>	1-55
1.7.2.1	Courant transitoire.....	1-55
1.7.2.2	Courant inverse de saturation	1-55
1.7.2.3	Capacité de transition	1-56
1.7.2.4	Claquage.....	1-56
1.7.2.5	Effet Zener.....	1-56
1.7.3	<i>Caractéristique électrique de la jonction</i>	1-57
1.8	CARACTERISTIQUE COURANT – TENSION D'UNE JONCTION PN	1-58
1.9	DIODE.....	1-59
1.9.1	<i>Polarisation et branchements</i>	1-59
1.9.2	<i>Configurations typiques et boîtier</i>	1-59
2	DIODES.....	2-61
2.1	MODELISATION DE LA DIODE	2-63
2.1.1	<i>Modèle idéal : interrupteur parfait</i>	2-64
2.1.2	<i>Modèle pratique : diode avec seuil</i>	2-65
2.1.3	<i>Modèle complet : diode avec seuil et résistance</i>	2-66
2.1.4	<i>Exercices</i>	2-67
2.1.5	<i>Laboratoire : étude de la diode</i>	2-70
2.1.6	<i>Analogie hydraulique</i>	2-72

Table des matières

2	DIODES.....	2-61
2.1	MODELISATION DE LA DIODE	2-63
2.1.1	Modèle idéal : interrupteur parfait	2-64
2.1.2	Modèle pratique : diode avec seuil.....	2-65
2.1.3	Modèle complet : diode avec seuil et résistance	2-66
2.1.4	Exercices	2-67
2.1.5	Laboratoire : étude de la diode.....	2-70
2.1.6	Analogie hydraulique	2-72
2.2	LES REDRESSEURS.....	2-73
2.2.1	Bloc d'alim	2-74
2.2.2	Redresseur à tension d'entrée couplée par un transformateur :	2-74
2.2.3	Redressement « simple alternance »	2-75
2.2.4	Redresseur double alternance	2-77
2.2.4.1	Redresseur double alternance à point milieu	2-77
2.2.4.2	Redresseur « double alternance » en pont de Graetz	2-79
2.2.5	Redresseurs triphasés.....	2-80
2.2.6	Récapitulatif des 3 types de redresseurs.....	2-81
2.2.7	Alimentation symétrique.....	2-82
2.2.8	Bloc filtrage de l'alimentation.....	2-83
2.2.8.1	Redresseur simple alternance - Filtre à condensateur	2-83
2.2.8.2	Redresseur double alternance – filtre à condensateur	2-85
2.2.8.3	Alimentation symétrique	2-86
2.2.9	Régulateur de tension à circuit intégré	2-89
2.2.9.1	Alimentation simple : 5V	2-90
2.2.9.2	Alimentation double : +/- 15V.....	2-90
2.2.10	Exercices.....	2-91
2.2.11	Laboratoire : redressement et filtrage.....	2-92
2.2.11.1	Redressement simple alternance.....	2-92
2.2.11.2	Redressement double alternance à pont de Graetz.....	2-93
2.2.11.3	Redressement "double alternance" à point milieu	2-94
2.3	LES MONTAGES PETITS SIGNAUX D'UTILISATION DE LA DIODE.....	2-95
2.3.1	Circuits limiteurs de niveau ou écrêteurs.....	2-96
2.3.2	Limiteur à niveau variable	2-97
2.3.2.1	Applications :	2-98
2.3.3	Circuits de fixation de niveau DC à diode ou clamper.....	2-99
2.3.3.1	Application :.....	2-100
2.3.4	Détecteur de crête	2-100
2.3.4.1	Laboratoire :	2-101
2.3.5	Multiplicateurs de tension.....	2-102
2.3.5.1	Doubleur de tension.....	2-102
2.3.5.2	Détecteur de crête à crête.....	2-103
2.3.5.3	Extensions	2-104
2.3.5.4	Laboratoire	2-105
2.3.6	Exercices	2-106
2.4	DIODES A USAGES PARTICULIERS.....	2-109
2.4.1	Diode « de redressement » (Rectifier diode).....	2-110
2.4.1.1	Fiche technique.....	2-110
2.4.2	Diode « petit signal » (Small signal diode).....	2-112
2.4.2.1	Temps de recouvrement inverse	2-112
2.4.2.2	"Rapidité" d'une diode (vitesse de commutation) τ_{tr}	2-113
2.4.3	Diode « Zéner » (Voltage regulator diode).....	2-114
2.4.3.1	Caractéristique et modèles équivalents.....	2-114
2.4.3.2	Applications.....	2-117
2.4.3.3	Laboratoire : régulation de tension par diode Zéner	2-122
2.4.3.4	Exercices	2-124
2.4.4	Composants optoélectroniques.....	2-127
2.4.4.1	Diode électroluminescente LED.....	2-127
2.4.4.2	Photodiode.....	2-131
2.4.4.3	Optocoupleur.....	2-131
2.4.4.4	Les capteurs optiques	2-132

Table des matières

3	LE TRANSISTOR.....	3-137
3.1	TRANSISTOR : COMPOSANT TRIPOLE ... « DIPOLE » COMMANDE	3-137
3.2	TYPES DE TRANSISTORS ET LEUR PARAMETRE DE COMMANDE	3-138
3.3	TYPES DE BOITIERS D'UN TRANSISTOR ET CATEGORIES DE TRANSISTORS	3-138
3.4	DOMAINES D'UTILISATIONS DES DIFFÉRENTS TYPES DE TRANSISTORS	3-139
3.4.1	Performances des différents types de transistors	3-139
3.4.2	Domaines d'utilisations des différents types de transistors.....	3-139
3.5	CARACTERISTIQUES ET MODELES DE SORTIE D'UN TRANSISTOR.....	3-140
3.5.1	Caractéristique de sortie d'un transistor	3-140
3.5.2	Types de fonctionnement et modèles de sortie d'un transistor	3-140
3.5.2.1	« Zone résistive » (aussi appelée « Région ohmique »)	3-140
3.5.2.2	Zone « à courant constant »	3-141
3.5.2.3	« Blocage »	3-142
3.6	FONCTIONS D'UN TRANSISTOR.....	3-143
3.7	CARACTERISTIQUES D'ENTREE DES DIFFERENTS TYPES DE TRANSISTORS	3-144
3.7.1	Modèle d'entrée d'un BJT.....	3-144
3.7.2	Modèle d'entrée d'un JFET, MOSFET et IGBT.....	3-144
3.8	RESOLUTION D'UN MONTAGE A TRANSISTORS	3-145
3.8.1	Résolution analytique	3-145
3.8.2	Résolution graphique	3-145
3.8.3	« Saturation » dans un montage à résistance de charge	3-146
3.8.3.1	Origine de la saturation, seuil de saturation et sursaturation.....	3-146
3.8.3.2	Condition pratique de fonctionnement en régime saturé.....	3-146
3.9	MAITRISE DES PARAMETRES D'UN TRANSISTOR.....	3-151
3.9.1	Défauts de linéarité	3-151
3.9.2	Effet de la température	3-152
3.9.3	Dispersion des caractéristiques	3-152
3.10	CRITERES DE CHOIX D'UN TRANSISTOR.....	3-153
3.10.1	Tension V_{TR} maximale.....	3-153
3.10.2	Courant de crête $I_{TR(max)}$ maximal.....	3-153
3.10.3	Courant moyen $I_{TR(AV)}$ maximal ^[1]	3-153
3.10.4	Puissance moyenne maximale	3-153
3.10.5	Région de fonctionnement permis en régime continu	3-155
3.10.6	Critères de choix supplémentaires en régime dynamique	3-155
3.11	CHOIX DU « TYPE DE POLARITE » DU TRANSISTOR ... TYPE N / TYPE P ?	3-156
3.12	APPLICATION DE LABORATOIRE	3-157
4	STRUCTURE INTERNE ET FONCTIONNEMENT DES TRANSISTORS.....	4-161
4.1	<u>BJT (BIPOLAR JUNCTION TRANSISTOR) ^[1]</u>	4-162
4.1.1	<u>Structure interne d'un BJT et types de BJT</u>	4-162
4.1.2	<u>BJT \neq 2 diodes montées en « tête-bêche »</u>	4-163
4.1.3	<u>Fonctionnement en zone « à courant c^{st} » ... « l'effet transistor »</u>	4-163
4.1.3.1	<u>Principe de « l'effet transistor »</u>	4-163
4.1.3.2	<u>Application pratique ... le BJT</u>	4-164
4.1.3.3	<u>Conditions d'obtention de « l'effet transistor »</u>	4-165
4.1.4	<u>Fonctionnement en zone « résistive »</u>	4-166
4.1.5	<u>Fonctionnement au « blocage »</u>	4-166
4.1.6	<u>Paramètre de commande d'un BJT</u>	4-166
4.1.6.1	<u>Commande « réelle » du BJT ... commande en tension</u>	4-166
4.1.6.2	<u>Commande « pratique » du BJT ... commande en courant</u>	4-167
4.1.7	<u>« Gain » en courant</u>	4-168
4.1.8	<u>Test d'un BJT</u>	4-168
4.2	<u>TRANSISTOR DARLINGTON</u>	4-169

Table des matières

4.3	JFET (JUNCTION FIELD EFFECT TRANSISTOR)	4-170
4.3.1	<i>Domaines d'utilisation du JFET</i>	4-170
4.3.2	<i>Structure interne et principe de fonctionnement d'un JFET</i>	4-170
4.3.3	<i>Types de JFET et leur symbole</i>	4-171
4.3.4	<i>Fonctionnement en zone « résistive »</i>	4-171
4.3.5	<i>Fonctionnement en zone « à courant c^{st} » ... « pincement »</i>	4-171
4.3.6	<i>Fonctionnement au « blocage »</i>	4-172
4.3.7	<i>Paramètres d'un JFET</i>	4-172
4.3.8	<i>Précaution d'utilisation particulière d'un JFET relative à sa polarisation</i>	4-173
4.3.9	<i>Test d'un JFET</i>	4-173
4.4	MOSFET (METAL OXYDE SEMICONDUCTOR FIELD EFFECT TRANSISTOR) ^[1]	4-174
4.4.1	<i>Principe général de fonctionnement</i>	4-174
4.4.2	<i>E-MOSFET ^[1] : MOSFET « à enrichissement »</i>	4-175
4.4.3	<i>Fonctionnement en zone « résistive »</i>	4-175
4.4.4	<i>Fonctionnement en zone « à courant c^{st} » ... « pincement »</i>	4-175
4.4.5	<i>Fonctionnement au « blocage »</i>	4-176
4.4.6	<i>D-MOSFET ^[1] : MOSFET « à appauvrissement (et enrichissement) »</i>	4-176
4.4.7	<i>Fonctionnement au « blocage »</i>	4-176
4.4.8	<i>Caractéristique de transfert d'un D-MOSFET</i>	4-177
4.4.9	<i>MOSFET de puissance</i>	4-177
4.4.10	<i>MOSFET à double grille</i>	4-177
4.5	IGBT	4-178
4.5.1	<i>Structure interne d'un IGBT</i>	4-178
4.5.2	<i>Caractéristique de sortie</i>	4-179
4.5.3	<i>Caractéristiques en commutation</i>	4-179
4.6	PRECAUTIONS DE MANIPULATIONS DES FET	4-180
5	TRANSISTORS EN COMMUTATION	5-181
5.1	COMPARAISON INTERRUPTEURS « STATIQUES » – « ELECTROMECHANIQUES ».....	5-181
5.2	MATERIALISATION D'UN INTERRUPTEUR PAR UN TRANSISTOR ^[1]	5-182
5.2.1	<i>Etat OFF</i>	5-182
5.2.2	<i>Etat ON</i>	5-182
5.3	DIMENSIONNEMENT.....	5-183
5.3.1	<i>Choix d'un transistor utilisé en commutation</i>	5-183
5.3.2	<i>Dimensionnement du circuit de commande</i>	5-183
5.3.2.1	<i>Etat OFF</i>	5-183
5.3.2.2	<i>Etat ON</i>	5-183
5.4	CARACTERISTIQUES STATIQUES D'UN TRANSISTOR EN COMMUTATION.....	5-185
5.4.1	<i>Modèle d'un transistor utilisé en commutation</i>	5-185
5.4.2	<i>Pertes de conduction</i>	5-185
5.5	CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES D'UN TRANSISTOR EN COMMUTATION.....	5-186
5.5.1	<i>Réponse d'un transistor en commutation</i>	5-186
5.5.2	<i>Retards à la commutation</i>	5-186
5.5.2.1	<i>Temps d'établissement du canal conducteur</i>	5-186
5.5.2.1.1	<i>Temps de retard $t_{d(ON)}$ (ON delay time)</i>	5-186
5.5.2.1.2	<i>Temps de montée t_r (rise time)</i>	5-187
5.5.2.1.3	<i>Effet de la sursaturation</i>	5-187
5.5.2.1.4	<i>Durée de commutation OFF/ON : t_{ON}</i>	5-188
5.5.2.2	<i>Temps de suppression du canal conducteur</i>	5-188
5.5.2.2.1	<i>Temps de retard $t_{d(OFF)}$ (OFF delay time) ou Temps de stockage t_s (storage time)</i>	5-188
5.5.2.2.2	<i>Temps de descente t_f (fall time)</i>	5-189
5.5.2.2.3	<i>« Sur-polarisation » à l'état OFF</i>	5-189
5.5.2.2.4	<i>Durée de commutation ON/OFF : t_{OFF}</i>	5-190
5.5.2.3	<i>Effet de la capacité d'entrée d'un FET ou d'un IGBT</i>	5-190
5.5.2.4	<i>Effet de la capacité de sortie d'un transistor</i>	5-191
5.5.2.5	<i>Effet de la capacité entrée-sortie d'un transistor</i>	5-191
5.5.3	<i>Pertes de commutation</i>	5-191
5.6	PERTES DANS UN TRANSISTOR EN COMMUTATION.....	5-192
5.6.1	<i>En « basses » fréquences</i>	5-192
5.6.2	<i>En « hautes » fréquences</i>	5-192

Table des matières

6	AMPLIFICATION A TRANSISTORS	6-193
6.1	NOTION D'AMPLIFICATION	6-194
6.1.1	<i>Qu'est-ce qu'un amplificateur ? ... Objectif de l'amplification</i>	6-194
6.1.2	<i>Principe de l'amplification</i>	6-195
6.2	TYPES ET STRUCTURES FONDAMENTALES DES AMPLIFICATEURS	6-196
6.2.1	<i>Types d'amplificateurs</i>	6-196
6.2.2	<i>Structures fondamentales des amplificateurs</i>	6-196
6.3	AMPLIFICATEUR DE TENSION « CLASSE A » ^[1]	6-197
6.3.1	<i>Principe</i>	6-197
6.3.2	<i>Point de repos Q</i>	6-198
6.3.3	<i>Montage de polarisation</i>	6-200
6.3.3.1	« Polarisation de base »	6-200
6.3.3.1.1	Cas d'un MOSFET (« Polarisation de grille »)	6-200
6.3.3.1.2	Cas d'un BJT	6-201
6.3.3.2	« Polarisation par pont diviseur de tension »	6-201
6.3.3.2.1	Cas d'un MOSFET	6-202
6.3.3.2.2	Cas d'un BJT	6-202
6.3.3.2.3	Principe physique de fonctionnement de la stabilisation par « pont diviseur »	6-204
6.3.4	<i>Condensateurs de liaisons</i>	6-205
6.3.5	<i>Etude d'un amplificateur</i>	6-206
6.3.5.1	Etude du « régime statique »	6-206
6.3.5.1.1	Cas d'un amplificateur à MOSFET	6-206
6.3.5.1.2	Cas d'un amplificateur à BJT	6-208
6.3.5.2	Etude du « régime dynamique »	6-209
6.3.5.2.1	Cas d'un amplificateur à MOSFET	6-210
6.3.5.2.2	Cas d'un amplificateur à BJT	6-214
6.3.5.2.3	Gain en tension global du montage amplificateur	6-227
6.3.5.2.4	Gain en courant du montage amplificateur	6-227
6.3.5.2.5	Gain en puissance du montage amplificateur	6-227
6.3.5.2.6	Régime « petits signaux » et « grands signaux »	6-228
6.3.5.2.7	Réponse fréquentielle du montage amplificateur	6-228
6.4	AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE	6-230
6.4.1	<i>Adaptation d'impédances dans le cas d'un amplificateur de puissance</i>	6-230
6.4.2	<i>Amplificateur de puissance "classe A" à structure "collecteur commun" ^[1]</i>	6-231
6.4.2.1	Etude en régime statique (régime de polarisation).....	6-231
6.4.2.2	Etude en régime alternatif.....	6-231
6.4.2.2.1	Schéma équivalent "AC" du montage (en « bande passante » ^[1]).....	6-231
6.4.2.2.2	Gain en tension à vide A_0 de l'amplificateur	6-232
6.4.2.2.3	Résistance d'entrée de l'amplificateur (en « bande passante » ^[1])	6-232
6.4.2.2.4	Résistance de sortie de l'amplificateur (en « bande passante » ^[1])	6-232
6.4.3	<i>Amplificateur de puissance "classe B" et "AB" ou "push-pull"</i>	6-233
6.4.3.1	Principe de fonctionnement	6-233
6.4.3.2	Distorsion de croisement	6-234
6.4.3.3	Amplificateurs "classe AB"	6-234
6.4.4	<i>Augmentation de l'impédance d'entrée d'un amplificateur</i>	6-235
6.4.5	<i>Autres principales classes d'amplificateurs de puissance</i>	6-235
6.4.5.1	"Classes G et H"	6-235
6.4.5.2	"Classe D" ("S" chez Sony, "I" chez Crown, "T" chez Tripath).....	6-235

Table des matières

7	QUELQUES AUTRES APPLICATIONS DES TRANSISTORS	7-237
7.1	COMMUTATEURS ANALOGIQUES A JFET	7-238
7.1.1	Commutateur analogique de type « shunt »	7-238
7.1.2	Commutateur analogique de type « série »	7-238
7.1.3	Multiplexage analogique	7-239
7.2	COMMUTATEUR ANALOGIQUE A MOSFET	7-239
7.3	MONTAGE « INJECTEUR DE COURANT » A JFET	7-240
7.4	MONTAGE « INJECTEUR DE COURANT » A BJT	7-240
7.5	LIMITEUR DE COURANT A JFET	7-240
7.6	RESISTANCE COMMANDEE A JFET	7-241
7.6.1	Contrôle automatique de gain	7-241
7.6.2	Contrôle du gain d'un oscillateur pour signaux sinusoïdaux à pont de Wien	7-241
7.7	INVERSEUR EN TECHNOLOGIE N-MOS	7-242
7.8	INVERSEUR EN TECHNOLOGIE CMOS	7-243
7.9	CHARGE ACTIVE [□]	7-244

ANNEXE

Projet du laboratoire : barrière optique infra-rouge

0 Introduction

L'électronique, c'est quoi ?

Voici le premier volet de votre formation en électronique !

L'électronique est une science technique de l'ingénieur, qui utilise les composants dits semi conducteurs :

- composants discrets : diode, transistor en BAC2 ;
- ou circuits intégrés : CI (puces électroniques : amplificateurs opérationnels et circuits de l'électronique numérique) en BAC3 ;
- pour aboutir à l'étude des composants microélectroniques en MA1 comme les microprocesseurs et microcontrôleurs qui sont à la base des montages d'électronique embarquée (embedded circuits).

L'électronique se divise en deux branches principales :

- L'électronique de puissance où les systèmes électroniques gèrent les conversions de puissance (*courants forts*)
- L'électronique de **traitement de signal** qui exploite les signaux c-à-d des grandeurs physiques (ici électriques : courant, tension, fréquence, ...) porteuses d'information (*courants faibles*).

C'est essentiellement cette partie traitement de signal que nous traiterons dans les cadres des cours d'électronique de l'unité 7 (l'électronique de puissance fera l'objet de cours de l'unité 5). Après l'étude des composants discrets, nous envisagerons l'analyse de leurs interconnexions pour réaliser une large variété de fonctions : principalement, l'amplification qui est à la base de l'électronique analogique et le fonctionnement en commutation qui est à la base de l'électronique numérique.

0.1 Les signaux

Nous exploitons une large variété de signaux physiques : température, vitesse, ... ou encore audios, vidéos, ... Par exemple, l'information relative à la météo est fournie par l'analyse de signaux comme la température, la pression atmosphérique, la vitesse du vent, ... Pour disposer de ces signaux et les exploiter de manière conviviale, des capteurs « électroniques » transforment ces signaux physiques en signaux électriques souvent sous forme d'une tension ou encore d'un

courant. L'information est alors portée par l'évolution de l'**amplitude** de ces signaux variables au cours du **temps**.

Les exemples ci-dessous de signaux observés sur un oscilloscope nous permettent de mettre en évidence plusieurs types de signaux :

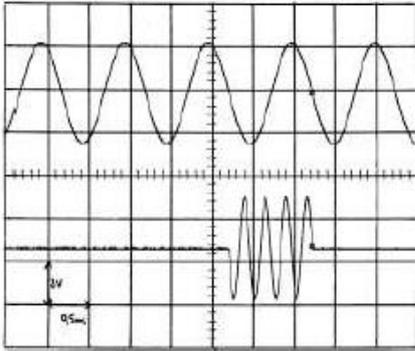


Figure 1. Deux signaux simples : signal périodique et salve

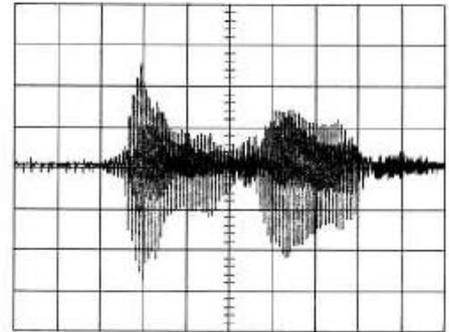


Figure 2. Enregistrement du mot « bonjour »
Echelle: 10 mV et 100 ms par carreau

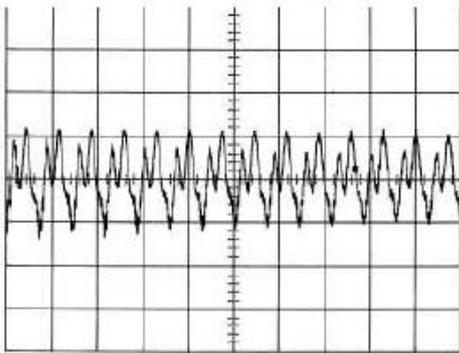


Figure 3. Zoom du signal précédent sur la lettre « b »

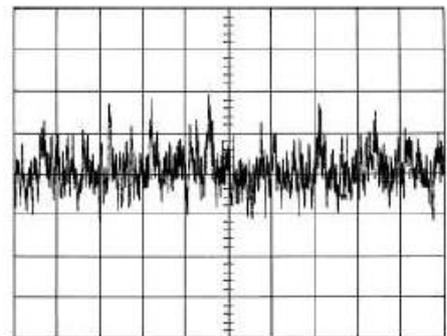
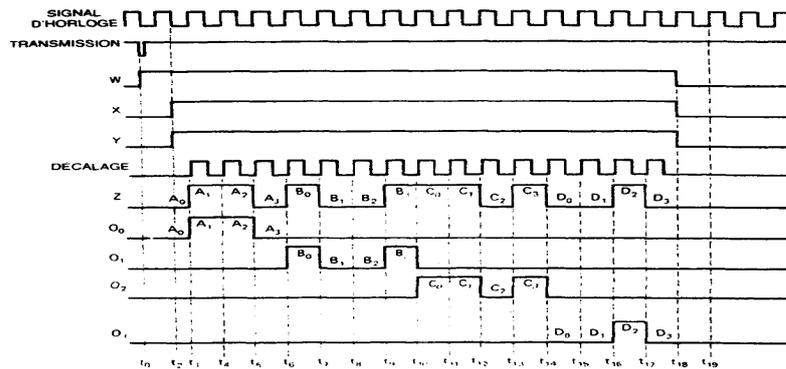


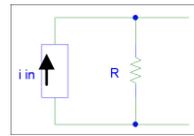
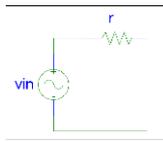
Figure 4. Signal aléatoire correspondant à du bruit



On peut donc classer les signaux en 4 catégories :

- les signaux périodiques,
- les signaux non périodiques déterministes (impulsion, salve),
- les signaux pseudo-aléatoires (données numériques sur une liaison),
- les signaux aléatoires (bruit électrique)

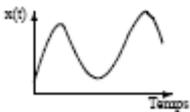
Il est possible de **modéliser** ces signaux par un des deux schémas équivalents suivants :



La première forme appelée **schéma équivalent de Thévenin** est la plus utilisée : elle consiste en un générateur parfait en série avec une résistance r (idéalement de valeur faible).

Formules de Norton – Thévenin pour passer d'un schéma à l'autre : $\begin{cases} r = R \\ v_{in} = R.i_{in} \end{cases}$ ou $\begin{cases} R = r \\ i_{in} = \frac{v_{in}}{R} \end{cases}$

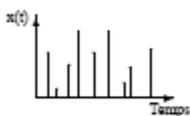
0.1.1 Représentation temporelle



Le signal évolue continuellement au cours du temps. L'information est donc portée par son amplitude au cours du temps. Généralement, il est difficile de donner l'équation mathématique $f(t) = \dots$ si le signal est quelconque.

Mais dans le cas d'un signal périodique, on qualifiera le signal par son amplitude et sa fréquence et l'équation s'écrira : $x(t) = A.\sin \omega t$

(Pour rappel : $f = \frac{1}{T}$ $\omega = 2\pi f$)



Si l'on ne dispose de la valeur du signal qu'à des moments distincts, on parlera de signaux discrets. C'est le cas par exemple, d'un système qui ferait l'acquisition de la température et qui en mémoriserait la valeur toutes les heures.

0.1.2 Spectre fréquentiel des signaux

Une caractéristique essentielle d'un signal est son contenu spectral que l'on peut trouver par le biais d'outils mathématiques comme la transformée de Fourier. L'intérêt est de pouvoir représenter un signal par sa composante moyenne et par ses composantes sinusoïdales de différentes fréquences et de différentes amplitudes. Voilà pourquoi il sera si important pour nous d'étudier le fonctionnement des circuits électroniques pour les signaux continus (DC) et pour les signaux sinusoïdaux (AC) qui sont caractérisés par leur amplitude et leur fréquence.

La décomposition en série de Fourier d'un signal périodique comporte une sinusoïde de même fréquence que le signal originel (dite fondamentale) et des harmoniques qui sont des fréquences multiples de la fondamentale.

Théorème de Fourier → notion de « composantes continue et alternative »

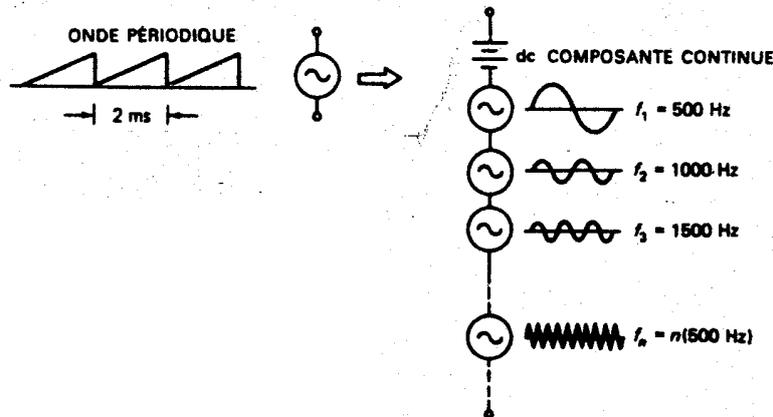
$$s = (s)_{\text{moy}} + \sum_{i=1}^{i=\infty} A_{m(i)} \cdot \sin(i \cdot \omega \cdot t + \alpha_i) \quad \text{avec} \quad (s)_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T s \cdot dt \quad \text{et} \quad \omega = 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{signal}}$$

Selon Fourier, tout signal périodique s est équivalent à la somme de sa *moyenne* (la *composante continue*) et d'un ensemble (infini) de *sinusoïdes de fréquences multiples* (harmoniques) de la fondamentale (fréquence du signal s) (la *composante alternative*)

$$\begin{aligned} \text{Signal périodique quelconque} &= \text{Composante Continue} + \text{Composante Alternative} \\ &= \text{DC} + \text{AC} \end{aligned}$$

Exemple d'un signal en « dents de scie »

$$\begin{aligned} s &= A \cdot T/2 + (A/\pi) \cdot \sin(1\omega t) + (A/2\pi) \cdot \sin(2\omega t) + (A/3\pi) \cdot \sin(3\omega t) + (A/4\pi) \cdot \sin(4\omega t) + \dots \\ \text{ONDE PÉRIODIQUE} &= \text{COMP. CONTINUE} + \text{FONDAMENTALE} + \text{HARMONIQUE 2} + \text{HARMONIQUE 3} + \text{HARMONIQUE 4} + \dots \end{aligned}$$



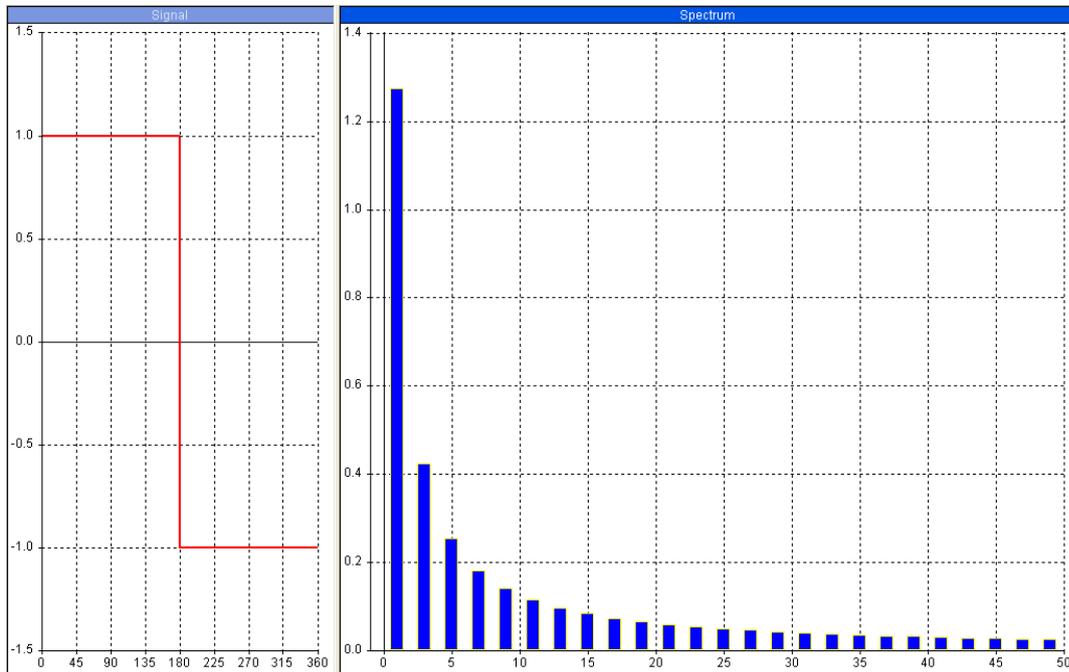
Par application du **thm de Superposition** : Les effets produits par un signal périodique de forme quelconque sont identiques à la superposition des effets engendrés par sa partie continue, sa fondamentale et ses harmoniques.

On peut ainsi représenter un signal de deux manières : comme un signal variable en amplitude au cours du temps $v(t)$ ou selon son spectre fréquentiel $V(f)$. Les exemples suivants ont pour objectif de vous illustrer le lien entre les deux domaines de représentation :

- A gauche, les diagrammes temporels $v(t)$
- A droite, les diagrammes fréquentiels $V(f)$

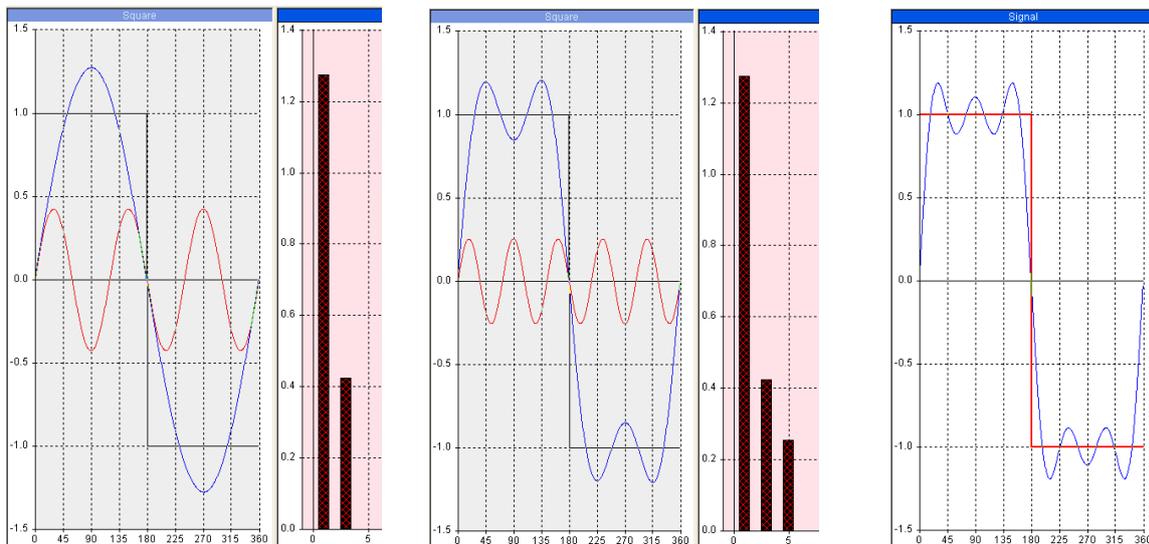
Le théorème de Fourier est à la base de la notion de « *spectre d'un signal* »

Le spectre du signal carré est :

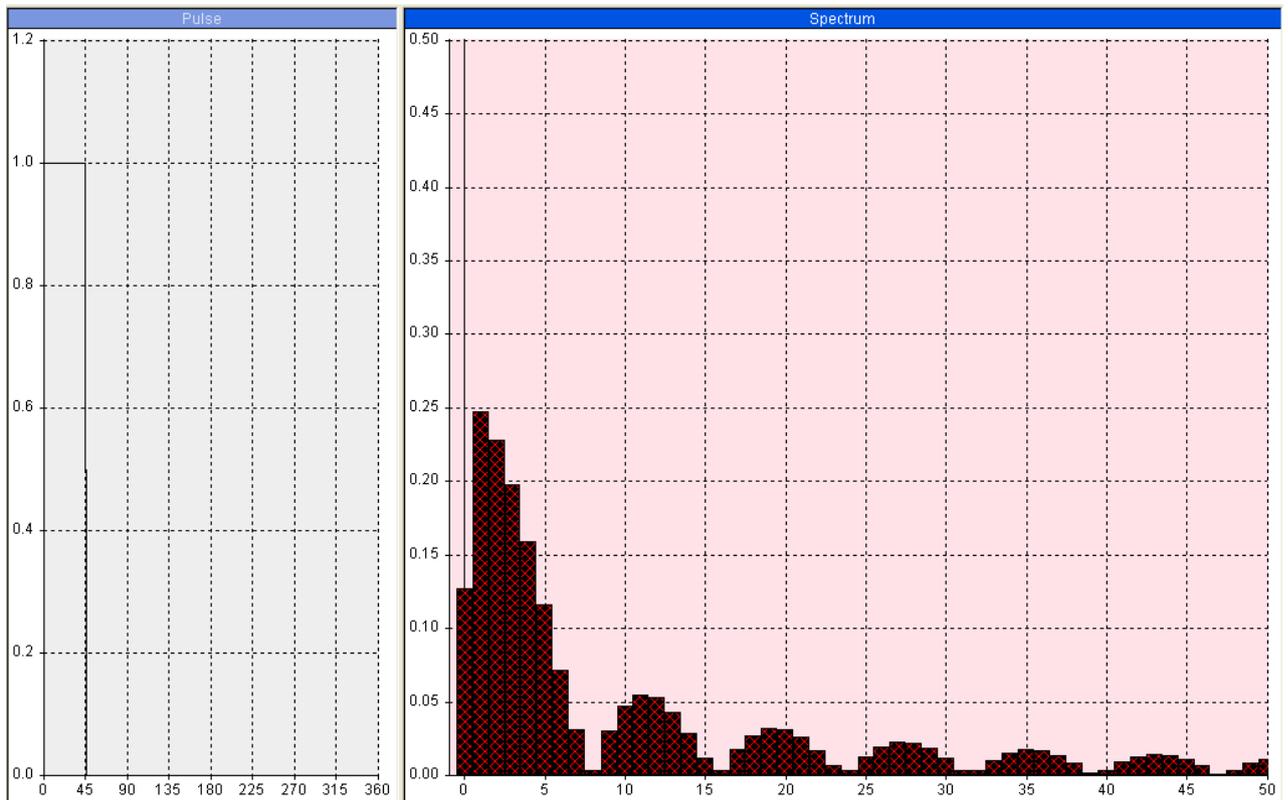


On constate qu'un signal carré exploite les harmoniques impaires.

Si l'on se limite aux premières harmoniques, le signal devient :



Le spectre d'un signal pulsé est :



La transformée de Fourier peut aussi s'appliquer à des signaux non périodiques mais dans ce cas, le spectre comporte toutes les fréquences possibles. Par exemple dans le domaine de l'audio, les signaux audibles (parole, musique, ...) vont de 20 Hz à 20 kHz et dans le domaine de la vidéo, les signaux analogiques vont jusqu'à 4,5 MHz.

0.1.3 Signaux numériques et analogiques

Les signaux peuvent être de deux natures ce qui nous mènera à aborder deux aspects de l'électronique : l'électronique analogique et l'électronique numérique.

- Les grandeurs **analogiques** ^[1] peuvent prendre n'importe quelle valeur à l'intérieur d'une plage et chaque valeur (et il en existe une infinité) a une signification. La plupart des grandeurs physiques réelles sont analogiques.
- Les grandeurs **numériques** ^[2] expriment une grandeur physique à l'aide de symboles (chiffres) et évoluent de manière *discontinue* (on parle de valeurs discrètes).

Rappels des notions importantes

Les schémas électroniques font intervenir des composants ayant un comportement simple à décrire mathématiquement (R, C), et des semi-conducteurs qui ont un comportement plus complexe. Pour analyser les circuits électroniques et prévoir leur comportement, nous allons proposer des **schémas équivalents** des composants électroniques (cfr modèles des logiciels de simulation) conçus à partir de composants simples : résistances, sources de tension, de courant, ... Ces schémas équivalents seront valides, **sous certaines hypothèses bien définies**. Ils nous permettront de ramener l'étude de montages électroniques à l'étude de différents montages électriques \equiv ensemble de composants électriques idéaux interconnectés par des conducteurs (= matériau transportant parfaitement le courant électrique).

Si vous voulez pouvoir aborder le cours d'électronique de deuxième année dans de bonnes conditions, assurez-vous de maîtriser les notions suivantes qui ont fait l'objet des cours d'électricité. Nous insisterons ici sur les notions et théorèmes fondamentaux :

¹ comme c'est le cas d'un tachymètre qui indique la vitesse d'une voiture par la déviation d'une aiguille : la position angulaire est proportionnelle à la vitesse du véhicule et toute accélération, ou ralentissement, se traduit par un déplacement correspondant de l'aiguille.

² comme c'est le cas d'une horloge numérique qui utilise des chiffres pour représenter les heures, les minutes et les secondes. Alors que l'heure du jour est une variable continue (hélas ...), les chiffres de l'affichage, eux, ne varient pas continûment mais progressent par pas d'une seconde.

0.2 Les composants

Avant tout, les circuits électroniques s'apparentent aux circuits électriques : notre première démarche sera toujours de modéliser les circuits électroniques sous forme de circuits électriques ne comportant que des éléments idéaux. Pour un même circuit électronique, il y aura plusieurs modèles selon les différentes conditions de polarisation.

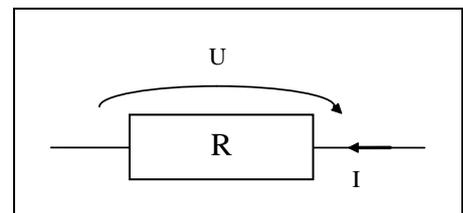
Un composant électrique est, dans le cas le plus simple, un **dipôle** c'est-à-dire un composant qui présente deux ^[3] bornes d'accès entre lesquelles peut circuler un courant électrique et qui présente à ses bornes une différence de potentiel.

0.2.1 Générateur ou récepteur

Il existe communément deux conventions pour représenter le sens du courant et de la tension relative à un dipôle :

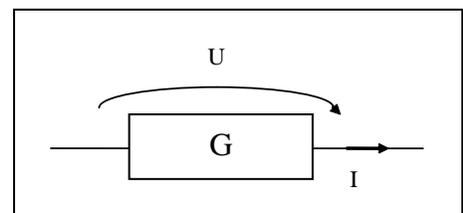
- **Récepteur** comme c'est le cas des résistances, selfs ou condensateurs mais aussi, comme nous le verrons, des diodes et des transistors.
Élément qui absorbe de l'énergie.

Les conventions de signes d'un élément « récepteur » sont : *flèches de tension et courant en sens opposés.*



- **Générateur** comme c'est le cas pour les générateurs, piles, cellules photovoltaïques, ...
Élément qui fournit de l'énergie.

Les conventions de signes d'un élément « générateur » sont : *flèches de tension et courant dans le même sens.*

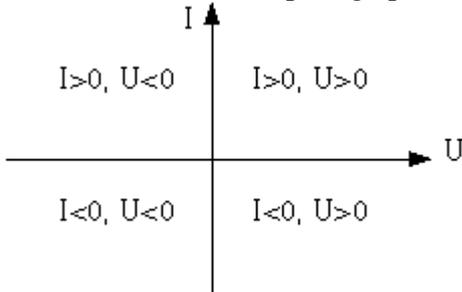


³ Certains éléments comportent plus de 2 bornes : un transformateur peut en avoir 4 (voire 6 en triphasé).

0.2.1.1 Caractéristique I(U) d'un dipôle

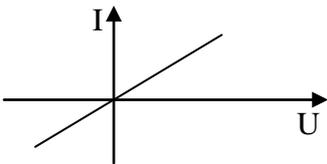
La caractéristique I(U) permet de décrire **tous** les points de fonctionnement possibles du dipôle : quand on applique une tension à ses bornes, le courant est défini, et vice versa. La représentation de la caractéristique est une courbe dans le plan (I, U).

Le domaine (I, U) est partagé par les axes en quatre quadrants :



Les conventions $I > 0$ et $U > 0$ indiquent que les sens des courants sont conformes aux normes générateur ou récepteur selon le dipôle.

Résistance



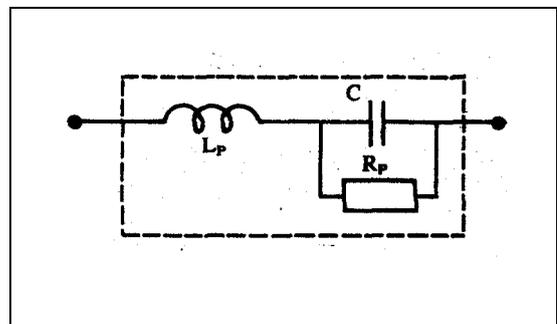
Par exemple, une résistance a une caractéristique linéaire I(U) donnée par la loi d'Ohm : $U = RI$ qui est l'équation d'une droite de pente $\frac{1}{R}$ qui passe par l'origine

0.2.2 Réels ou idéaux

Les cours d'électricité de BAC1 vous ont permis d'aborder les composants idéaux : R, L, C, générateur, injecteur de courant, ... qui sont utilisés pour modéliser les composants réels de l'électricité et de l'électronique.

➤ Composants réels

Puisque tout composant réel possède des composantes R, L et C dans son schéma équivalent, les composants « résistance », les composants « inductance » ou les composants « condensateur » auront des schémas équivalents relativement complexes composés de R, L et C. A titre d'exemple, la figure ci-contre présente le schéma équivalent d'un condensateur réel.



0.2.3 Passif ou actif

L'électronique exploite des composants passifs et des composants actifs qui permettent d'accomplir des fonctions particulières : anti retour, interrupteur statique, amplification, ... Par exemple, l'amplification des signaux est physiquement impossible à partir de composants passifs seuls (cfr règle du pont diviseur). Leur inconvénient est qu'ils offrent une piètre précision et qu'ils nécessitent d'être alimentés (polarisation).

0.2.3.1 Les composants passifs

On parle de composants passifs lorsque le composant ne dispose pas d'élément générateur de U ou de I dans son schéma équivalent. Si on branche ensemble deux dipôles, **aucun courant permanent ne passe** entre eux quel que soit le sens du branchement. Exemple : résistances, thermistances, selfs, condensateurs, ...

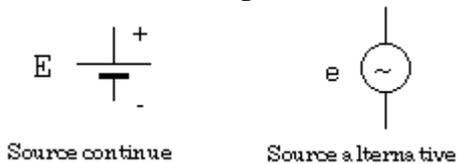
Il va circuler du courant dans un dipôle passif si on applique une différence de potentiel entre ses bornes. Réciproquement, si on fait circuler un courant dans ce dipôle, il va apparaître une tension à ses bornes.

0.2.3.2 Les composants actifs

On parle de composants actifs lorsque le composant dispose d'élément générateur de U ou de I dans son schéma équivalent.

Exemple :

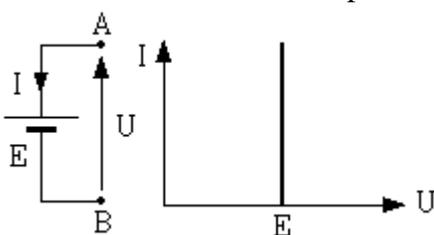
Source de tension parfaite.



Une source de tension est un dipôle actif ; elle peut être continue ou alternative. Dans tous les cas, un dipôle est une source de tension s'il maintient la **même tension** entre ses bornes, et ce **quel que soit le courant qu'il débite ou qu'il absorbe**.

Exemple :

Source de tension continue parfaite :



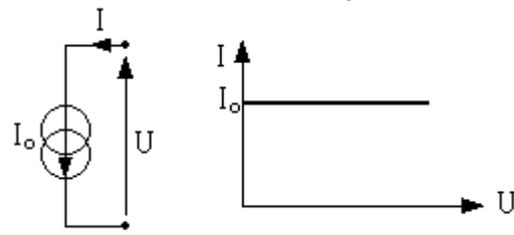
Source de courant parfaite.



La définition est la même que pour la source de tension, sauf que la source de courant débite le **même courant quelle que soit la tension présente à ses bornes**.

Exemple :

Source de courant continu parfaite.

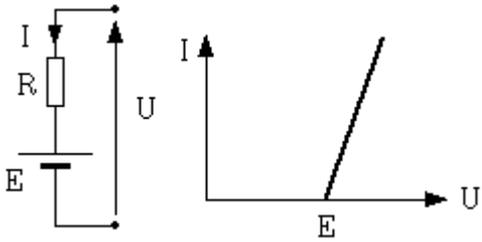


Sources réelles :

Une source de tension réelle aura en réalité une résistance (impédance en AC) série non nulle, et une source de courant réelle une résistance (impédance en AC) parallèle non nulle.

Les schémas deviennent :

Source de tension avec résistance série.

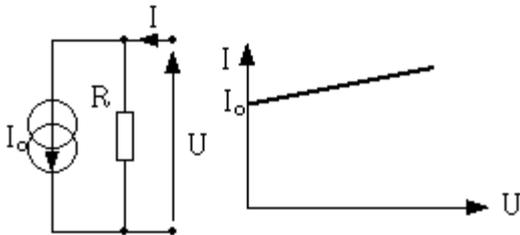


La tension augmente quand le courant imposé au dipôle augmente. C'est la chute de tension créée aux bornes de R par le courant qui est responsable de cette augmentation.

La pente de la courbe est égale à l'inverse de la résistance interne du générateur, soit $1/R$.

Il convient de noter que dans ce cas, la caractéristique est contenue dans un seul quadrant : si on prolongeait la caractéristique dans le quadrant $I < 0$, la source serait génératrice, et plus réceptrice comme on en a fait l'hypothèse !

Source de courant avec résistance parallèle.



Lorsque la tension aux bornes de la source de courant augmente, le courant qu'elle absorbe augmente, avec une pente égale à $1/R$. En effet, la résistance interne en parallèle avec la source de courant absorbe un courant proportionnel à U qui vient s'ajouter à I_0 .

Attention, il est important de noter qu'un dipôle actif n'est pas nécessairement un élément « générateur », pas plus qu'un dipôle passif n'est synonyme de récepteur. Même si c'est le cas le plus fréquent, il y a de nombreuses exceptions.

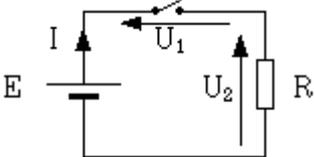
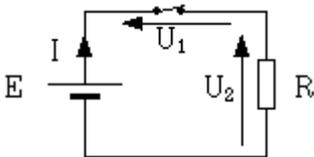
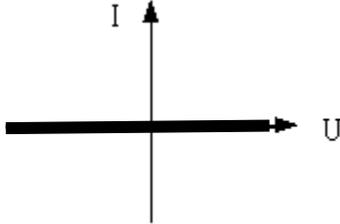
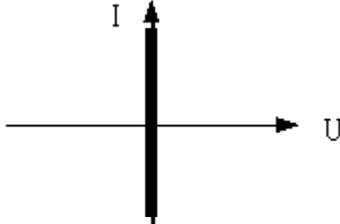
Certains dipôles passifs sont dits réactifs : selfs, condensateurs. Ils peuvent avoir temporairement un comportement générateur.

Exemple de composant passif utilisé en générateur : la self peut être le siège d'une force contre-électromotrice induite (application de la loi de Lenz) ou un condensateur peut être utilisé en réservoir de charges et s'opposer à toute variation de tension (très utilisé en électronique : filtrage d'alimentations, découplage, ...).

Exemple de composant actif utilisé comme récepteur : batterie en phase de charge, seuil d'une diode, ...

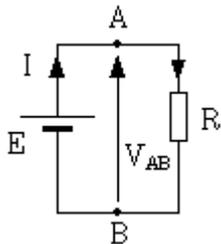
0.2.3.3 Interrupteur parfait

Les interrupteurs permettent une coupure dans un circuit électrique : un interrupteur parfait est ouvert ou fermé :

Interrupteur ouvert	Interrupteur fermé.
 <p>aucun courant ne circule dans la boucle, et toute la tension se retrouve sur l'interrupteur (U_2 est nul, car le courant I est nul)</p>	 <p>le courant peut circuler librement, la tension à ses bornes étant nulle ; on suppose celui-ci parfaitement conducteur, exempt de toute impédance parasite.</p>
 <p>La caractéristique de l'interrupteur ouvert se confond avec l'axe horizontal : le courant est nul quelle que soit la tension à ses bornes.</p>	 <p>La caractéristique de l'interrupteur fermé se confond avec l'axe vertical : tension nulle quel que soit le courant qui circule à travers.</p>

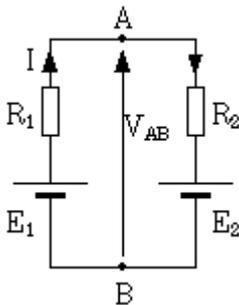
0.2.3.4 Association de dipôles

Quand on connecte deux dipôles ensemble, ils présentent la même tension à leurs bornes (!), et le courant entrant dans l'un est égal au courant sortant de l'autre (dans une boucle fermée sans connexions avec l'extérieur, le courant circule dans un seul sens !)



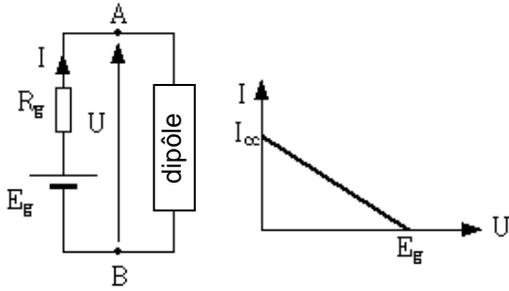
Il y a forcément un dipôle avec le courant dans le même sens que la tension et l'autre avec le courant en sens inverse ! L'un délivre de l'énergie que l'autre absorbe.

Dans le cas où l'on branche deux dipôles contenant des générateurs ensemble, on ne peut pas toujours dire a priori lequel est générateur. Dans ce cas, on fixe arbitrairement le sens du courant dans la boucle. Après le calcul, si le courant est positif, l'hypothèse était justifiée, sinon, le sens du courant réel est l'inverse de celui qui a été fixé.



Après calcul, par observation du sens des flèches I et U, il sera possible de vérifier quel élément est générateur. Ici E_1 est générateur car le courant ainsi orienté sortira par son pôle positif mais E_2 est utilisé en récepteur (courant entrant par sa borne positive).

0.2.3.5 Droite de charge d'un générateur



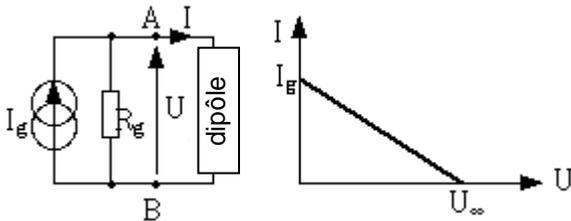
La droite de charge est la droite qui représente tous les points de fonctionnement possibles c'est-à-dire les couples de points indiquant quelle tension ou quel courant va délivrer un générateur (E_g présentant une résistance interne R_g) dans un dipôle passif lorsque l'impédance de charge de celui-ci varie.

Les deux points caractéristiques de cette droite sont :

- $I_{cc} = \frac{E_g}{R_g}$: le I de court-circuit obtenu lorsque le dipôle est en court-circuit
- E_g : tension à vide du générateur lorsque le dipôle est en circuit ouvert

La courbe reliant ces deux points est une droite de pente $-1/R_g$

Générateur de courant continu :



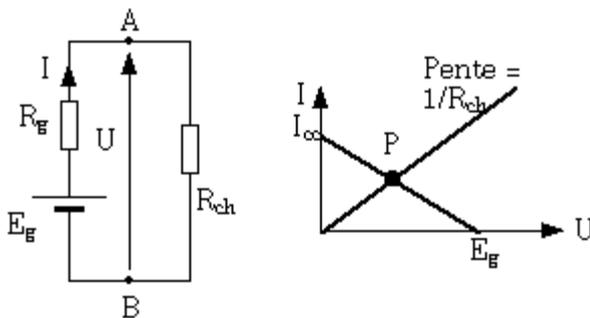
Les deux points caractéristiques de cette droite sont :

- $U_{\infty} = R_g I_g$: pour
- I_g : I de court-circuit obtenu pour

La courbe reliant ces deux points est une droite de pente $-1/R_g$

0.2.3.6 Point de fonctionnement.

Dans le cas où l'on associe à un générateur un dipôle passif récepteur comme une résistance de charge (notée R_{ch} ou encore R_L : ch pour charge ou L pour *load*)



Le point de fonctionnement se trouve à l'intersection de la droite de charge caractéristique du générateur et de la caractéristique du récepteur, la résistance.

0.3 Schémas

Les schémas électroniques faisant intervenir un nombre important de composants, afin de les rendre plus clairs, toutes les connexions ne sont généralement pas représentées.

Les schémas sont le plus souvent représentés de manière à ce que le potentiel le plus haut apparaisse en haut et respectent une échelle des potentiels décroissants lorsqu'on dessinera les éléments du haut vers le bas. En procédant ainsi, on aura les flèches de représentation des tensions dans le même sens, vers le haut, et des courants descendants : la compréhension en sera largement accrue.

0.3.1 Masse



La masse est le potentiel de référence (fixé par convention à 0) du montage électronique. Physiquement un potentiel absolu n'existe pas : on parle toujours de différence de potentiel.

$$U_{\text{masse}}=0V$$

La **masse** est donc une zone équipotentielle d'un circuit, prise comme référence de mesures des tensions. On parlera ainsi du « potentiel » d'un point du circuit, sous entendu « différence de potentiel entre ce point et la masse ».

0.3.2 Terre



$$U_{\text{terre}} \neq 0V$$

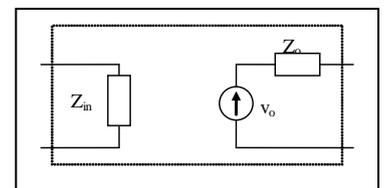
Terre=sécurité

La terre est une connexion physique au sol (à la terre !). Contrairement aux croyances souvent énoncées, en aucun cas ce potentiel ne peut être considéré comme référence absolue, car il est différent d'un endroit de la Terre (la planète) à un autre. De plus, le câble de liaison du laboratoire au sol présente une impédance non nulle : si un courant parasite circule dans ce câble, il va y créer une chute de potentiel ; on aura une différence de potentiel entre la prise de terre du labo et le sol.

La **fonction d'une terre** est la **sécurité** : elle permet de **protéger les utilisateurs d'équipement sous tension**, et aussi d'évacuer les courants induits par la foudre.

0.3.3 Schéma équivalent ou modèle

Le principe de la modélisation est de représenter un élément réel par un schéma qui a le *même comportement*, mais comprenant uniquement des *composants idéaux* (R, L, C, générateurs de tension, générateurs de courant, interrupteurs parfaits).



Remarquons que, selon le théorème de Thévenin, le schéma équivalent de la sortie de tout circuit électrique ou électronique est un générateur de tension en série avec une impédance interne.

En outre, en électronique, le schéma équivalent vu de l'entrée de la plupart des montages est une simple impédance (souvent réduite à une résistance).

Rappelons également que les modèles « basses fréquences » des composants s'obtiennent sur base de l'observation de leurs courbes caractéristiques, en recherchant l'agencement de composants idéaux permettant de les décrire.

0.4 Les indispensables

➤ **Loi des nœuds** : En un nœud, on a : Σ des I qui entrent = Σ des I qui sortent

➤ **Loi des tensions** : Selon la réalité physique d'une différence de potentiel » entre deux points, celle-ci est unique, quel que soit le « chemin » emprunté pour la calculer.

Les différences de potentiel s'additionnent ^[4] le long d'un « chemin » quelconque.

⇒ **Calculs de tensions** (différences de potentiels ou potentiels (par rapport à la masse))

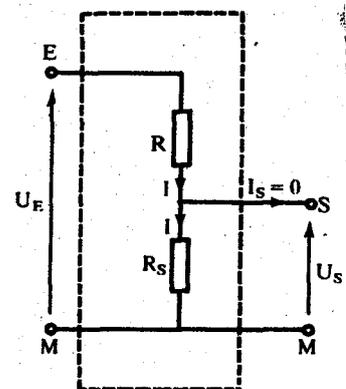
Selon la loi des tensions, on peut lire et combiner les flèches représentant des différences de potentiels, afin de déterminer une différence de potentiel recherchée.

➤ **Règle du pont diviseur**

Il ne s'agit pas ici d'une loi supplémentaire, mais d'une application particulière, mais très courante, des lois d'Ohm et des tensions.

Dans une même branche, le courant étant commun aux différentes résistances (impédances) mises en série, leurs différences de potentiel sont dans le même rapport que leurs résistances (impédances).

Ainsi, on peut dire que : R_S correspond à U_S ,
 R correspond à U_R ,
 $R+R_S$ à U_E , ...



ce qui, dans l'exemple ci-contre, permet d'écrire directement :

$$\boxed{\frac{U_S}{U_E} = \frac{R_S}{R + R_S}} \text{ c.à.d. « } U_S \text{ est à } U_E \text{ ce que } R_S \text{ est à } R+R_S \text{ »}$$

ou encore : U_S est une portion de U_E dans le rapport de leurs résistances, ce qui permet d'écrire

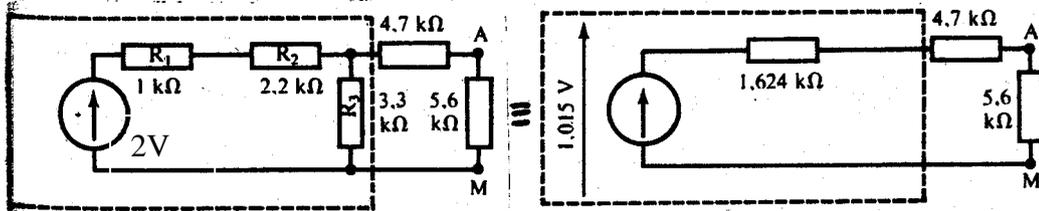
immédiatement :
$$\boxed{U_S = U_E \cdot \frac{R_S}{R + R_S}}$$

⁴ selon leur signe, donné par le sens de la flèche qui les représente.

➤ **Théorème de Thévenin**

Tout réseau linéaire possédant 2 bornes de sortie est équivalent au schéma de Thévenin :

Ex.



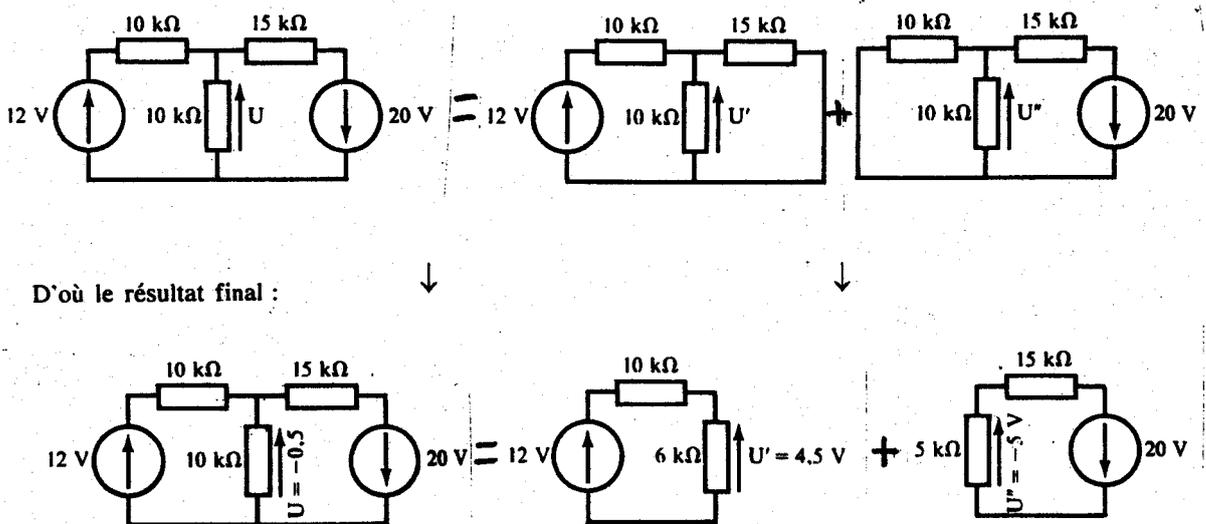
$E_{Th} = U$ entre les 2 bornes du réseau **ouvert** → à calculer en utilisant la *règle du pont diviseur* quand c'est possible, sinon par la *loi des tensions*.

R_{Th} (ou Z_{Th}) = R (ou Z) équivalente vue des 2 bornes du réseau **ouvert**, lorsque l'on empêche tous les générateurs du réseau de fournir leur tension ou courant (c.à.d. court-circuiter les générateurs de tension et ouvrir les générateurs de courant).

OU R_{Th} (ou Z_{Th}) = E_{Th}/I_{CC} , avec : I_{CC} = courant existant entre les 2 bornes du réseau, lorsqu'elles sont mises en court-circuit.

➤ **Théorème de superposition**

L'effet réel (i ou u) produit dans une branche par les différents générateurs d'un circuit est identique à la superposition des effets engendrés par chaque générateur pris isolément.



Une application intéressante de cette méthode de calcul est de pouvoir déterminer séparément les effets de générateurs continus et alternatifs, ce que l'on appelle communément : l'étude en « régime statique » et l'étude en « régime dynamique ».

- *Attention : tous les dipôles non linéaires (composants électroniques) devront d'abord être linéarisés (sous certaines hypothèses), ce qui signifie qu'il faut d'abord remplacer les composants par leur schéma équivalent (tout en spécifiant les hypothèses de validité du modèle) avant d'appliquer le thm de superposition.*

➤ **Conséquences des théorèmes de Fourier et de Superposition**

- Notion de « composantes continues et alternatives » : grâce au théorème de Fourier, il est possible de considérer n'importe quel signal périodique comme la superposition de sa « composante continue » et de sa « composante alternative ». (à ceci sont liées les notions de régimes statique et dynamique). Nous parlerons d'analyse en régime DC continu ou statique et d'analyse AC alternative ou harmonique.
- L'analyse des effets engendrés par un signal périodique peut se faire indirectement par l'étude des effets dus à chaque terme de la série de Fourier. L'analyse est ainsi plus aisée, car les calculs se font alors soit en régime continu, soit en régime sinusoïdal.

Conséquence : les « réponses en fréquence » des circuits sont relevées sur base de signaux sinusoïdaux. Les théorèmes de Fourier et de Superposition, associés, permettront le cas échéant d'en déduire les réponses en fréquence engendrées par d'autres formes de signaux.

0.5 Condensateur

- **Réservoir de charges** (donc d'énergie) ☞ utilise le fait que quand C est soumis à u_C ,
 C emmagasine $q_C = C \cdot u_C$
 ex. : lissage de la tension de sortie d'une cellule de redressement, maintien de tensions lors de brèves coupures
 (aussi lors de commutations d'un système d'alimentation vers un autre (secteur/pile, ...))
- **Mémoire analogique de tensions** ☞ utilise le fait que q_C , donc $u_C = q_C / C$, reste tant qu'il
 n'y a pas décharge \Rightarrow mémorisation de u_C
 ex. : détecteur de crête, fonction « hold » d'un module d'échantillonnage, mémoire DRAM...
- **Limitation de courant « sans perte »** ☞ utilise : $\bar{Z}_C = \frac{-j}{\omega \cdot C}$
 ex. : alimentation simple sans transformateur (alimentée directement sur le secteur)
- **filtre** (suppression de composantes indésirables d'un signal) ☞ utilise : $\bar{Z}_C = \frac{-j}{\omega \cdot C}$

Cas particulier de la séparation AC-DC

☞ utilise : \rightarrow DC toujours aux bornes de C (en régime établi)

$$\rightarrow \text{AC} = \text{« fil » si } Z_{C_{\max}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\min} \cdot C} \ll R$$

\Rightarrow extraction de la composante DC d'un signal, c.à.d. « calcul analogique » de $(x)_{\text{moy}}$

ex. : multimètre en position DC, « calcul » de $(x^2)_{\text{moy}}$ pour multimètre RMS en position AC, ...

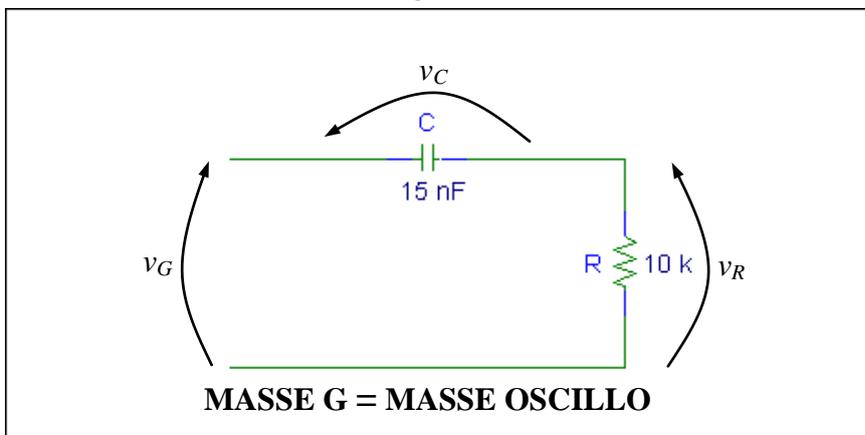
\Rightarrow C de liaison et C de découplage ("découple" un composant et/ou met à la masse pour l'AC)

- **Ajout d'une composante DC, « auto adaptative », à un signal** ☞ utilise : voir ci-dessus
 ex. : \rightarrow composante DC = précisément la valeur nécessaire pour qu'un signal oscille autour
 d'une valeur désirée ("fonction" utilisée par les condensateurs de
 liaison)
- **« Dérivateur »** ☞ utilise : $i_C = C \cdot \frac{du_C}{dt}$
 ex. production de pulses lors des fronts d'un signal rectangulaire
- **Cellule de retard** ☞ utilise : $u_C(t) = U_{C0} + (E - U_{C0}) \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$ (circuit RC alimenté par E continu)
 ex. : minuterie, système de "Reset" automatique d'un PC lors de la mise sous tension (*Power on reset*), oscillateurs,...

0.6 Laboratoire : Etude du circuit RC

- Objectifs :
- Etude des réponses indicielles et fréquentielles d'un circuit RC
 - Notion de filtres électroniques (plus particulièrement de type « passe bas » « passe haut »)
 - Révision des grands principes utilisés en électricité (théorèmes de Thévenin, de Superposition et de Fourier, ...)
 - Manipulation de l'oscilloscope et introduction à l'oscilloscope numérique

0.6.1 Schéma de câblage pour relever v_G , v_C et v_R



ATTENTION

« Masse Générateur »

= « Masse Oscillo »

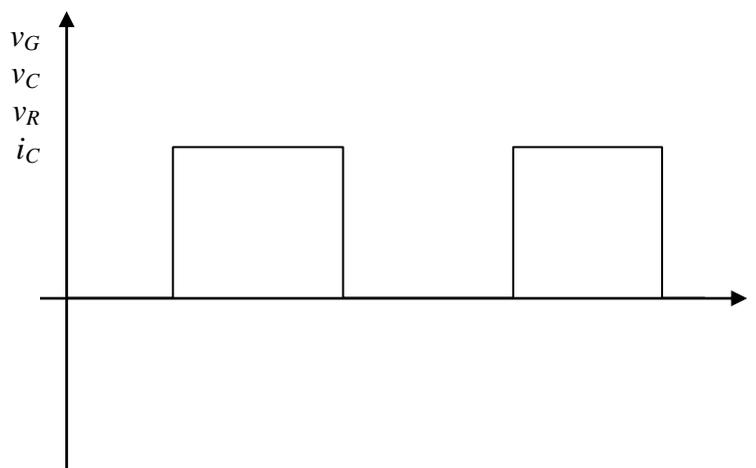
⇒ **TOUTES LES**
PINCES NOIRES
DOIVENT ETRE
CONNECTEES
ENTRE-ELLES.

0.6.2 Etude de la réponse indicielle d'un circuit RC ⇒ $v_G = \text{rectangle}$

0.6.2.1 Expérience

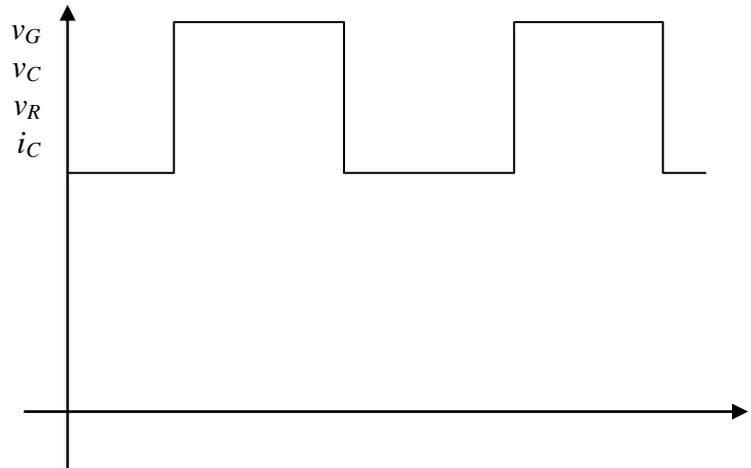
- v_G rectangulaire
(soit $f \approx 200\text{Hz} / +9 V_p / 0 V_p$) :

Tracez : v_C en rouge
 v_R en vert



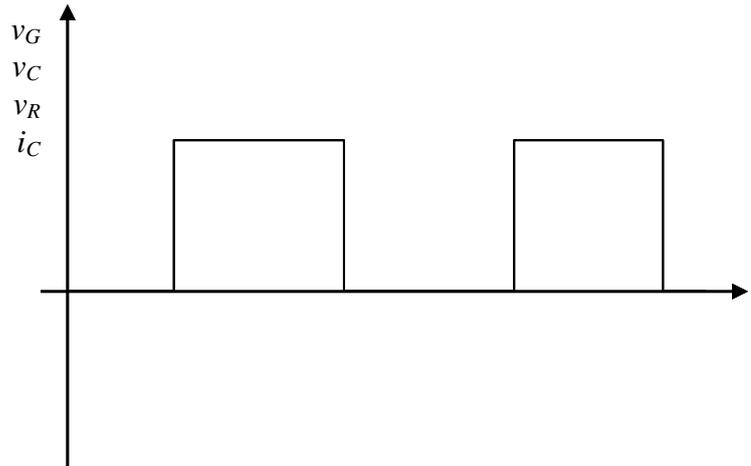
- Faites varier l'« offset » du signal v_G afin d'en observer l'effet sur v_C et v_R :

Tracez : V_C en rouge
 V_R I_C en vert

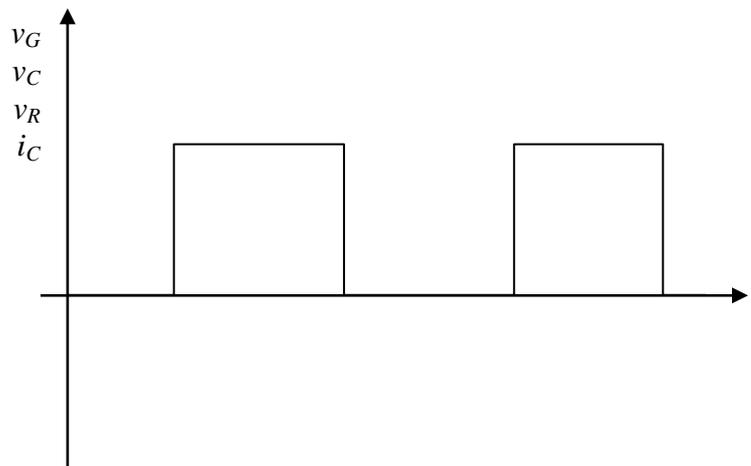


- Que devient le signal si la fréquence du signal augmente ?

f=2 kHz

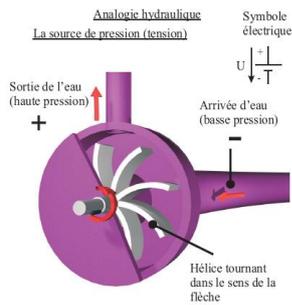
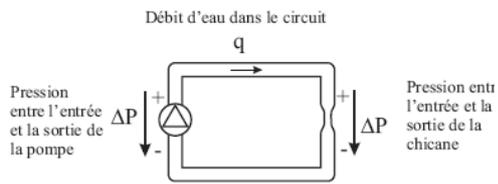


f=200 kHz

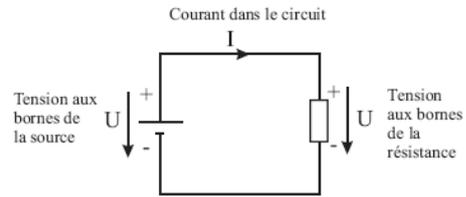


0.6.2.2 Etude par analogie hydraulique

Circuit hydraulique



Circuit électrique



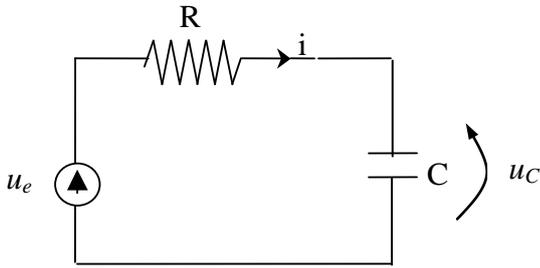
Tension \Leftrightarrow

Courant \Leftrightarrow

R \Leftrightarrow

C \Leftrightarrow

0.6.2.3 Etude mathématique théorique



En utilisant la loi des mailles on obtient:

$$u_e(t) - u_c(t) = R \cdot i(t) \quad \text{et} \quad i(t) = C \frac{du_c(t)}{dt}$$

d'où l'équation différentielle en substituant i dans la première équation :

$$u_e(t) - u_c(t) = RC \frac{du_c(t)}{dt}$$

$$\text{qui s'écrit : } u_e(t) = RC \frac{du_c(t)}{dt} + u_c(t) \quad (1)$$

- La *solution générale* est solution de l'équation suivante : $RC \frac{du_c(t)}{dt} + u_c(t) = 0$, équation différentielle à variables séparables

$$\frac{du_c(t)}{dt} = -\frac{u_c(t)}{RC} \Rightarrow \int \frac{du_c(t)}{dt} = -\int \frac{u_c(t)}{RC} \Rightarrow \ln|u_c(t)| = -\frac{t}{RC} + K_1$$

$$\text{On pose : } \tau = RC \Rightarrow u_c(t) = e^{-\frac{t}{RC}} \cdot K \quad (2)$$

- La *solution particulière* est solution de l'équation suivante pour $u_e(t) = E$:

$$\text{on injecte (2) dans (1) : } RC \left[-\frac{K}{RC} e^{-\frac{t}{RC}} + e^{-\frac{t}{RC}} \frac{dK}{dt} \right] + e^{-\frac{t}{RC}} \cdot K = E$$

$$\Rightarrow \frac{dK}{dt} = \frac{E}{RC} e^{\frac{t}{RC}} \Rightarrow K = \frac{E}{RC} \int e^{\frac{t}{RC}} dt = E e^{\frac{t}{RC}} + K_2$$

$$\Rightarrow \text{dans (2) : } u_s(t) = e^{-\frac{t}{RC}} \left[E e^{\frac{t}{RC}} + K_2 \right] = E + K_2 \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

La solution complète est la somme des deux solutions : $u_s(t) = s_p(t) + s_g(t)$

La constante K_2 est déterminée en fonction des conditions initiales (on suppose ici que le condensateur est initialement chargé à U_{C0}) : $u_c(t=0) = U_{C0} = E + K_2 \cdot e^{-\frac{0}{RC}} \Rightarrow K_2 = U_{C0} - E$

$$\text{Soit : } u_c(t) = (U_{C0} - E) \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) + E \Rightarrow u_c(t) = U_{C0} + (E - U_{C0}) \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

Si l'on observe l'évolution de la tension aux bornes de R :

$$u_R(t) = u_e(t) - u_c(t) \Rightarrow u_R(t) = (E - U_{C0}) e^{-\frac{t}{RC}}$$

0.6.3 Etude de la réponse fréquentielle d'un circuit RC $\Rightarrow v_G =$ sinusoïde

Objectifs :

- Pouvoir expliciter la notion de filtre électronique (passe-bas ou passe-haut), sur base de la relation (à savoir déterminer) du filtre RC utilisé (sortie sur C ou sur R)
- Pouvoir expliciter la notion de fréquence de coupure sur base de la relation du filtre RC utilisé (sortie sur C ou sur R) et préciser ce qui se produit à cette fréquence.
- Pouvoir justifier qu'un filtre RC « bloque » ou « laisse passer » le signal sinusoïdal d'entrée si l'on respecte les critères pratiques ($f < \frac{f_c}{10}$ ou $f > 10 \cdot f_c$), c.à.d. pouvoir justifier que, en alternatif, un condensateur puisse être considéré comme un interrupteur ouvert ou fermé (utilisation de la notion d'impédance, de la notion de fréquence de coupure et des critères pratiques qui y sont liés ($R \ll Z_c$ si $f < \frac{f_c}{10}$ et $Z_c \ll R$ si $f > 10 \cdot f_c$)).
- Pouvoir expliciter la notion de contenu spectral sur base de la décomposition en série de Fourier pour un signal pulsé (notion de composante DC, de composante fondamentale et de composantes harmoniques), pouvoir indiquer leur importance relative et déterminer la réponse du filtre à ces fréquences (selon la valeur de cette fréquence par rapport à la fréquence de coupure du filtre cfr réponse pour un signal sinusoïdal).

0.6.3.1 « Filtres électroniques »

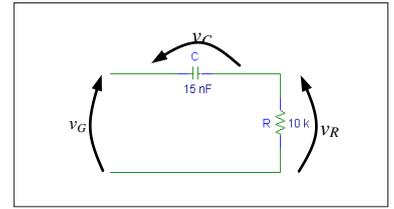
➤ Nécessité d'un filtrage dans le cadre de l'application « *Barrière optique à rayonnement IR* » :

➤ Notion de « filtre électronique » :

➤ Types de « filtres » :

0.6.4 Etude d'un « filtre passe-haut » à cellule RC

0.6.4.1.1 Expérience



- **Réglages préliminaires :**

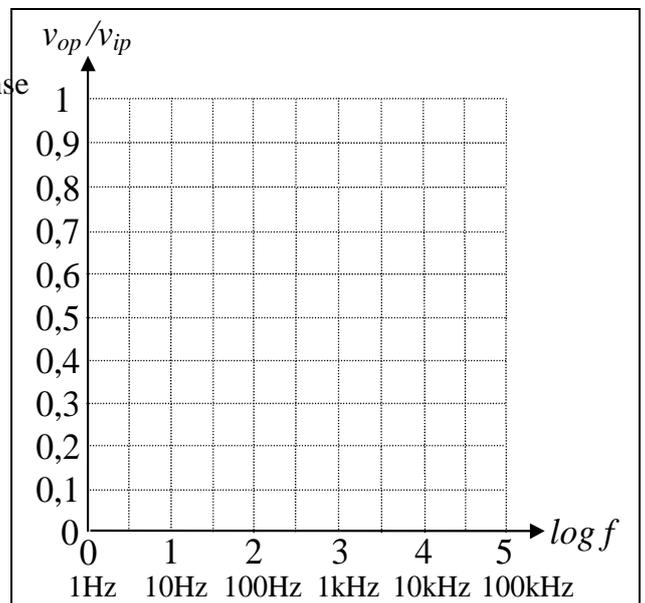
- Réglage de l'oscillo : mode f(t) / axe des temps au centre / 2V/DIV
- {v_G} en f(t) ⇒ réglez le générateur : forme : sinusoïde / V_Gp ≈ 6V

- **Réponse fréquentielle du « filtre passe-haut » à simple cellule RC**

- Aux différentes fréquences reprises dans le tableau ci-dessous, {v_R(out) et v_G(in)} en f(t) et mesurez V_ip, V_op (utilisez les fonctions de mesures de l'oscillo) et le déphasage qui existe entre eux (à estimer approximativement).

f	V_{op}/V_{ip}	Déphasage ($V_{ip} \div V_{op}$)	CONCLUSION
≈ 10 Hz			Le condensateur est équivalent à
≈ 100 Hz			
1,060 kHz			
≈ 10 kHz			Le condensateur est équivalent à
≈ 100 kHz			

- Sur base des résultats précédents, tracez la réponse fréquentielle du filtre utilisé.



➤ Ajoutez une composante DC au signal v_G

⇒  { $v_{R(out)}$ et $v_{G(in)}$ } en $f(t)$ ⇒ $v_{R(out)} = \dots\dots\dots$ Justifiez.

0.6.4.2 Justifications théoriques

- Réponse fréquentielle du « filtre passe-haut » à simple cellule RC

Vérifiez, par calculs, les résultats expérimentaux repris dans le tableau de la page précédente.

$$\bar{V}_{R(out)} = R \cdot \frac{\bar{V}_{G(in)}}{R + \bar{Z}_C} = \frac{1}{1 + \frac{\bar{Z}_C}{R}} \cdot \bar{V}_{G(in)} = \frac{1}{1 + \frac{-j}{\omega \cdot C \cdot R}} \cdot \bar{V}_{G(in)} = \frac{1}{1 - j \cdot \frac{f_C}{f}} \cdot \bar{V}_{G(in)} \quad \text{si } f_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Dans notre application, on a : $f_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10\text{k}\Omega \cdot 15\text{nF}} = 1,016\text{ kHz}$

$$\Rightarrow \frac{V_{R(out)}}{V_{G(in)}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_C}{f}\right)^2}} \quad \text{et déphasage de } \bar{V}_{R(out)} \text{ par rapport à } \bar{V}_{G(in)} = \text{arctg}\left(\frac{f_C}{f}\right)$$

- Notion de fréquence de coupure f_c

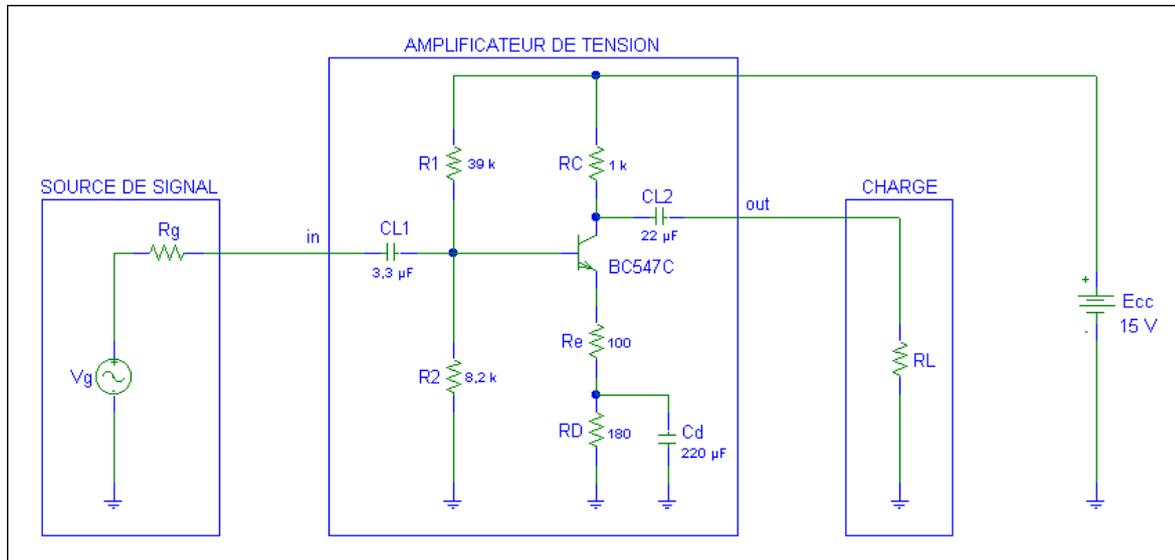
A cette fréquence, on a : $\bar{V}_R = \frac{1}{1 - j} \cdot \bar{V}_G = \frac{V_G^{\text{phasede } V_G}}{\sqrt{2}^{-45^\circ}} = \frac{V_G}{\sqrt{2}}^{\text{phasede } V_G - 45^\circ} = 0,71 \cdot V_G^{\text{phasede } V_G - 45^\circ}$

- Réponse fréquentielle du « filtre passe-bas » à simple cellule RC

Déterminez, par calculs, la fonction de transfert de la cellule passe-bas
càd si la tension de sortie est prise aux bornes de : ...

0.6.5 Exemples d'application

Le montage suivant fera l'objet du chapitre 6 mais observons d'ores et déjà le rôle joué par les condensateurs :



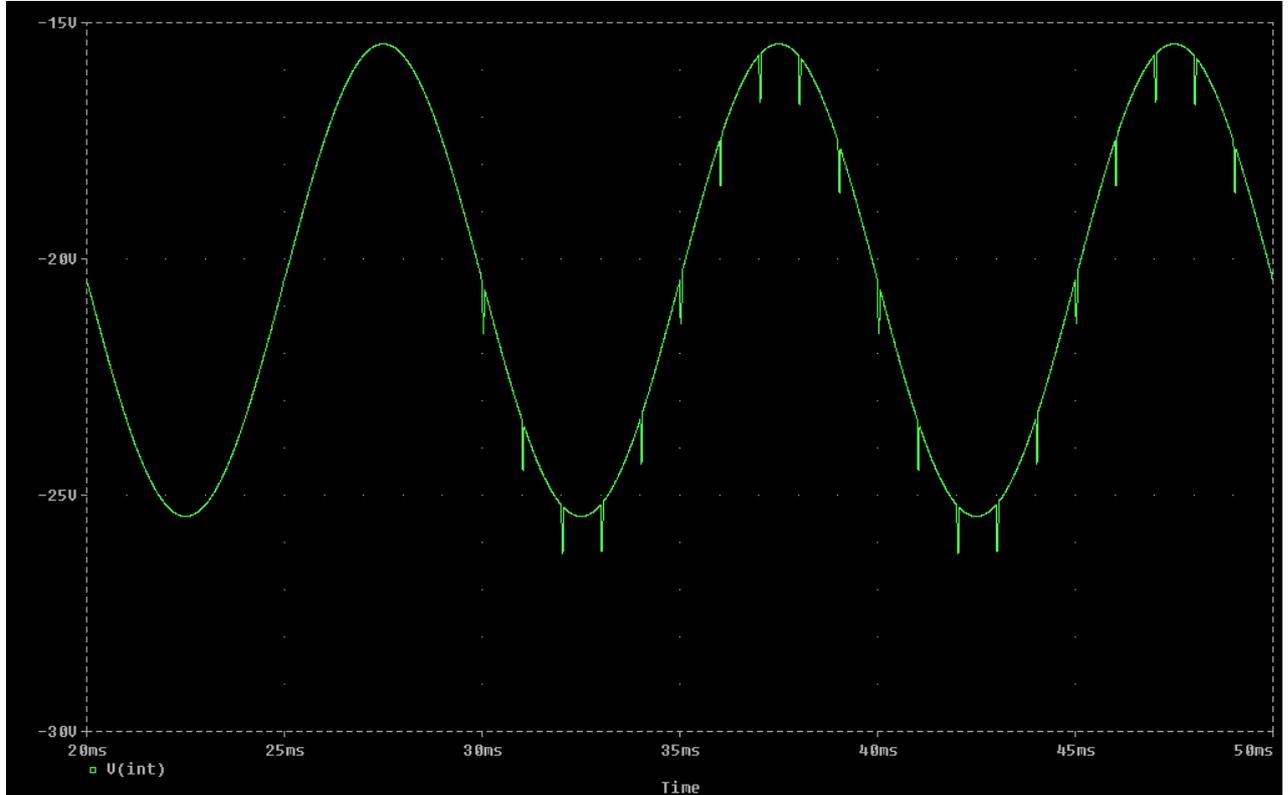
- En ce qui concerne la composante alternative : Ces condensateurs pourront ainsi être considérés comme des courts-circuits (si leur impédance respective est négligeable devant la résistance équivalente)
- En ce qui concerne la composante continue : Ces condensateurs peuvent être considérés comme des circuits ouverts (si leur impédance respective est telle que c'est la résistance équivalente qui est négligeable)

Condensateur de couplage ou de liaison : $CL1$ et $CL2$

Condensateur de découplage : C_d

0.6.6 Application : filtrage du signal reçu par le récepteur « extraction » des pulses à la réception (« Barrière IR »)

Schéma équivalent du signal reçu par le récepteur :



- Filtrage de la composante DC ...
- Filtrage de la composante à 100 Hz ...
- Effet du filtre sur le signal pulsé ... (utilisation des théorèmes de Superposition et de Fourier)
(voir introduction)

1 Introduction aux semi-conducteurs

Les composants électroniques tels que les diodes, les transistors et les circuits intégrés sont fabriqués à partir d'un matériau semi-conducteur. Pour comprendre le fonctionnement de ces composants, vous devez posséder une connaissance de base de la structure des atomes et de l'interaction entre particules qui les composent. La jonction PN (deux types de matériaux semi-conducteurs différents accolés) est fondamentale à la constitution des diodes et de certains types de transistors. C'est d'elle essentiellement qu'il sera question dans ce chapitre.

Objectifs de ce chapitre :

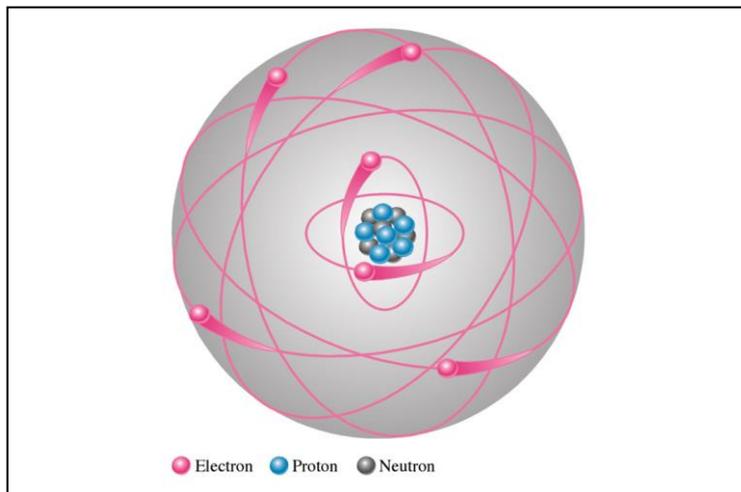
Après étude de ce chapitre, vous devriez être en mesure de :

- discuter de la structure de base d'un atome
- distinguer, au niveau de l'atome, les conducteurs, isolants et semi-conducteurs
- expliquer les liaisons covalentes au sein du Silicium et décrire sa structure cristalline
- décrire comment le courant se produit dans un semi-conducteur selon les deux types de porteurs de charge
- décrire les propriétés des semi-conducteurs de type P et de type N
- décrire la jonction PN et d'expliquer comment elle se forme
- déterminer la polarisation de la jonction PN en direct et polarisée en inverse et en déduire le fonctionnement
- analyser la courbe caractéristique (I-U) d'une jonction PN
- déterminer les deux types de courants de claquage venant d'une tension inverse excessive

1.1 Structure atomique

L'atome est constitué d'un noyau autour duquel gravitent des électrons de charge électrique $-q$ soit $-1.6 \cdot 10^{-19}$ Coulomb. Le noyau contient deux types de particules : les neutrons qui ne sont pas chargés et les protons qui portent une charge électrique $+q$. L'atome étant électriquement neutre, le nombre de protons est égal au nombre d'électrons.

Chaque atome comporte un certain nombre d'électrons et de protons qui le différencie des autres atomes.

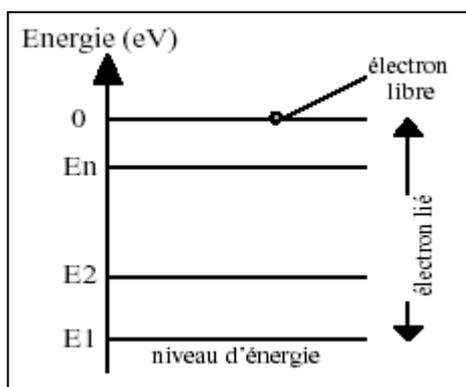


Modèle atomique de Bohr illustrant les électrons en orbite autour du noyau.

1.1.1 Couches d'électrons et orbites

Les électrons gravitent autour du noyau à une certaine distance de celui-ci. On distingue :

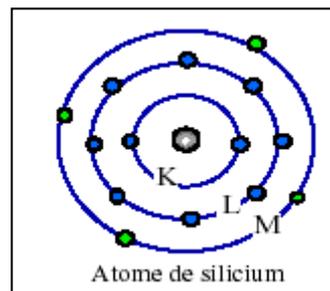
- Les électrons internes qui occupent les couches internes et qui sont très fortement liés au noyau.
- Les électrons périphériques (ou de valence) qui occupent la couche la plus externe et qui sont peu liés au noyau.



A chaque éloignement distinct (ou orbite) correspond un niveau d'énergie. Les électrons d'un atome gravitant autour du noyau sont contraints d'occuper des niveaux discrets E_1, E_2, \dots, E_n qui définissent chacun une couche électronique. Plus le niveau est élevé, plus la couche qui lui correspond est éloignée du noyau.

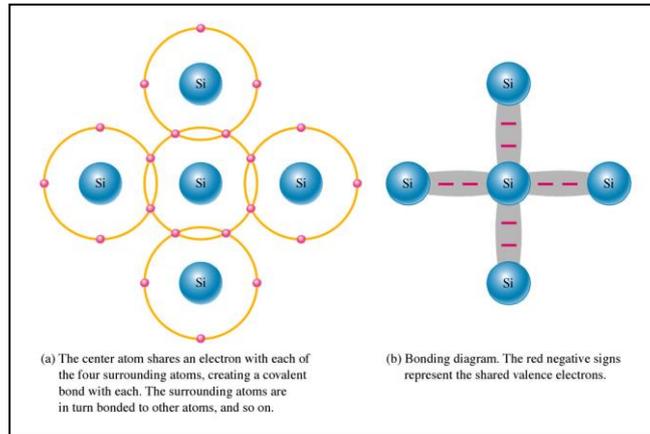
Si l'on choisit comme origine des énergies ($E = 0$ eV, 1eV représentant $1,6 \cdot 10^{-19}$ Joule) celle d'un électron soustrait à l'influence du noyau (c'est-à-dire porté à une distance infinie), toutes les valeurs de E_n sont négatives. Cela se traduit par le fait qu'il faut produire un travail pour éloigner un électron.

A titre d'exemple, l'atome de silicium Si possède 14 électrons qui sont répartis sur trois couches : K avec 2 électrons, L avec 8 électrons et M qui possède 4 électrons. Contrairement aux deux premières, la couche M est incomplète, car elle peut accueillir 4 électrons supplémentaires. De façon générale, *tous les atomes tendent à avoir huit électrons sur leur couche externe.*

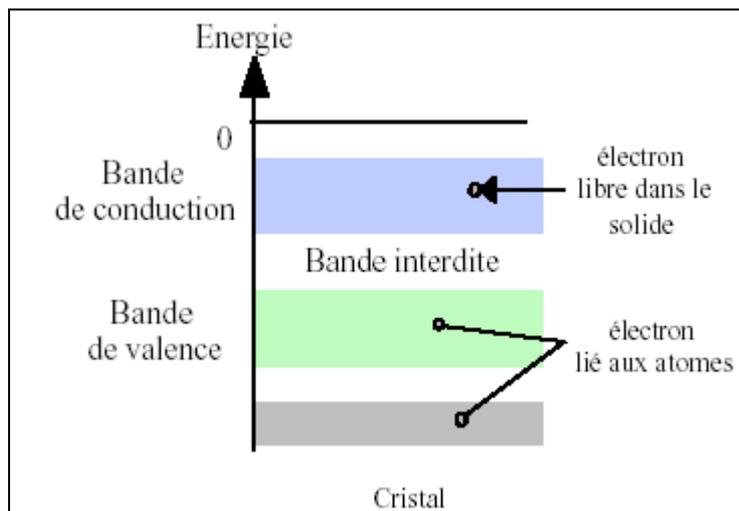


1.1.2 Liens covalents au sein d'un cristal

Les atomes se combinent en molécules pour constituer un matériau solide selon un modèle fixé appelé cristal. Un cristal est constitué d'un ensemble d'atomes dont les noyaux sont répartis dans l'espace de façon régulière. La cohésion des atomes est assurée par la mise en commun des électrons de valence pour former des *liaisons dites de covalence*.



Les états énergétiques possibles des électrons du cristal sont représentés par un diagramme analogue à celui de l'atome. Mais du fait de l'interaction des atomes, les niveaux d'énergie se transforment en **bandes d'énergie séparées par des bandes interdites** (où il n'y a pas de niveaux d'énergie permis pour les électrons).



Comme dans le cas de l'atome, le nombre d'électrons pouvant être présents dans une bande d'énergie est limité et les **électrons du solide comblent en priorité les niveaux d'énergie les plus faibles**.

Un électron dont l'énergie est située dans une bande en dessous de la bande de valence est lié à un atome donné du solide. Dans la **bande de valence**, l'électron est commun à plusieurs atomes ^[1].

¹ Grâce à ses 4 électrons de valence, un atome de Si partage un électron avec ses 4 voisins.

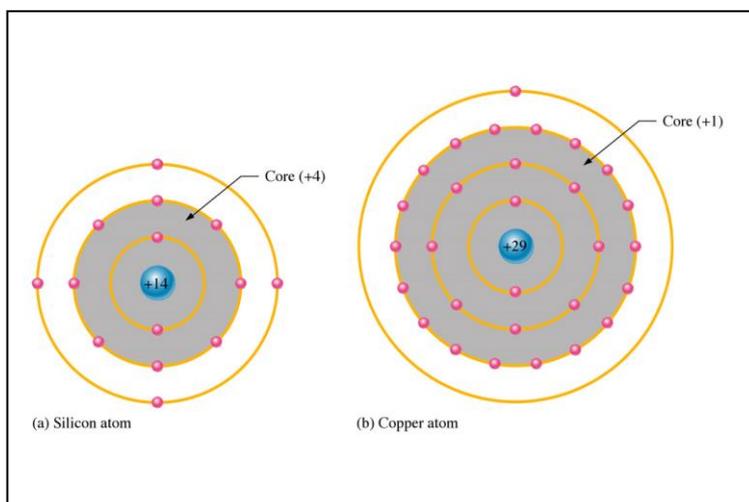
La bande située au-dessus de la bande interdite s'appelle la **bande de conduction**. L'électron dont l'énergie est comprise dans cette bande de conduction circule librement dans le solide (électron libre). C'est un porteur de charge qui participe à l'écoulement du courant dans le solide lorsque ce dernier est soumis à une différence de potentiel.

Chaque type de matériau présente une hauteur de **bande interdite** qui lui est propre. Cette hauteur de bande interdite joue un rôle fondamental : elle permet de distinguer les matériaux isolants, semi-conducteurs et conducteurs.

Un **conducteur** est un matériau qui conduit aisément le courant : cuivre, argent, or, aluminium. Les atomes des conducteurs possèdent un seul électron de valence faiblement lié à son noyau. Ces électrons peu retenus peuvent facilement se détacher et devenir des électrons libres. Lorsque tous ces électrons libres se déplacent dans le même sens, ils engendrent un courant électrique.

Un **isolant** est un matériau qui ne conduit pas le courant (ou très mal). Les bons isolants sont des matériaux composés de plusieurs éléments (contrairement aux conducteurs). Les électrons de valence sont solidement attachés aux atomes et donc, il existe très peu d'électrons libres susceptibles de se déplacer dans un isolant.

Un **semi-conducteur** n'est ni un bon conducteur ni un bon isolant.



1.2 Semi-Conducteur intrinsèque

II	III	IV	V
	Bore B (Z=5)	Carbone C (Z =6)	Azote N (Z = 7)
	Aluminium Al (Z = 13)	Silicium Si (Z = 14)	Phosphore P (Z = 15)
Zinc Zn (Z= 30)	Gallium Ga (Z = 31)	Germanium Ge (Z = 32)	Arsenic As (Z = 33)
Cadmium Cd (Z= 48)	Indium In (Z = 49)	Étain Sn (Z = 50)	Antimoine Sb (Z = 51)

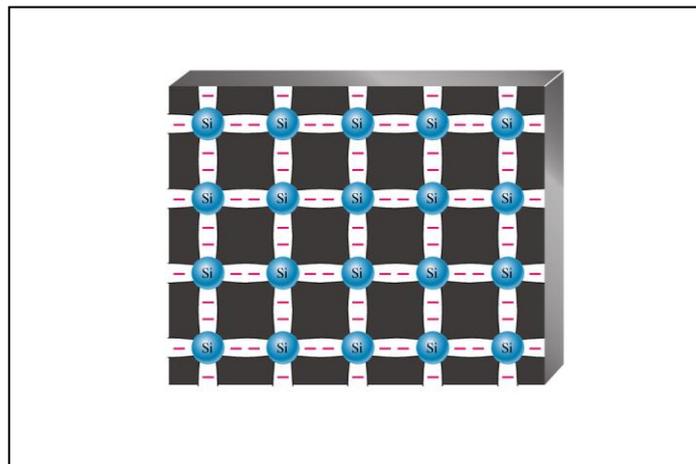
SILICIUM
 14 électrons
 4 électrons de valence
 $5 \cdot 10^{22}$ atomes/cm³
 densité : 2.33g/cm³

Les semi-conducteurs (carbone, germanium et surtout silicium dont les propriétés sont indiquées) possèdent 4 électrons sur leur couche périphérique car ils appartiennent à la quatrième colonne de la classification périodique des éléments indiquée ci-dessus. Il est possible de les produire avec un haut degré de pureté (moins de 1 atome étranger pour 10^{11} atomes de semi-conducteur) : on parle alors de *semi-conducteur intrinsèque*.

1.2.1 Liaison de covalence : semi-conducteur non excité

Considérons un cristal de silicium non excité au zéro absolu (0°K) dans l'obscurité. Afin de voir huit électrons sur sa couche externe, chaque atome de silicium met ses 4 électrons périphériques en commun avec les atomes voisins.

C'est la mise en commun des électrons périphériques, appelée liaison de covalence, qui assure la cohésion du cristal de silicium. Les électrons qui participent à ces liaisons sont fortement liés aux atomes de silicium. Il n'apparaît donc aucune charge mobile susceptible d'assurer la circulation d'un courant électrique. Le semi-conducteur est alors un isolant parce que la bande de valence est saturée (toutes les places sont occupées) et que la bande de conduction qui offre des places libres est entièrement vide.



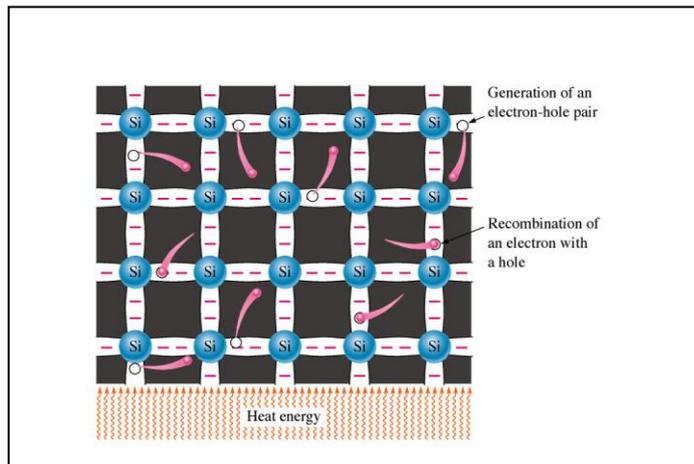
Situation à $T=0^\circ\text{K}$: le silicium est un bon isolant

1.2.2 Ionisation thermique : génération de paires électron-trou

Lorsque la température n'est pas nulle, l'agitation thermique force les atomes du cristal de silicium à vibrer et désordonne la configuration précédente : les électrons possèdent une énergie supplémentaire positive qui provoque la rupture de quelques liaisons de covalence.

Un des électrons participant à cette liaison acquiert ainsi l'énergie nécessaire pour quitter l'atome auquel il était lié. Il devient un électron libre, capable de se déplacer dans le cristal et autorise ainsi la circulation d'un courant électrique sous une différence de potentiel.

Le cristal devient alors un **mauvais isolant** d'où son appellation de **semi-conducteur** car il n'est pas non plus un bon conducteur !

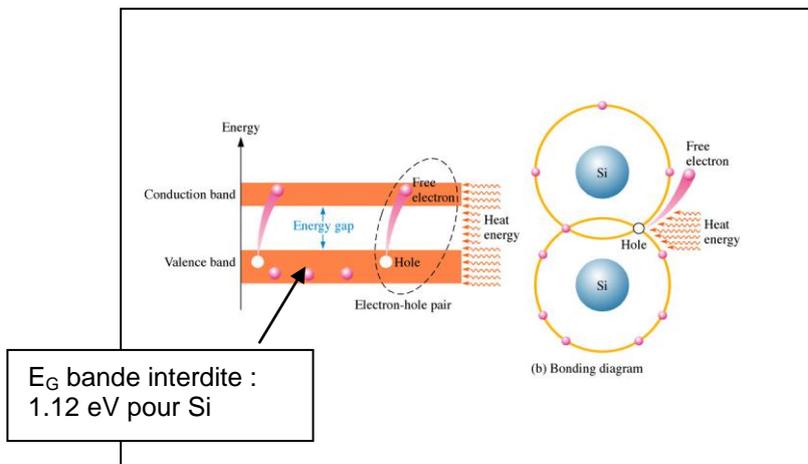


Situation à $T \gg 0^\circ\text{K}$: le silicium est un mauvais conducteur

L'atome de silicium qui a perdu un électron n'est plus électriquement neutre : il est devenu un ion positif. Ce phénomène ne concerne qu'un nombre très faible d'atomes de silicium (3 sur 10^{13} à la température de 300°K ou 27°C).

La liaison de covalence non satisfaite laisse une place vacante dans la bande de valence appelée **trou** !

1.2.3 Hauteur de bande interdite Génération de paires électron-trou



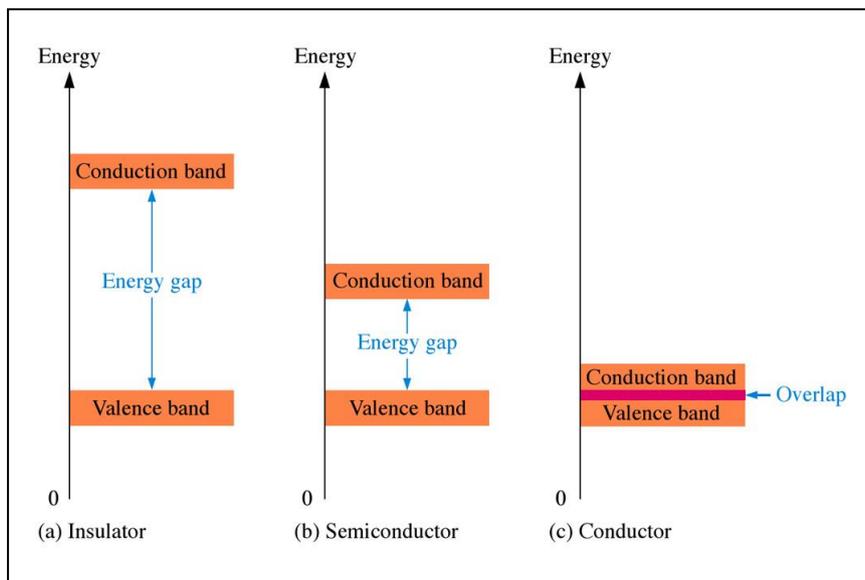
Le paramètre essentiel qui caractérise le semi-conducteur est la quantité d'énergie minimale nécessaire pour briser une liaison de covalence, ce qui revient dans le modèle des bandes d'énergie à faire "grimper" un électron de l'un des niveaux de la bande de valence sur l'un des niveaux de la bande de conduction.

L'énergie minimale requise pour générer une **paire électron-trou** correspond à la **hauteur de bande interdite E_G** dont la valeur est indiquée dans le tableau suivant :

	E_G (eV) à 300°K	E_G (eV) à 0°K
C diamant	5,47	5,51
Ge	0,67	0,75
Si	1,11	1,16

La hauteur de bande interdite du diamant ($E_G = 5.47$ eV) en fait un parfait isolant. En effet, même aux températures élevées, il est impossible de faire passer des électrons de la bande de valence à la bande de conduction. L'oxyde de silicium SiO_2 , important pour la fabrication des circuits intégrés, avec $E_G = 9$ eV est lui aussi un isolant.

Les conducteurs métalliques ont une structure cristalline et à ce titre on leur associe un **schéma de bandes**. Celui-ci présente cependant une configuration particulière telle qu'à toutes les températures il existe des électrons libres disponibles (environ 10^{23}cm^{-3}). En effet, soit la bande de conduction dispose toujours de places libres, soit il existe un chevauchement entre bandes de valence et de conduction qui supprime la bande interdite.



1.2.4 Recombinaison

Un électron libre qui arrive, lors de son déplacement dans le cristal, à proximité d'un ion positif peut être "capturé" par ce dernier afin de satisfaire sa liaison de covalence : il « tombe dans un trou libre ». La liaison de covalence est alors rétablie. Dans le modèle des bandes, un électron de la bande de conduction libère sa place et vient occuper une place libre dans la bande de valence, neutralisant alors un trou. C'est l'existence des trous qui est la différence fondamentale entre les conducteurs et les semi-conducteurs !

Lorsque l'électron descend de la bande de conduction vers la bande de valence, le semi-conducteur restitue l'énergie sous forme de chaleur et/ou émet de la lumière (photon). Ce dernier effet est utilisé dans les diodes électroluminescentes (L.E.D.) ou les lasers semi-conducteurs.

A température constante, un équilibre s'établit entre les phénomènes d'ionisation thermique et de recombinaison : les électrons libres et les trous restent en quantités égales (ils apparaissent et disparaissent avec le même taux). La concentration en électrons libres n et en trous libres p sont égales à n_i , la concentration intrinsèque.

Concentration intrinsèque du silicium à $T = 300^\circ\text{K}$: $n_i = 1,5 \cdot 10^{10} / \text{cm}^3$

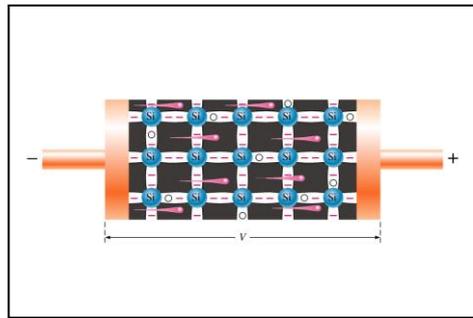
1.3 Conduction des semi-conducteurs

1.3.1 Mobilité des porteurs de charge : électrons et trous

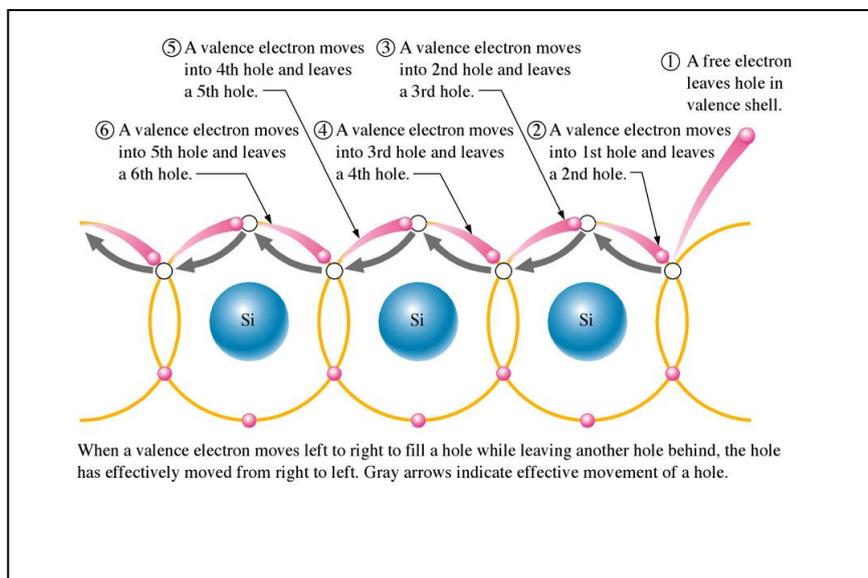
Considérons un semi-conducteur isolé. Les porteurs de charge mobiles s'y déplacent en tous sens et comme aucune direction n'est privilégiée, on n'observe aucune circulation de charges à l'échelle macroscopique.

Appliquons au semi-conducteur une différence de potentiel V . Compte tenu de la relation champ électrique-potential : $\vec{E} = -\overrightarrow{\text{grad } V}$ soit $E_x = -dV(x)/dx$, il apparaît dans le semi-conducteur un champ électrique \vec{E} qui favorise le déplacement des trous dans le sens du champ électrique et le déplacement des électrons mobiles dans le sens opposé :

- Les électrons libérés par énergie thermique dans la bande de conduction, libres de se mouvoir, sont alors facilement attirés par la borne +. Ce mouvement d'électrons libres est appelé : *courant d'électrons*.



- Un autre type de courant se produit au niveau de la bande de valence : les électrons situés dans cette bande de valence sont liés à leur atome et ne sont pas libres de se mouvoir. Cependant un électron peut se déplacer vers un trou à proximité et se recombiner avec lui, sans grand changement de son niveau énergétique, laissant lui-même un trou à l'emplacement d'où il provient.



C'est « comme si » le trou s'était déplacé (non physiquement) d'un endroit à un autre dans la structure du cristal : c'est le *courant de trous*. Le mouvement des trous correspond à un mouvement d'électrons dans la bande de valence.

Les électrons libres et les trous se déplacent dans deux sens opposés. Dans la suite, nous considérerons le courant dans le semi-conducteur comme la somme de ce courant d'électrons et de ce courant de trous. Nous appellerons les électrons libres et les trous : les *porteurs* car ils « transportent une charge » d'un endroit à un autre dans le cristal.

Mobilité à T = 300°K	Electrons [μ_e]=cm ² V ⁻¹ s ⁻¹	Trous [μ_h]=cm ² V ⁻¹ s ⁻¹)
Ge	3900	1900
Si	1350	480
GaAs	8500	400

Remarques :

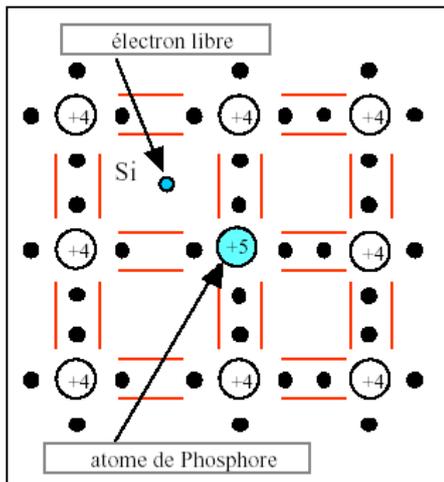
- Ces mobilités dépendent de la température, du champ électrique et du dopage (voir plus loin).
- A température ordinaire, la mobilité des trous(μ_h) est inférieure à la mobilité des électrons (μ_e). Cela se conçoit dans la mesure où μ_e provient du déplacement direct des électrons de la bande de conduction alors que μ_h résulte des actions successives illustrées par la figure du bas de la page précédente.

Le silicium intrinsèque conduit mal le courant et a des applications pratiques limitées : photorésistance, thermistance, ...

Cependant, il est possible, en introduisant certaines impuretés en quantité contrôlée, de privilégier un type de conduction : par électrons libres ou trous libres. Cette amélioration de la conduction est produite par un procédé dit de *dopage*. Il y a deux types de dopage : le dopage de *type N* et celui de *type P*.

1.4 Silicium dopé N

On obtient un semi-conducteur de type N en injectant dans le cristal de silicium des atomes qui possèdent 5 électrons (atomes pentavalents) sur leur couche périphérique (antimoine, phosphore ou arsenic, ... de la 5^{ème} colonne de la classification).



Quatre des cinq électrons de l'atome pentavalent sont mis en commun avec les atomes de silicium voisins pour réaliser des liaisons de covalence. Le 5^{ème} électron, inutilisé, est très faiblement lié à l'atome pentavalent. Une très faible énergie suffit pour le libérer et il se retrouve "libre" dans la bande de conduction.

L'atome de phosphore qui a fourni un électron libre est appelé *atome donneur*. Il a perdu sa neutralité pour devenir un ion positif fixe.

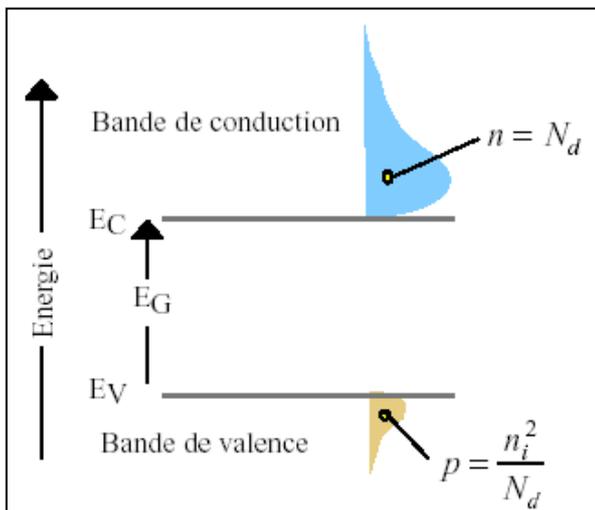
A la température ordinaire, la quasi-totalité des atomes donneurs sont ionisés. Si N_D est la concentration des atomes donneurs, ceux-ci vont libérer $n = N_D$ électrons libres par unité de volume : il est donc possible de contrôler le nombre d'électrons de conduction. Insistons sur le fait qu'un électron de conduction créé par dopage ne laisse aucun trou dans la bande de valence puisqu'il s'agit d'un électron en surplus du nombre requis pour remplir la bande de valence. Le matériau ainsi dopé reste électriquement neutre.

Les concentrations en électrons libres (n) et en trous libres (p) sont liées par la **loi d'action de masse** : $n \cdot p = n_i^2$

Avec $N_D = n = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ alors : $p = 225 \text{ cm}^{-3}$ à $T = 300 \text{ °K}$

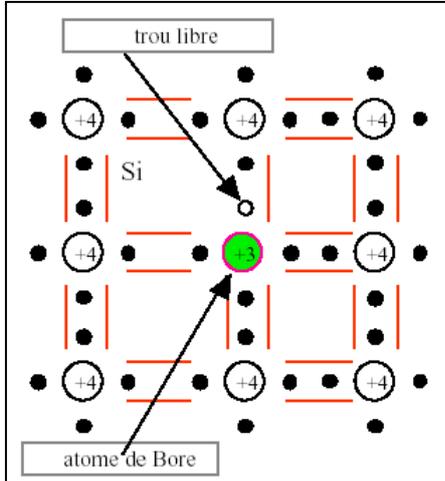
Dans un matériau de type N, les électrons sont les porteurs majoritaires et les trous les porteurs minoritaires.

Dans la modélisation du schéma des bandes d'énergie, la population des électrons libres de la bande de conduction est beaucoup plus importante que celle des trous libres dans la bande de valence.



1.5 Silicium dopé P

On obtient un semi-conducteur dopé P en injectant dans le silicium des atomes de la 3^{ème} colonne (bore, indium, gallium) qui possèdent trois électrons périphériques.



Il manque ainsi un électron à l'atome trivalent pour réaliser les liaisons covalentes avec les quatre atomes de silicium qui l'entourent. En fait, les électrons participant aux liaisons sont indiscernables les uns des autres. Tout se passe alors comme si un des atomes de silicium voisin avait cédé un électron à l'atome trivalent de bore, créant ainsi un trou dans le cristal de silicium.

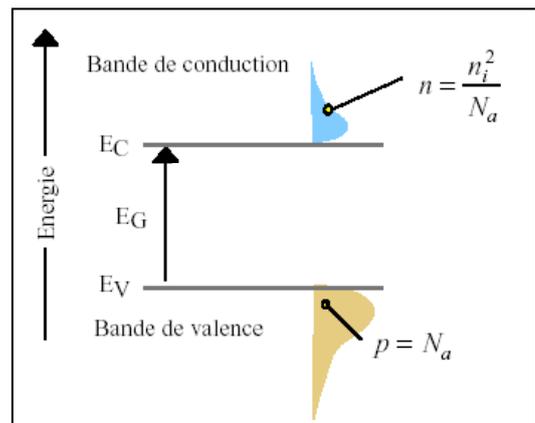
Parce que l'atome trivalent peut prendre un électron, il est appelé *atome accepteur* : il a perdu sa neutralité pour devenir un ion négatif fixe.

A la température ordinaire, la quasi-totalité des atomes accepteurs sont ionisés. Si N_A est la concentration par cm^3 des atomes accepteurs, ceux-ci vont libérer : $p = N_A$ trous libres par unité de volume ce qui permet ainsi de contrôler le nombre de trous par la quantité d'atomes trivalents ajoutés au silicium. Un trou créé par dopage n'est pas accompagné d'un électron libre.

Si $N_A = p = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ alors $n = 22,5 \cdot 10^3 \text{ cm}^{-3}$ à $T = 300 \text{ °K}$.

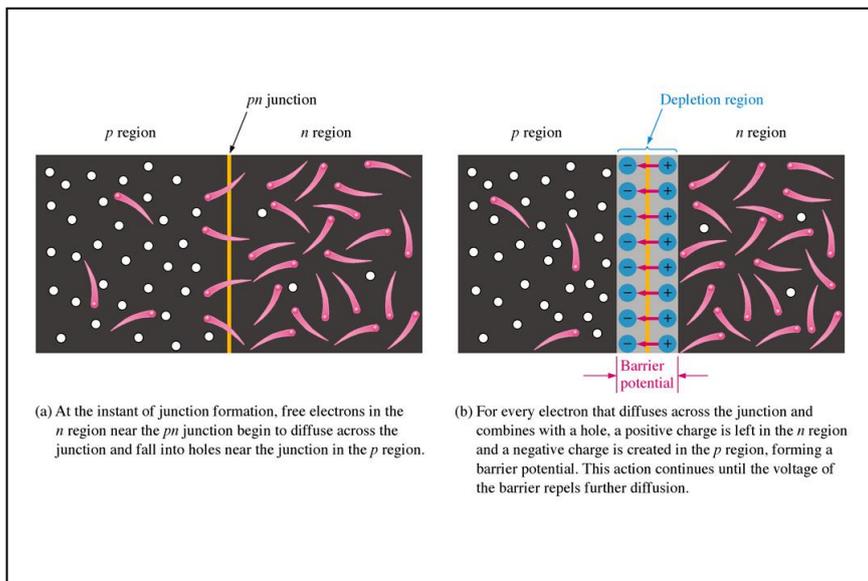
Les trous sont les porteurs majoritaires et les électrons les porteurs minoritaires.

Dans la modélisation du schéma des bandes d'énergie, la population des électrons libres de la bande de conduction est beaucoup plus faible que celle des trous libres dans la bande de valence.



1.6 Formation de la jonction PN

Considérons deux barreaux de silicium : l'un dopé P au bore, l'autre dopé N au phosphore. Chaque barreau est cependant électriquement neutre (il ne subsiste aucune charge). Imaginons que l'on rapproche les deux barreaux de manière à réaliser leur contact physique au niveau d'une jonction dite "métallurgique".



On assisterait alors à deux phénomènes se manifestant de part et d'autre de la jonction PN :

- *Transitoire de durée très brève* : diffusion des trous de la région P vers la région N. En effet, comme les trous sont plus nombreux dans P que dans N, ils vont avoir tendance à diffuser pour rétablir l'équilibre (idem pour les électrons qui vont diffuser de N → P).
- *Permanent* : les trous qui ont envahi la région N (où ils ont disparu par recombinaison avec les électrons majoritaires dans cette région) ont laissé derrière eux des ions fixes de bore, ionisés négativement. De même, les électrons de la région N qui sont passés du côté P (où ils ont disparu par recombinaison avec les trous majoritaires dans cette région) ont laissé derrière eux des ions fixes de phosphore, ionisés positivement.

Ainsi, après la diffusion initiale des électrons libres et des trous libres à travers la jonction PN, une **zone de déplétion** (en référence à la perte de porteurs de charge dans la zone proche de la jonction) s'est étendue à un point tel qu'un équilibre s'établit et que plus aucun électron ni aucun trou ne diffusent. Ceci s'explique par le fait qu'à chaque diffusion d'un électron ou d'un trou, une charge + et une charge - se créent jusqu'à ce que toutes les charges - de la région d'appauvrissement empêchent tout électron de diffuser et toutes les charges + de la région d'appauvrissement empêchent tout trou de diffuser. La région d'appauvrissement agit comme une barrière s'opposant aux passages d'électrons et de trous au travers de la jonction.

[2]

² A l'équilibre, la diffusion est toujours présente pour les trous et les électrons, mais ces courants de diffusion sont exactement compensés par les courants de dérive dû à la génération de paires électron-trou dans la zone de déplétion (agitation thermique).

1.6.1 Barrière de potentiel

Chaque diffusion de trous ou d'électrons crée respectivement des ions fixes de bore chargés - et de phosphore chargés + de part et d'autre de la jonction. Il s'est donc créé un dipôle aux abords de la jonction et, conjointement, un **champ électrique** représenté par les flèches sur le schéma (b) de N vers P. Une fois l'équilibre atteint, ce champ électrique est tel qu'il s'oppose à tout déplacement global de charges libres (des trous par diffusion de P vers N et des électrons de N vers P).

La hauteur de la barrière de potentiel à l'équilibre est telle que les trous qui sont dans la région P ont une énergie moyenne qui n'est juste pas suffisante pour leur permettre de passer la barrière de potentiel. Il en va de même pour les électrons qui se trouvent dans la région N. Ce champ constitue donc une *barrière* au passage des électrons et des trous qui ne pourront la franchir sans l'apport d'une énergie supplémentaire.

L'existence de la barrière de potentiel est mise en évidence par le travail W_p qu'il faut fournir pour faire passer un trou de la région neutre P à la région neutre N ou pour faire passer un électron en sens contraire :

$$W_p = -\int_p^n \vec{F} \cdot d\vec{l} \quad \text{avec} \quad -\vec{F} = -e \cdot \vec{E} \quad \Rightarrow \quad W_p = -e \int_p^n \vec{E} \cdot d\vec{l} = -e \int_p^n dV$$

Cette différence de potentiel est appelée **barrière de potentiel (V)** aux bornes d'une **zone de déplétion**^[3] d'épaisseur W_0 . Cette épaisseur reste bien mince comparativement aux régions N et P.

La barrière de potentiel V_ϕ équilibre les phénomènes de diffusion et de conduction. Elle dépend de plusieurs facteurs : type de matériau semi-conducteur, quantité de dopage, température ...

Typiquement, la barrière de potentiel est de 0,7 V pour le Si, à 25°C. [4]

(0,3V pour le Ge)

³ ou encore **zone de charge d'espace, zone d'appauvrissement.**

⁴ Pour être précis, la valeur de la barrière de potentiel dépend de la température et des dopages comme le montre l'équation : $V_\phi = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2}$

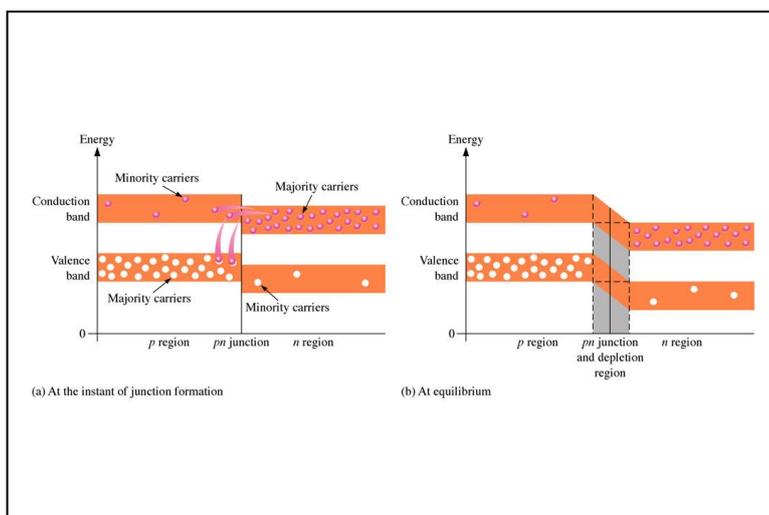
où k est la constante de Boltzmann, T la température absolue et q la charge de l'électron.

Les valeurs typiques sont obtenues pour : $\frac{kT}{q} = 25mV$ et $N_A N_D = 10^{16} /cm^3$ à 25° C,

1.6.2 Diagrammes énergétiques de la jonction PN

Une autre manière d'expliquer les phénomènes liés à la création d'une jonction PN se base sur l'analyse des bandes d'énergie : les bandes de valence et de conduction sont à des niveaux d'énergie moindres pour la zone N que pour la zone P. Cela est dû à la différence des caractéristiques des atomes d'impuretés qui entrent en jeu dans chaque zone. Au vu de ces niveaux, on peut comprendre que les électrons libres qui occupent la partie supérieure de la bande de conduction au point de vue énergie peuvent facilement diffuser à travers la jonction (sans qu'aucune énergie additionnelle ne soit nécessaire). Ils deviennent électrons libres dans la partie inférieure de la bande de conduction de la zone P et perdent alors rapidement leur énergie en tombant dans les trous de la bande de valence de la zone P.

Au fur et à mesure de la diffusion, la zone de déplétion se forme (perte d'électrons et de trous) et le niveau d'énergie de la bande de conduction de la zone N décroît^[5]. Rapidement, il ne restera plus aucun électron de la bande de conduction de la région N possédant assez d'énergie pour se mouvoir à travers la jonction. Une dénivellation énergétique existe ainsi à travers la jonction.



Au total, aucun électron ne traverse la jonction PN en équilibre : il n'y a donc **aucun courant à travers la jonction PN**.

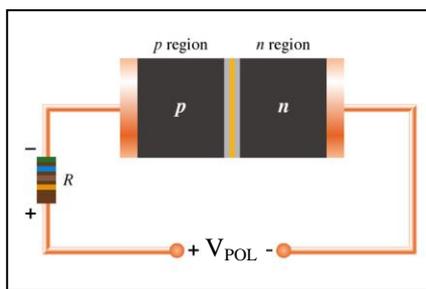
⁵ A mesure que le niveau d'énergie de la bande de conduction de la région N diminue, le niveau d'énergie de sa bande de valence baisse également : l'écart énergétique entre les bandes de valence et de conduction reste le même.

1.7 Polarisation de la jonction PN

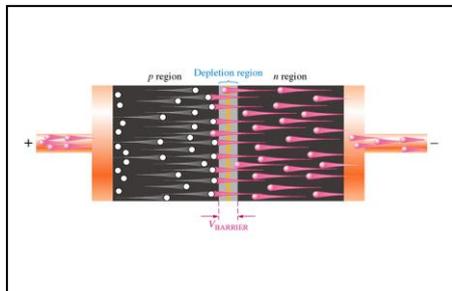
En électronique, le terme **polarisation** fait référence à l'utilisation d'une source de tension DC pour établir certaines conditions de fonctionnement d'un composant électronique. Pour la jonction PN, nous allons étudier les deux sens de polarisation

1.7.1 Jonction PN polarisée en sens direct

La polarisation directe est obtenue lorsque la tension extérieure V_{POL} est de sens et de valeur tels qu'elle est plus grande que la barrière de potentiel. Cette polarisation permet alors le passage des électrons et des trous : on parle aussi de *polarisation en sens passant*.



La borne - étant connectée à la zone N et comme des charges identiques se repoussent : la borne - propulse les électrons libres à travers la jonction PN car la tension de polarisation leur apporte suffisamment d'énergie pour qu'ils puissent franchir la barrière de potentiel. Une fois dans la zone P, ils sont attirés par la borne + et ont perdu assez d'énergie en franchissant la barrière de potentiel pour se recombinier avec les trous de la bande de valence (cfr. § 1.3.1).



Par ailleurs, on peut aussi dire que la borne - de la tension V_{POL} injecte des électrons supplémentaires en zone N qui augmente ainsi le phénomène de diffusion par la surconcentration en électrons. Ceci prend le pas sur le courant dû à la génération de paires électron-trou en zone de déplétion (agitation thermique)

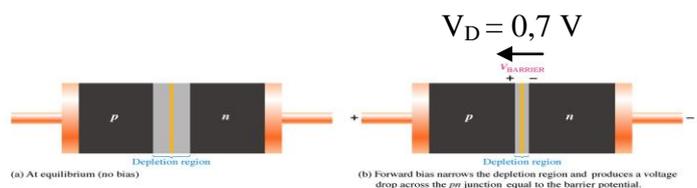
déplétion

1.7.1.1 Effet de la polarisation directe sur la zone de

A mesure que les électrons se déplacent vers la zone de déplétion, les ions positifs de la zone N ne constitue plus une charge nette - (charges mobiles qui neutralisent les charges fixes des atomes ionisés). Il en va de même pour les ions négatifs dans la zone P. Il y a repeuplement de la zone de déplétion ce qui se traduit par une diminution de la largeur de la zone de déplétion.

Par ailleurs, nous avons dit que les électrons libres qui traversent la zone de déplétion perdent l'énergie requise pour franchir la barrière de potentiel. Cette perte d'énergie se représente par une :

Différence de potentiel aux bornes de la jonction PN polarisée en sens direct : 0,7 V pour le Si.



Une faible chute de tension additionnelle se produit à travers les régions N et P : elle est due à la résistance interne de ces matériaux. Habituellement, cette *résistance dynamique* des matériaux semi-conducteurs dopés est faible et bien souvent négligeable.

1.7.1.2 Courant direct de la jonction

Le courant dans une jonction PN polarisée en sens direct est dû aux porteurs majoritaires : les électrons qui traversent la jonction se recombinent avec des trous en zone P. ^[6]

C'est pour éviter que ce courant ne prenne une valeur trop grande qui risquerait d'endommager la structure de la jonction, que l'on a placé une résistance dans le circuit de polarisation.

1.7.1.3 Capacité de transition

La largeur de la zone de déplétion dépend de la hauteur de la barrière de potentiel et, par conséquent, de la tension appliquée. Or, pour faire varier les dimensions de cette zone, on doit introduire ou retirer des charges mobiles qui neutralisent les charges fixes des atomes ionisés : les électrons se recombinent avec les trous présents en zone P après un certain temps moyen τ_h , durée de vie des trous (ordre de la nanoseconde). De même du côté de la zone N, on définit τ_e : durée de vie des électrons. Dans la description de la jonction en régime dynamique, on traduit ce comportement capacitif par la notion de capacité de transition. ^[7]

Dans les diodes dites VARICAP (cfr chapitre 3), on utilise la propriété de variation de la capacité de transition en fonction de la tension moyenne appliquée. On a recours à de tels éléments en radio, par exemple, pour réaliser des circuits oscillants dont la fréquence de résonance est réglée au moyen d'une tension.

⁶ L'expression du courant en sens direct est donnée par :

$$I = I_p + I_n = I_s \left[\exp\left(\frac{U}{nU_T}\right) - 1 \right] \qquad U_T = \frac{kT}{e} \qquad U_T = \frac{kT}{q} \cong 25mV \text{ cfr note [4]}$$

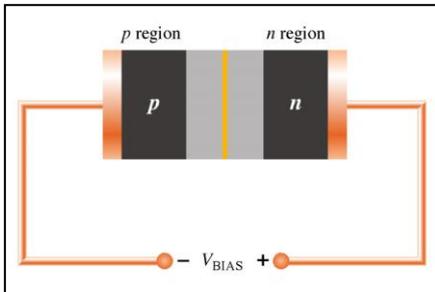
Le facteur n est appelé *coefficient d'émission*. Il est voisin de 1 dans les jonctions de transistors au Si et dans les diodes au Ge. Il est compris entre 1 et 2 dans le cas de diodes au Si.

⁷ Comme la largeur de la zone de déplétion dépend de la tension U appliquée, la capacité de transition varie également en fonction de U selon la relation:

$$C_T = \frac{C_{T0}}{\left(1 - \frac{U}{U_{B0}}\right)^m} \qquad \text{avec} \qquad C_{T0} = \frac{\epsilon \cdot A}{l_0} \qquad C_{T0} \text{ est la capacité de transition à tension nulle}$$

1.7.2 Jonction PN polarisée en inverse

La polarisation inverse est la condition pour que le courant ne traverse pas la jonction PN. On parle aussi de *polarisation en sens bloquant*.



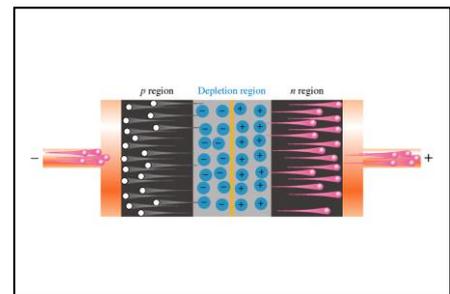
La source de polarisation externe est branchée de manière à ce que la borne + connectée sur la zone N attire les électrons libres loin de la jonction. Ceci élargit la zone de déplétion et diminue le nombre de porteurs majoritaires. Un phénomène analogue se déroule dans la zone P.

1.7.2.1 Courant transitoire

L'élargissement de la zone de déplétion s'accompagne d'un courant inverse dans la jonction, dû aux porteurs majoritaires. A mesure que la zone de déplétion s'élargit, la diminution des porteurs majoritaires fait augmenter le champ électrique jusqu'à ce que la hauteur de la barrière de potentiel soit égale à la tension de polarisation appliquée.

A ce moment, le courant transitoire n'existe plus : les porteurs majoritaires des régions N et P n'ont pas l'énergie nécessaire pour sauter cette barrière de potentiel.

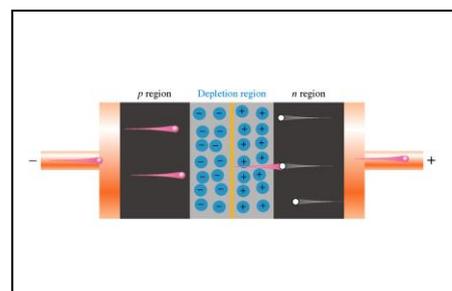
La durée de ce courant transitoire dépend des caractéristiques du circuit extérieur mais est habituellement de l'ordre de la nanoseconde (cfr expérience au chapitre 3 sur le t_{tr} temps de recouvrement inverse).



Seul un courant « inverse » de valeur faible, habituellement négligeable, peut encore exister : le courant inverse de saturation

1.7.2.2 Courant inverse de saturation

Ce courant est produit par les porteurs minoritaires générés par les paires électron-trou. Ce courant issu du phénomène d'ionisation thermique du silicium, dépend uniquement de la température. Le courant inverse de saturation des jonctions au Silicium est de l'ordre de grandeur de 10^{-12} à 10^{-15} A de telle sorte qu'on peut généralement le considérer comme nul.



1.7.2.3 Capacité de transition

La jonction PN est constituée de deux charges opposées immobiles (ions - côté P, ions + côté N). Elle se comporte donc comme un condensateur dont la zone de déplétion est le diélectrique et les régions N et P les électrodes. La capacité correspondante est nommée capacité de transition.

Cette capacité, qui dépend de la température, a des valeurs typiques comprises entre 1 et 200pF.

1.7.2.4 Claquage

Il existe une limite à la tension inverse que peut supporter la jonction, la *tension de claquage* : une tension de polarisation inverse très élevée augmente l'énergie des électrons libres minoritaires qui, en accélérant vers la région N, entrent en collision avec des atomes avec une énergie suffisante pour rompre la liaison de covalence et propulsent les électrons de valence hors de leur orbite, vers la bande de conduction (génération de nouvelles paires électron-trou). Ces nouveaux électrons de conduction répètent le processus : c'est l'*avalanche* ! Ces électrons deviennent des électrons de conduction dans la zone N (au lieu de se combiner aux trous) et produisent un courant inverse très élevé. Ce courant peut endommager la structure PN par une dissipation excessive de chaleur.

1.7.2.5 Effet Zener

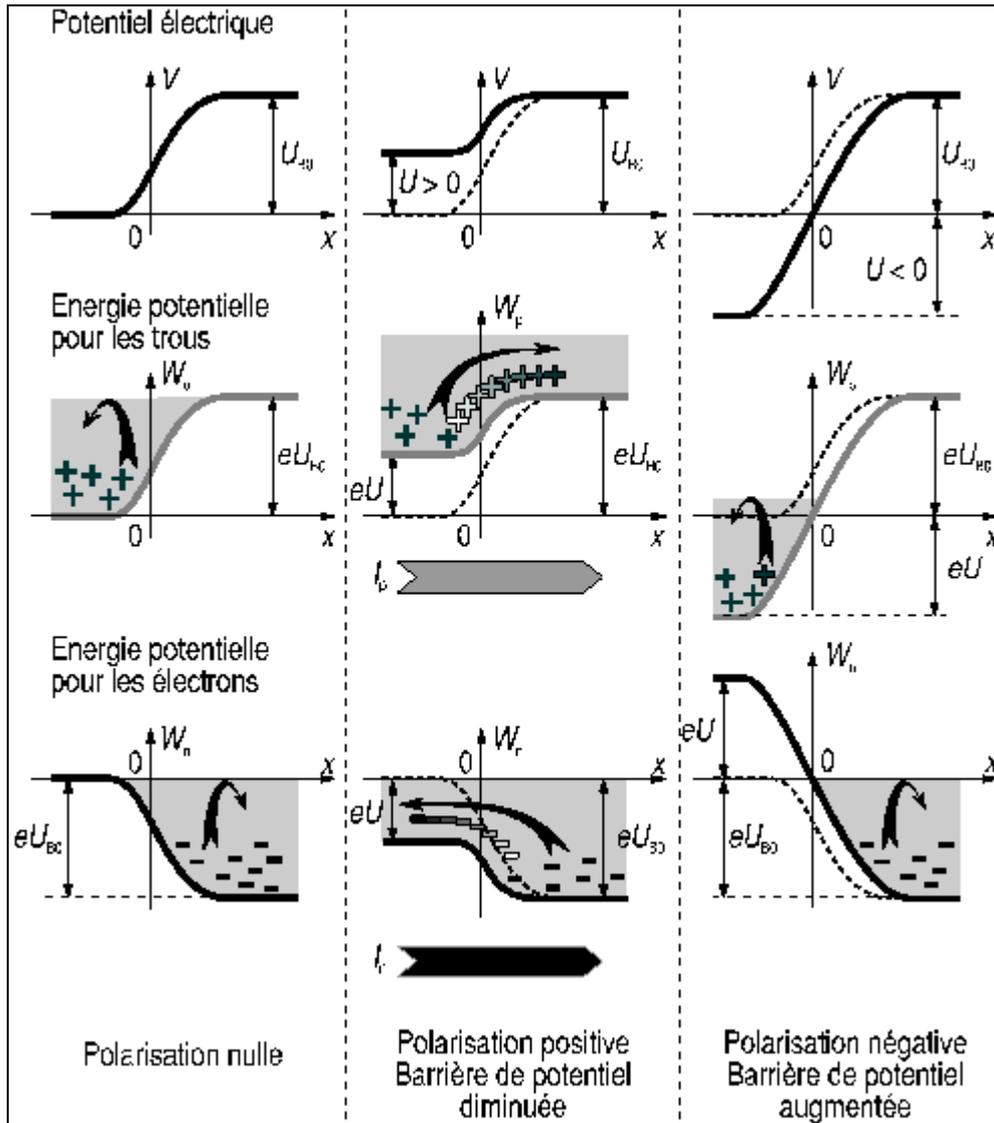
L'avalanche par multiplication, et le claquage par effet Zener sont les deux processus qui produisent une augmentation brutale du courant de la jonction polarisée en inverse par une tension suffisante V_Z .

L'effet Zener est un autre phénomène lié à un champ électrique intense qui conduit à la même situation : le champ électrique élevé exerce une force suffisante pour extraire des électrons de leurs liaisons de covalence créant alors des paires électron-trou qui augmentent aussi le courant inverse.

Le mode de claquage n'est *pas un mode opérationnel normal* pour la plupart des composants à jonction PN ! Il le sera pour les diodes spécifiques : les diodes Zener dont il sera question au chapitre 3.

1.7.3 Caractéristique électrique de la jonction

Si l'on applique une tension U à la jonction, cette tension se reporte presque entièrement à la zone de déplétion qui présente une résistivité très grande vu la quasi-absence de charges mobiles. Une tension U négative renforce le champ de rétention de la diffusion et augmente, par conséquent, la hauteur de la barrière de potentiel, de telle sorte qu'aucune charge libre ne traverse la zone de charge spatiale.



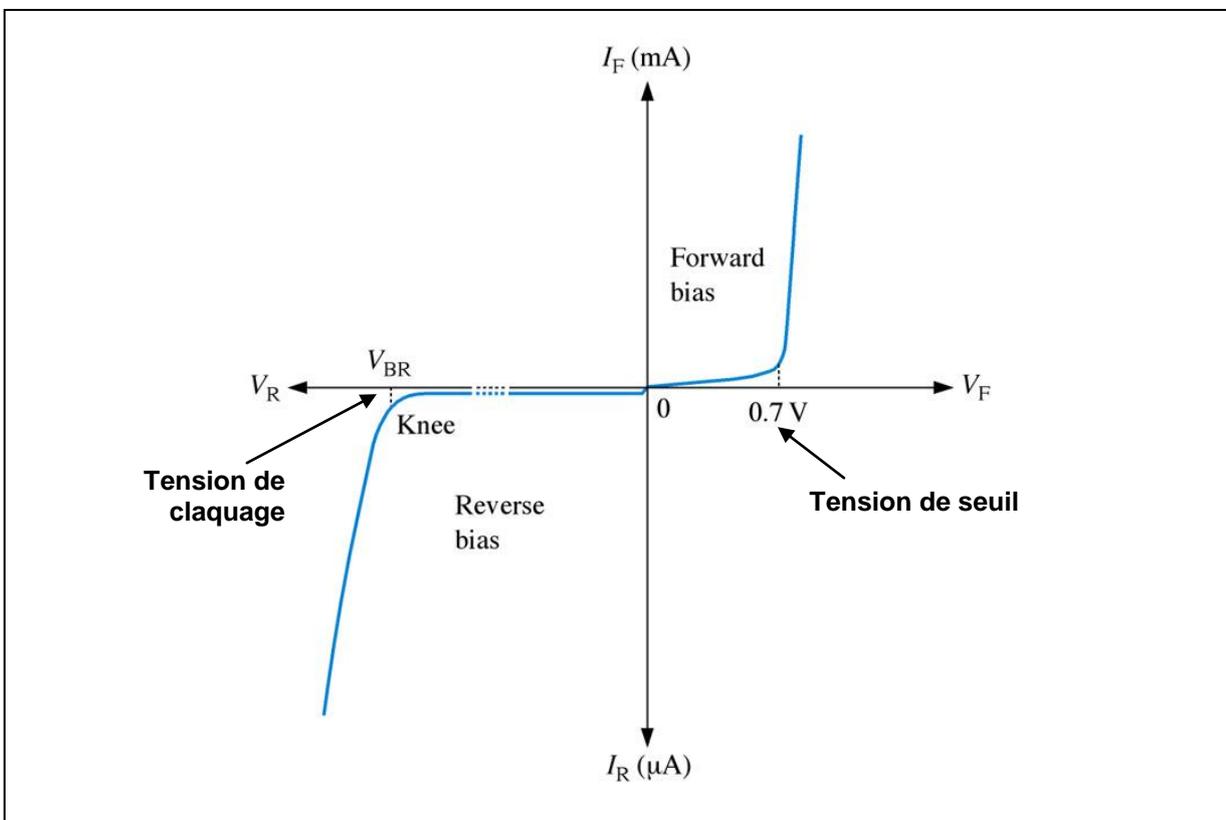
Au contraire, si l'on applique une tension U positive, le champ électrique de rétention de la diffusion est diminué et les charges mobiles qui ont une énergie supérieure à celle que représente la hauteur de la barrière de potentiel peuvent traverser la zone de charge spatiale.

Il est utile, ici, de se rappeler que l'énergie moyenne des charges mobiles est liée à la notion de température et qu'à température donnée, cette énergie est constante.

1.8 Caractéristique courant – tension d’une jonction PN

En polarisation directe (*forward bias*) :

- Si $V_{POL} = 0V$, pas de courant I_D
- Si V_{POL} augmente : U_D et I_D augmentent graduellement jusqu’à ce que $V_{POL} > 0,7V$
- Si $V_{POL} > 0,7V$, le courant croît très rapidement : le courant I_D n’est limité que par la résistance externe ;
tandis que la tension U_D devient très légèrement $>$ à $0,7V$: ceci est dû à la résistance dynamique du matériau semi-conducteur. Cette résistance dynamique n’est pas constante tout au long de la courbe.

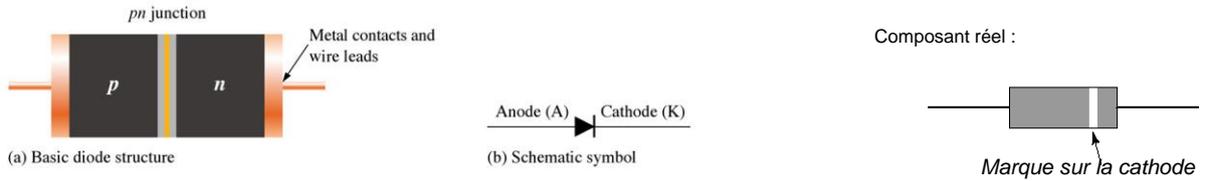


En polarisation inverse (*reverse bias*) :

- Si $V_{POL} = 0V$, pas de courant I_D
- Si V_{POL} diminue (devient de plus en plus négatif) : il existe un très faible courant inverse et la tension U_D suit la tension V_{POL}
- Si $V_{POL} < -V_Z$, le courant croît très rapidement
tandis que la tension U_D devient très légèrement inférieure à $-V_Z$
(valeur extrême typique pour une jonction Si : $-50 V$)

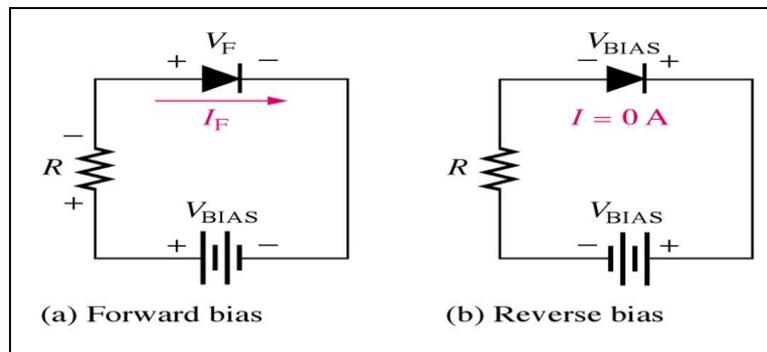
1.9 Diode

La diode dont l'usage général consiste à redresser le courant est une simple jonction PN munie de contacts conducteurs sur les deux zones P et N : la région N est appelée cathode et la région P est appelée anode.

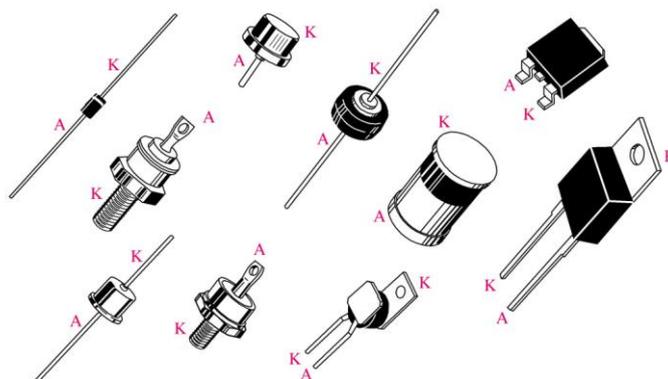


La flèche du symbole indique le sens du courant
(sens conventionnel du courant opposé à celui des électrons).

1.9.1 Polarisation et branchements



1.9.2 Configurations typiques et boîtier



2 Diodes

Le chapitre 2 est dédié à l'utilisation de la diode. Il se subdivise en trois parties :

1. Dans la première, nous exploiterons la jonction PN (vue au chapitre 1) qui constitue la diode. Son rôle fondamental en électronique vient de sa faculté de conduire le courant dans un sens et de le bloquer dans l'autre sens. L'objectif de cette première partie est de présenter la caractéristique de la diode et d'en déduire ses schémas équivalents (modèles).
2. C'est cette caractéristique de fonctionnement qui sera exploitée dans les circuits de la deuxième partie : redresseurs de tension pour constituer des alimentations.
3. puis différents montages d'électronique de traitement de signal : limiteurs, fixateurs de niveaux, détecteur de crête, multiplicateur de tension, ...

Pour l'étude de ces circuits de base, nous envisagerons la diode sous l'approximation du modèle pratique, c'est-à-dire que nous n'envisagerons que l'effet de la barrière de potentiel : la chute de tension de 0,7 V à l'état passant.

4. Dans la dernière partie du chapitre 2, nous nous attarderons sur les caractéristiques physiques des diodes pour montrer qu'il existe différents types de diodes dont les performances ont été optimisées pour répondre à différentes applications électroniques. C'est principalement les diodes LEDs (qui émettent de la lumière) et les diodes Zéner (qui sont désignées pour leur fonctionnement en inverse) qui retiendront notre attention.

2.1 Modélisation de la diode

Objectifs de ce chapitre :

Après étude de ce chapitre, vous devriez être en mesure de :

- Donner la caractéristique $i(u)$ de la diode
- Déterminer la polarisation de la diode en sens direct ou en sens inverse
- Déterminer les schémas équivalents d'une diode selon 3 niveaux de précisions :
 - Modèle idéal
 - Modèle pratique
 - Modèle réel
- Analyser un schéma comportant une ou plusieurs diodes pour déterminer son sens de polarisation et en déduire les schémas équivalents du montage
- Calculer les valeurs de courant et tension dans un montage à diode(s)
- Analyser un montage à diode alimenté par une tension alternative
- Donner l'analogie hydraulique d'une diode

Bien que les valeurs exactes des courants et tensions puissent varier d'une diode à l'autre, la forme est identique pour toutes les diodes au Silicium.

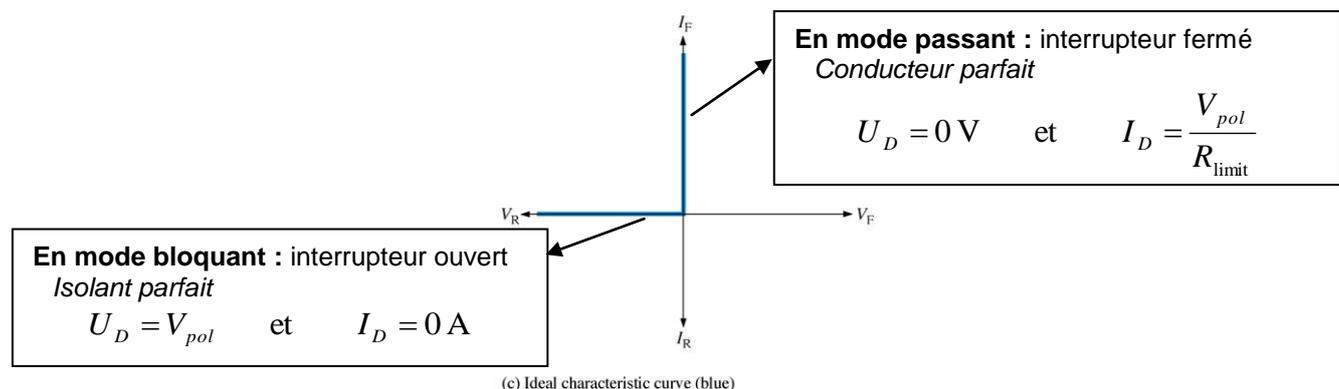
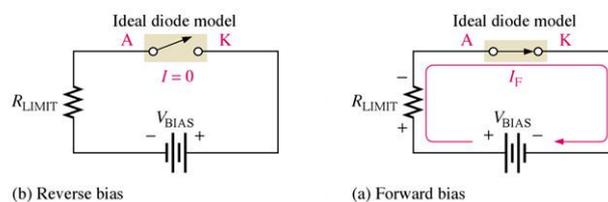
Comme le montre sa caractéristique de fonctionnement (au § 1.8), la diode est un élément non-linéaire. Lors de l'étude d'un circuit contenant une diode, nous aurons recours à un **schéma équivalent**, c'est-à-dire un schéma qui comporte des *éléments idéaux linéaires* qui présentent un *comportement équivalent* à celui de la diode *sous des conditions spécifiques* de fonctionnement. Le modèle ainsi obtenu est linéaire c-à-d constitué de segments de droite. Une fois le circuit équivalent obtenu, il sera alors possible d'appliquer les règles habituelles d'étude de circuits électriques linéaires qui vous sont familières.

(n'est-ce pas ?)

Comme dans la majorité des cas, la représentation exacte du fonctionnement n'est pas nécessaire, on aura recours à des **modèles** qui approximent le fonctionnement de la diode. Il existe 3 niveaux de modèle qui négligent certaines imperfections.

2.1.1 Modèle idéal : interrupteur parfait

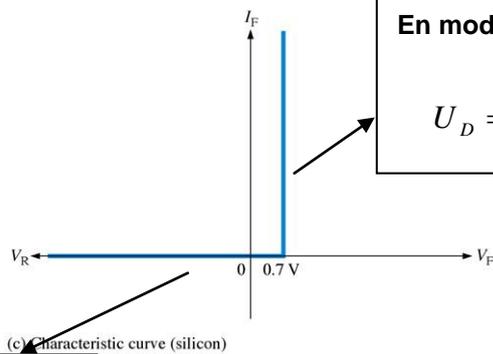
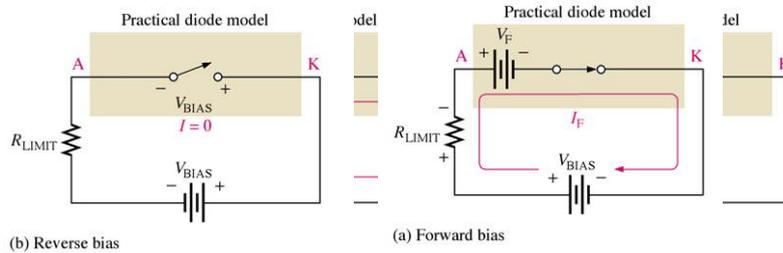
= Ce que concevraient les constructeurs s'ils le pouvaient !



Le fonctionnement macroscopique de la diode est celui d'un interrupteur commandé en tension, mais qui ne laisse passer le courant que dans un seul sens.

2.1.2 Modèle pratique : diode avec seuil

Si la chute de tension de 0,7V aux bornes de la diode ne peut être négligée devant les autres tensions avec lesquelles elle se trouve en série.



En mode passant : interrupteur fermé en série avec un générateur de 0,7V

$$U_D = 0,7 \text{ V} \quad \text{et} \quad I_D = \frac{V_{pol} - 0,7}{R_{limit}}$$

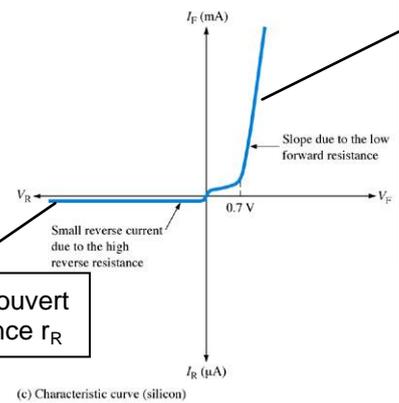
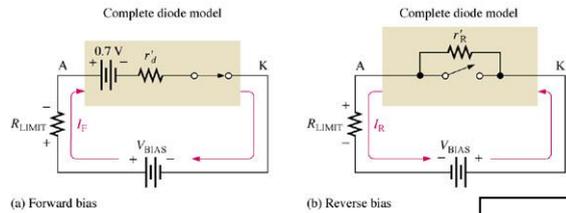
En mode bloquant : interrupteur ouvert

$$U_D = V_{pol} \quad \text{et} \quad I_D = 0 \text{ A}$$

Remarque : le générateur de 0,7 V en sens passant modélise la chute de tension de la barrière de potentiel. Soyez vigilant, ce générateur de tension est récepteur (sens du courant). Ce n'est pas l'équivalent d'une pile : si vous branchez une charge en parallèle sur une diode, il ne se passera rien !

2.1.3 Modèle complet : diode avec seuil et résistance

Pour tenir compte également des caractéristiques de courant.



En mode passant : interrupteur fermé en série avec un générateur de 0,7V et une résistance dynamique

$$U_D = 0,7 \text{ V} + I_D * r_D$$

et

$$I_D = \frac{V_{pol} - 0,7}{R_{limit} + r_D}$$

En mode bloquant : interrupteur ouvert en parallèle avec une résistance r_R

Le modèle réel de la diode fait apparaître une caractéristique courbe au-delà du coude. La diode est non linéaire mais pour simplifier les calculs, on va proposer un schéma équivalent qui va linéariser la caractéristique en assimilant la courbe à sa tangente (la pente à la courbe) sur une portion de la courbe.

On va ainsi définir des paramètres **dynamiques** (ou **différentiels**) du composant non linéaire, ces paramètres étant **utilisables uniquement sur la portion de caractéristique étudiée**.

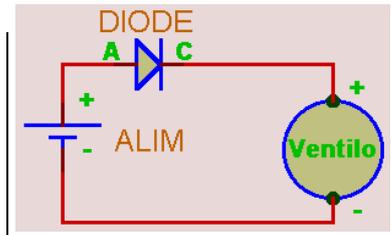
On parle de résistance dynamique car sa valeur varie avec l'intensité du courant qui traverse la diode. Elle se calcule en prenant la pente à la caractéristique en un point :

$$R_d = \frac{d}{di} u(i) \approx \frac{\Delta u}{\Delta i}$$

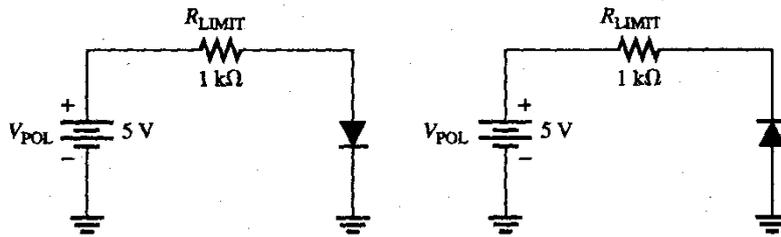
Bien souvent, on considérera que la valeur de la résistance reste constante ce qui est licite si on considère que le signal appliqué fait varier le point de fonctionnement sur une faible portion de la caractéristique.

2.1.4 Exercices

1. Analysez le fonctionnement du montage suivant où la diode permet de protéger le sens d'alimentation d'une charge :



2. Pour chacun des 3 modèles de diode, déterminez la tension aux bornes de la diode et le courant qui la traverse, ainsi que la tension aux bornes de la résistance R_{limit} en supposant que $r_D=10\Omega$ et $r_R=5M\Omega$.



a) b)

Solution :

- a) modèle idéal : $U_D = 0V$ et $I_D = 5 \text{ mA}$ $V_{\text{limit}}=5V$
 modèle pratique : $U_D = 0,7V$ et $I_D = 4,3 \text{ mA}$ $V_{\text{limit}}=4,3V$
 modèle complet : $U_D = 0,743V$ et $I_D = 4,26 \text{ mA}$ $V_{\text{limit}}=4,26V$
- b) modèle idéal : $I_D = 0$ et $U_D = -5V$ $V_{\text{limit}}=0V$
 modèle pratique : $I_D = 0$ et $U_D = -5V$ $V_{\text{limit}}=0V$
 modèle complet : $I_D = 1\mu A$ et $U_D = -4,999V$ $V_{\text{limit}}=1mV$

3. Que deviennent ces valeurs si la diode brûle ?

Solution : une diode qui brûle devient un circuit ouvert donc $U_D = 5V$ $V_{\text{limit}}=0V$

4. Comment vérifier l'état d'une diode à l'aide d'un multimètre ?

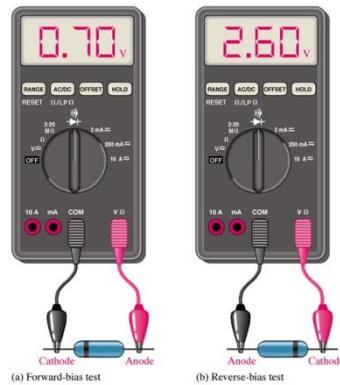
Solution : une diode en bon état indique une résistance :

- extrêmement faible en sens passant (court-circuit) : Connectez l'anode à la borne + et la cathode à la borne -
- extrêmement élevée en sens bloquant (circuit ouvert) : ...

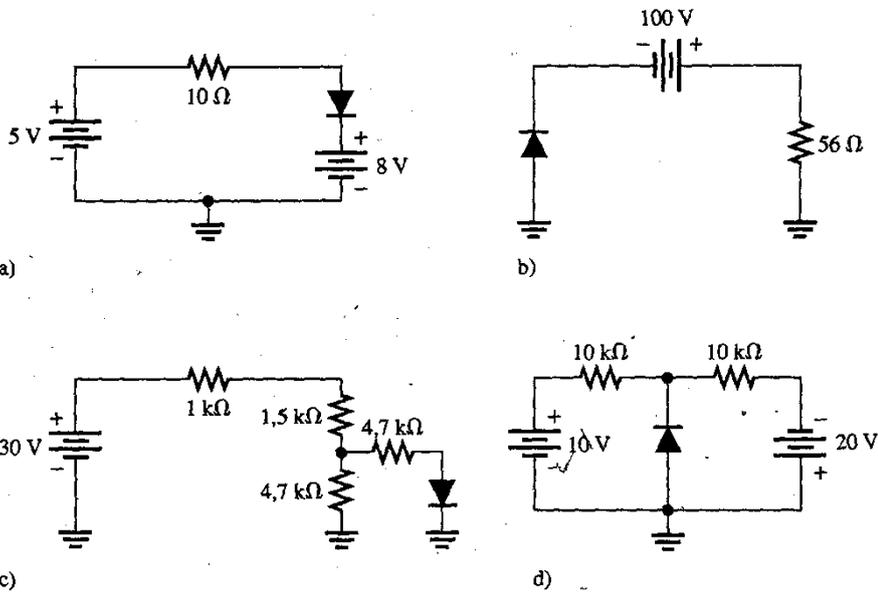
Une diode défectueuse devenue ouverte présentera une $R \gg \gg$ dans les deux sens de polarisation (défautuosité la plus fréquente).

Une diode défectueuse court-circuitée présentera une $R \ll \ll$ dans les deux sens de polarisation.

Les multimètres numériques disposent d'une fonction « testeur de diode » qui permet de fournir une ddp suffisante pour une polarisation directe ou inverse (2,6 V dans l'exemple illustré ci-dessous). Une diode en bon état fournira un affichage :

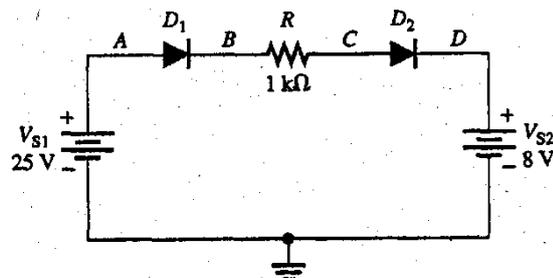


5. Déterminez si les diodes des figures suivantes sont polarisées en direct ou en inverse ?



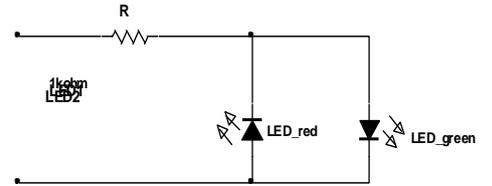
Solution : ramener les circuits sous forme de leur schéma équivalent (par Thévenin ...) vu des bornes de la diode
 en direct : b, c, d ($U_D=0,7V$) en inverse : a ($U_D=-3V$)

6. Déterminez les tensions par rapport à la masse de chaque point du circuit suivant :

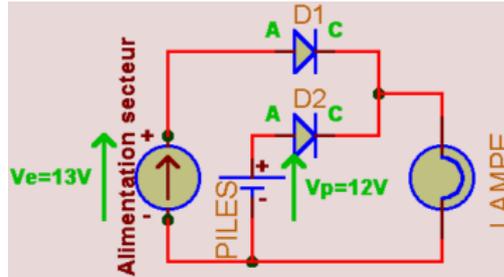


Solution : $V_A=25V$; $V_B=24,3 V$; $V_C=8,7V$; $V_D=8V$;

7. Analysez le fonctionnement de cet indicateur de polarité :

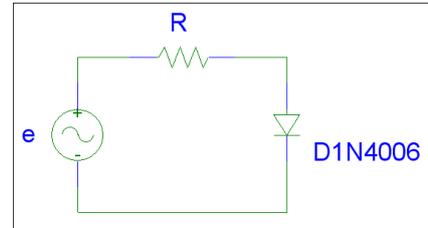


8. Analysez le fonctionnement de ce détrompeur qui permet de déconnecter automatiquement l'alimentation par piles en cas de connexion d'alimentation secteur :



9. Quel modèle de la diode préconisez-vous d'utiliser si :

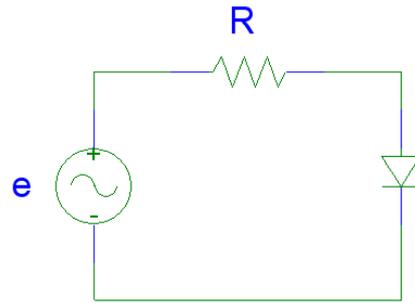
- a) $e_p=200V$ et $R=1k\Omega$
- b) $e_p=2V$ et $R=1k\Omega$
- c) $e_p=2V$ et $R=2\Omega$



Pour chaque cas, tracez e , u_d et u_R

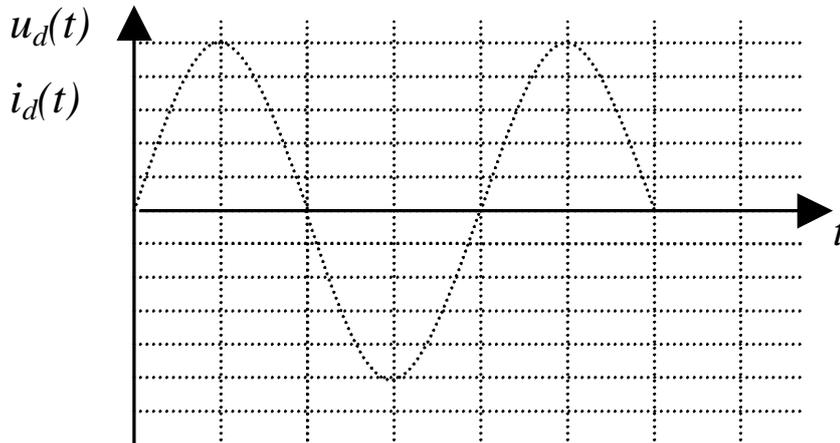
2.1.5 Laboratoire : étude de la diode

En utilisant les modèles de la diode, justifiez l'allure des signaux i_d et u_d d'un circuit "R-diode", alimenté par un signal sinusoïdal e ($3V_p, 300\text{Hz}$).



Représentez le schéma de câblage de l'oscilloscope afin de mesurer : u_d et i_d

Tracez les formes d'ondes observées



+ Schéma équivalent si $e < \dots$

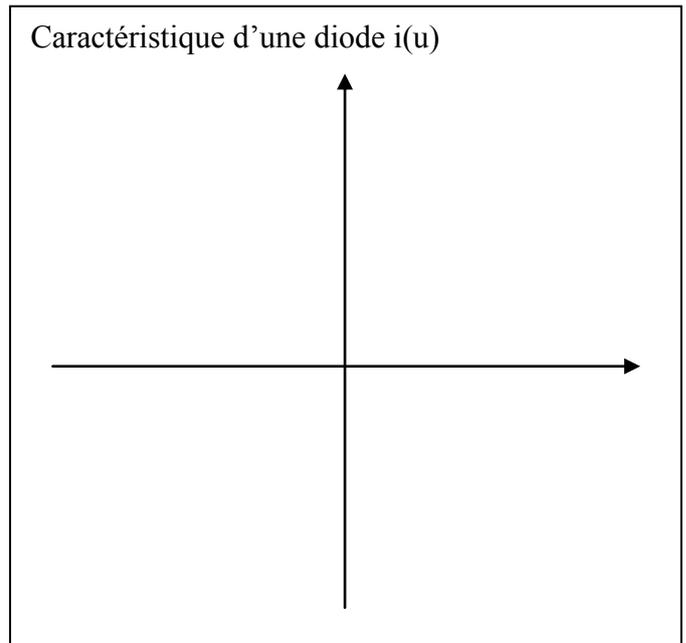
$$u_d = \dots$$

$$i_d = \dots$$

+ Schéma équivalent si $e > \dots$

+ Seuil "direct" d'une diode classique : $E_0 \approx \dots \text{V}$

Observez la caractéristique de la diode en mode X(Y)



† Le modèle BF

Rem. : Les régions "coudes", intermédiaires entre 2 types de fonctionnement, sont ignorées, car non utilisées ^[1].

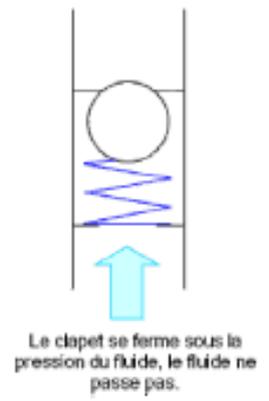
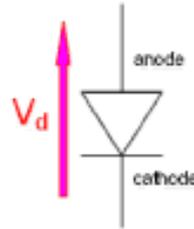
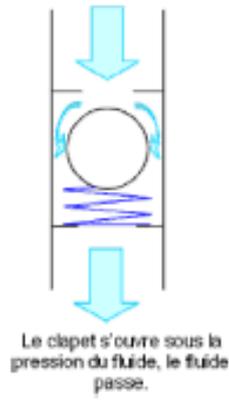
⇒ Diode =

⇒ Au-delà des tensions de seuil (E_0 ou E_Z), la diode est passante et son **courant est limité uniquement** ^[2] **par le reste du circuit (ici R).**

¹ Elles sont bien évidemment traversées lors du passage d'un type de fonctionnement à l'autre, mais inutilisées "en régime". Le dimensionnement de chaque montage doit garantir cette utilisation exclusivement transitoire de ces régions coudes.

² quasi, car les parties "verticales" ne le sont pas exactement, mais les résistances intrinsèques des diodes sont très faibles (quelques Ω).

2.1.6 Analogie hydraulique



2.2 Les redresseurs

Objectifs de ce chapitre :

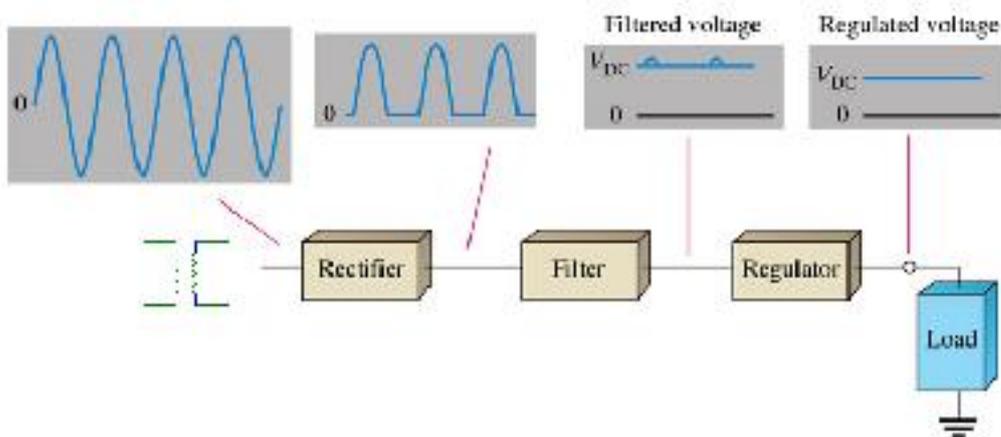
Après étude de ce chapitre, vous devriez être en mesure de :

- Présenter le schéma bloc fonctionnel des alimentations classiques et préciser la fonction de chaque élément.
- Expliquer le fonctionnement des redresseurs « simple alternance » sans et avec condensateur de filtrage.
- Expliquer le fonctionnement des redresseurs « double alternance » à point milieu et à pont de Graetz, sans et avec condensateur de filtrage.
- Déterminer la valeur de la tension de sortie (sans et avec condensateur de filtrage), la tension inverse maximale appliquée aux diodes, ...
- Définir et calculer la tension d'ondulation et le coefficient d'ondulation.
- Discuter des avantages et inconvénients des différentes structures.
- Expliquer l'effet, sur le signal de sortie, d'une modification de l'un des paramètres du montage.

2.2.1 Bloc d'alim

Une des principales applications de la diode est le redressement de la tension alternative du secteur pour concevoir des générateurs de tension continue.

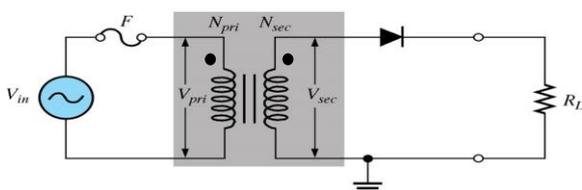
Un bloc d'alimentation DC^[3] classique convertit la tension AC^[4] 230V, 50Hz du secteur (tension domestique) en une tension DC stable. Ce circuit (qui alimente de nombreux montages électroniques !) se compose :



- d'un **transformateur**
- d'un **redresseur** qui convertit le signal AC en une tension variable toujours positive (redressée sur une alternance dans le schéma ci-dessus)
- d'un **filtre** qui élimine les fluctuations de la tension : il procure une tension relativement constante
- d'un **régulateur** qui maintient la tension constante quelles que soient les variations du signal d'entrée ou de la charge (composant unique ou circuit complexe cfr §2.1.4)

2.2.2 Redresseur à tension d'entrée couplée par un transformateur :

Le couplage par transformateur offre deux avantages :



- *Effet abaisseur ou éleveur* de la tension d'entrée :

$$V_{sec} = \frac{N_{sec}}{N_{pri}} V_{pri}$$

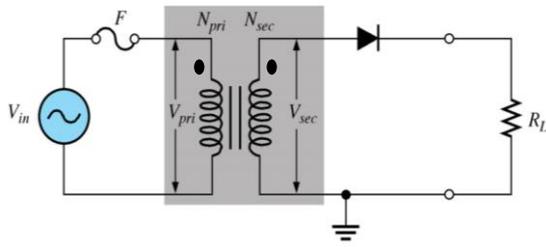
- *Isolation galvanique* du redresseur.

Le transformateur est protégé par un fusible câblé en série avec le primaire.

³ DC : *direct current* : caractérise les signaux continus (CC)

⁴ AC : *alternative current* : caractérise les signaux variables

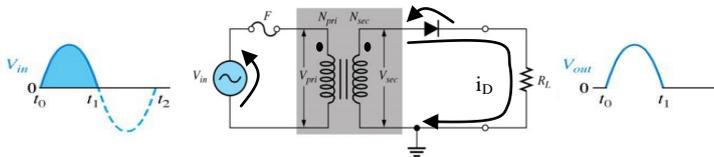
2.2.3 Redressement « simple alternance »



Le circuit se compose d'une diode en série avec la source d'entrée AC et la charge.

Si on considère le fonctionnement du circuit sur une période du signal sinusoïdal d'entrée :

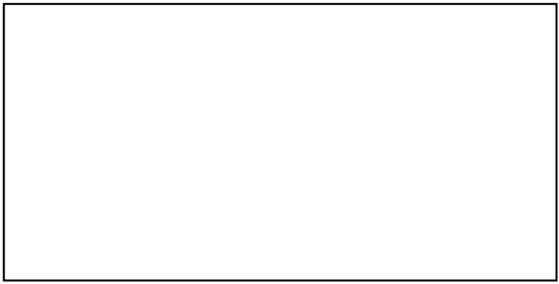
➤ Durant l'alternance positive de la tension d'entrée : la diode est polarisée en direct et conduit.



$$u_d \geq 0,7 \text{ V si } V_{\text{sec}} \dots$$

Schéma équivalent :

(a) During the positive alternation of the 50 Hz input voltage, the output voltage looks like the positive half of the input voltage. The current path is through ground back to the source.

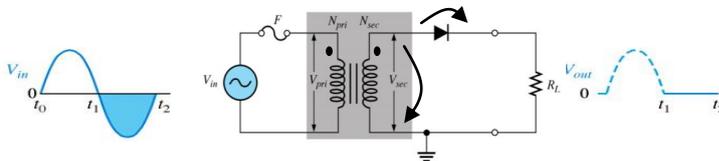


- Tension de sortie : $V_{\text{out}} = V_{\text{in}} - 0,7\text{V}$

- Courant max supporté par la diode : $i_{\text{max}} = \frac{(V_{\text{in}})_P - 0,7}{R}$

Il se produit lorsque la diode est en polarisation directe donc lors de la crête de l'alternance positive. Il est nécessaire de s'assurer que la diode sera capable de supporter ce courant direct qui apparaîtra de manière répétitive.

➤ Durant l'alternance négative de la tension d'entrée : la diode est en polarisation inverse et ne conduit pas le courant :



$$\text{Si } V_{\text{sec}} \dots$$

Schéma équivalent :

(b) During the negative alternation of the input voltage, the current is 0, so the output voltage is also 0.

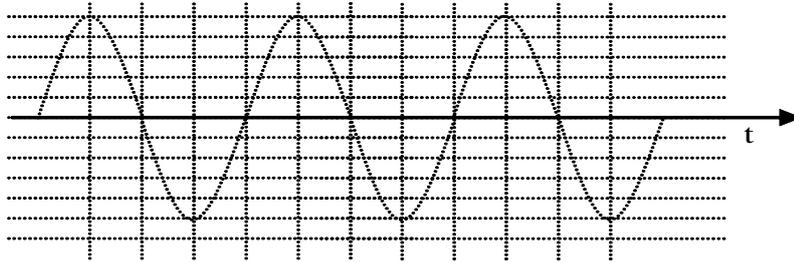


- Tension de sortie : $i_D = 0 \Rightarrow V_{\text{out}} = 0$

- Tension inverse de crête : $u_{\text{inv}} = -(V_{\text{in}})_P$

Elle se produit lorsque la diode est en polarisation inverse donc lors de la crête de l'alternance négative. Il est nécessaire de s'assurer que la diode sera capable de supporter cette tension inverse qui apparaîtra de manière répétitive.

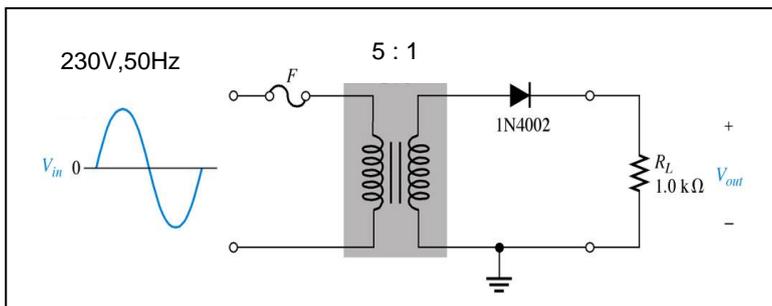
Soit l'allure de la tension de sortie :



Seules les alternances positives apparaissent aux bornes de la charge. Le courant dans la charge est ainsi redressé (il ne circule que dans un sens).

Application :

Calculer la valeur de crête de la tension sur la charge du circuit ci-contre dont le primaire est connecté sur le réseau 230V, 50 Hz :



$$(V_{pri})_P = \sqrt{2} \cdot V_{eff} = 325,32V$$

$$(V_{sec})_P = (V_{pri})_P \frac{1}{5} \cong 65V$$

$$\Rightarrow (V_{out})_P \cong 65 - 0.7V = 64.3V$$

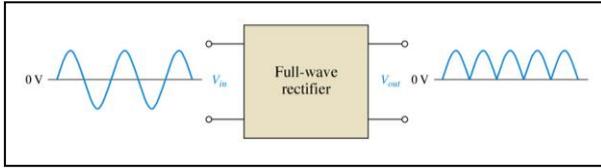
Calculer les valeurs extrêmes de courant et tension que la diode devra supporter afin de choisir la diode qui supportera le fonctionnement de ce montage :

La diode devra supporter :

$u_{inv} = -65V$ en inverse

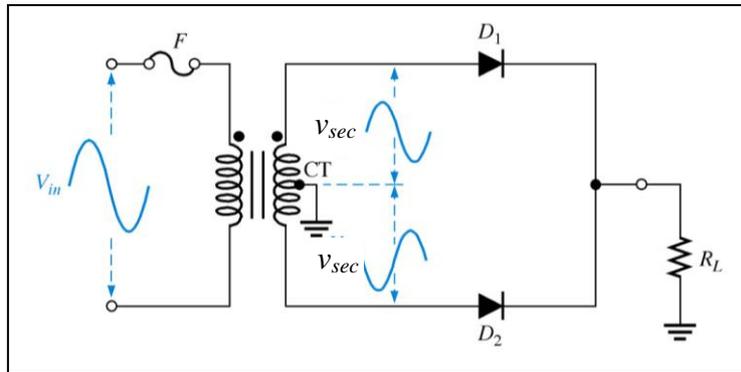
et $i_{max} = 64,3mA$ en direct

2.2.4 Redresseur double alternance



Le redresseur double alternance offre l'avantage de redresser les deux alternances de la tension d'entrée (le montage simple alternance présente l'inconvénient de ne laisser passer que la moitié du courant que délivre le transfo).

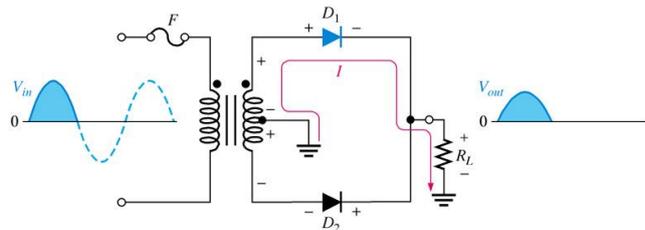
2.2.4.1 Redresseur double alternance à point milieu



Le redresseur utilise un transformateur qui possède un point milieu c'est-à-dire un double enroulement secondaire. Ce point est fixé au potentiel de la masse et donc, appelons v_{sec} la tension qui apparaît entre ce point et chaque extrémité du bobinage secondaire. Chaque secondaire voit sa tension redressée par une diode : tout se passe comme si on avait deux montages identiques à celui du redresseur simple alternance.

Durant l'alternance positive de la tension d'entrée :

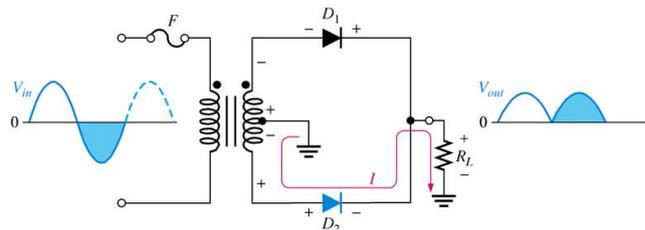
Si v_{sec}



(a) During positive half-cycles, D_1 is forward-biased and D_2 is reverse-biased.

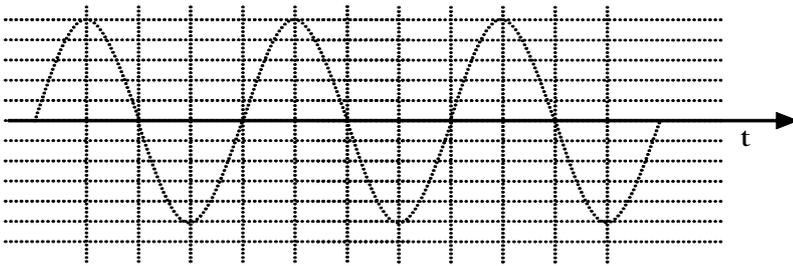
Durant l'alternance négative de la tension d'entrée :

Si v_{sec} ...



(b) During negative half-cycles, D_2 is forward-biased and D_1 is reverse-biased.

Soit l'allure du signal de sortie :



Observez que durant chaque alternance, le courant circulant dans la charge est toujours orienté dans le même sens : la tension de sortie produite est une tension redressée sur les deux alternances.

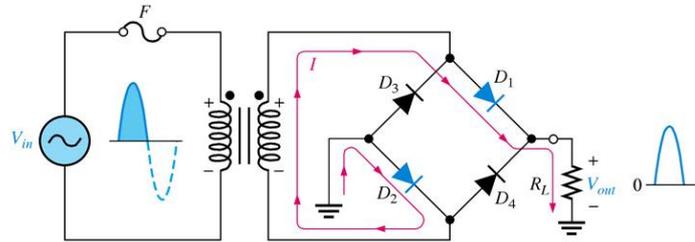
- **Tension de sortie :** $(V_{out})_p = (V_{sec})_p - 0,7V$
- **Courant direct de crête :** $(I_{direct})_p = \frac{(V_{sec})_p - 0,7V}{R_L}$
- **Tension inverse de crête :** $-V_D = 2.(V_{sec})_p - 0,7V$

Les diodes sont plus sollicitées que dans le cas des montages simple alternance puisqu'en plus de la tension aux bornes du secondaire, elle devra supporter la tension aux bornes de la charge, soit une tension double de ce qui est requis pour un montage simple alternance.

2.2.4.2 Redresseur « double alternance » en pont de Graetz

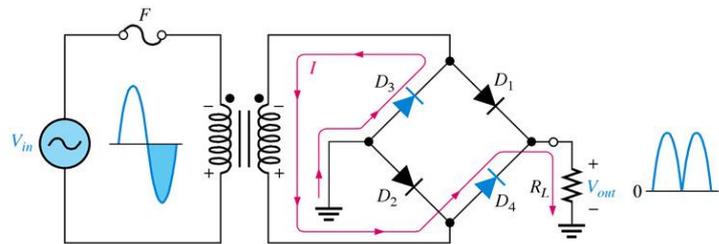
Il utilise 4 diodes ^[5] et un transformateur simple (sans point milieu).

Durant l'alternance positive de la tension d'entrée :



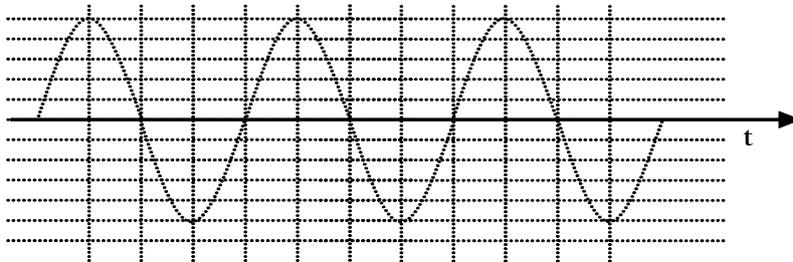
(a) During positive half-cycle of the input, D_1 and D_2 are forward-biased and conduct current. D_3 and D_4 are reverse-biased.

Durant l'alternance négative de la tension d'entrée :



(b) During negative half-cycle of the input, D_3 and D_4 are forward-biased and conduct current. D_1 and D_2 are reverse-biased.

Soit l'allure du signal de sortie :

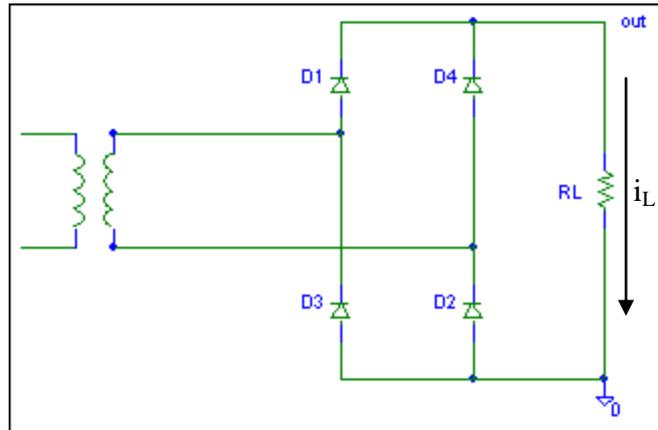


- Tension de sortie : $(V_{out})_p = (V_{sec})_p - 1,4V$
- Courant direct de crête : $(I_{direct})_p = \frac{(V_{sec})_p - 1,4V}{R_L}$
- Tension inverse de crête : $-V_D = (V_{sec})_p - 0,7V$

Chaque diode n'a à supporter qu'une seule fois la tension de crête du secondaire du transfo mais en revanche, la tension de sortie est réduite de deux fois la tension de seuils des deux diodes passantes pour chaque alternance.

⁵ Il existe des « ponts » tous faits permettant de réduire le nombre de composants.

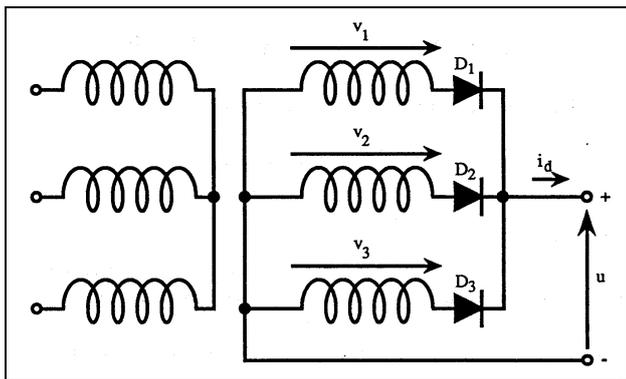
Une autre représentation du pont de Graetz est la suivante, elle offre l'avantage de mieux visualiser l'unidirectionnalité du courant au travers de la charge :



2.2.5 Redresseurs triphasés

Il est possible d'obtenir une tension continue à partir des tensions alternatives sinusoïdales fournies par le réseau triphasé.

Redresseur simple voie :



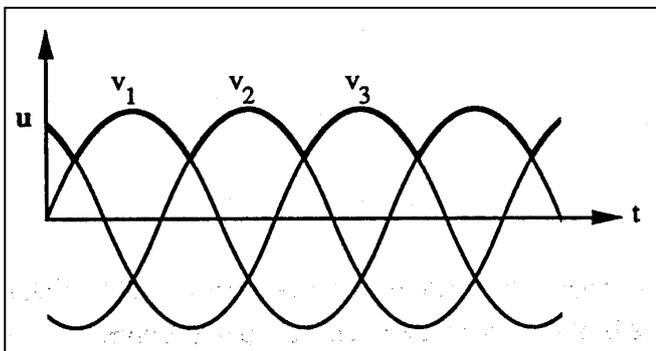
Toutes les cathodes sont connectées au même point : des 3 diodes, c'est celle dont l'anode sera portée à la tension la plus élevée qui sera passante.

En effet, supposons $v_2 > v_1$ et v_3 :

$$D_2 \text{ conduit} \Rightarrow v_{out} = v_2$$

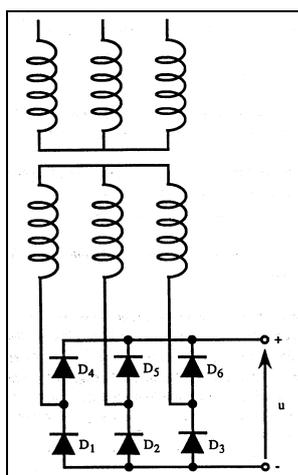
$$\text{et} \Rightarrow \begin{cases} v_{D_1} = v_1 - v_2 < 0 \\ v_{D_3} = v_3 - v_2 < 0 \end{cases}$$

D_1 et D_3 sont bloquées



Ainsi, pour autant qu'elle soit parcourue par un courant positif, la diode qui conduit est celle qui est connectée à l'entrée la plus positive $\Rightarrow v_{out} = \max(v_i) - 0,7$.

Redresseur double voie ou en pont



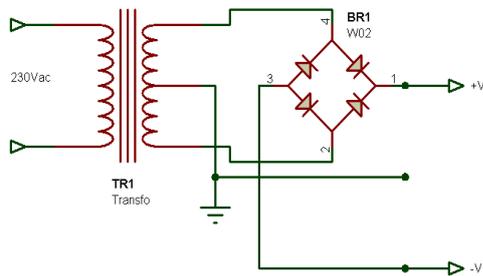
2.2.6 Récapitulatif des 3 types de redresseurs

	Simple alternance	Double alternance	
		A prise médiane	En pont
Nombre de diodes	1	2	4
Entrée du redresseur	$(V_{sec})_P$	$(V_{sec})_P$	$(V_{sec})_P$
Tension inverse de crête des diodes	$(V_{sec})_P$	$2.(V_{sec})_P - 0,7V$	$(V_{sec})_P - 0,7V$
Tension de sortie de crête : $(V_{out})_P$	$(V_{sec})_P - 0,7V$	$(V_{sec})_P - 0,7V$	$(V_{sec})_P - 1,4V$

Critères de choix d'un type de cellule de redressement

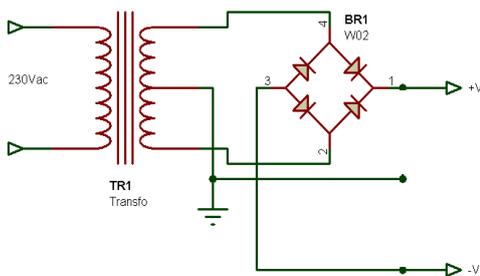
1 alternance	2 alt. : Pont Graetz	2 alt. : Point milieu	6 alternances
Alimentation simple de faibles charges (<1A), quand un point commun est nécessaire entre tension non redressée et sortie.	Alimentation simple de charges moyennes (quelques A), quand aucun point commun n'est nécessaire (charge flottante par rapport au transfo).	Possibilité d'alimentation double de charges moyennes. Alimentation simple de charges moyennes, quand un point commun est nécessaire entre secondaire du transfo et sortie.	Alimentation simple de fortes charges.

2.2.7 Alimentation symétrique

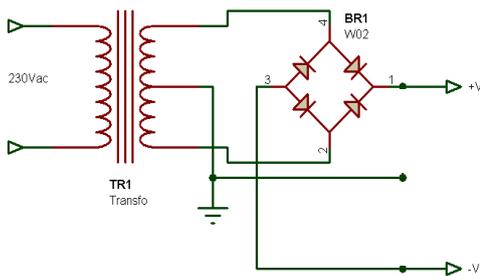


L'intérêt du montage redresseur double alternance à point milieu réside principalement dans son exploitation pour la conception d'alimentation symétrique. Ce type d'alimentation est souvent requis pour des montages analogiques (domaine audio ou mesure) nécessitant une alimentation double : avec une branche positive et une branche négative.

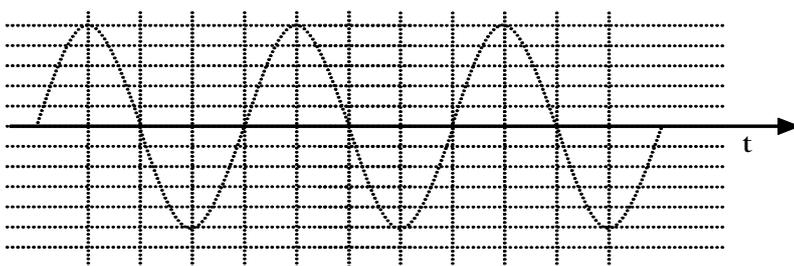
Alternance positive :



Alternance négative :



Signal de sortie :



2.2.8 Bloc filtrage de l'alimentation

Les montages précédents délivrent des tensions redressées ondulées. Le filtrage a pour but de réduire considérablement les variations de tension à la sortie du redresseur (Δv_{out}) ce qui est nécessaire car les circuits électroniques requièrent une alimentation constante. Le type de filtre le plus répandu est le filtre à « condensateur en tête » qui donne une tension de sortie v_{out} pratiquement égale à la valeur de crête de la tension redressée.

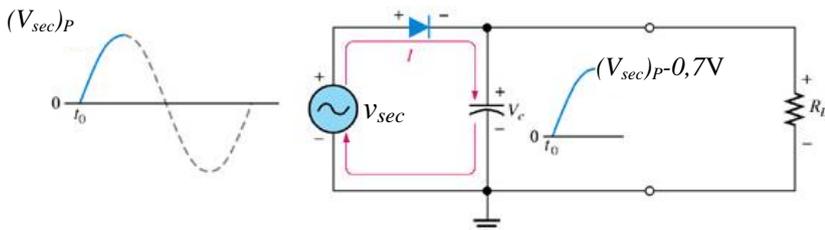
En pratique, on veut Δv_{out} faible (de l'ordre de 5 à 20% de v_{out}) $\Rightarrow v_{out} \approx (v_{out})_{DC} \approx C^{ste}$

Dans ces conditions, et si la charge R_L reste constante, le courant circulant dans la charge devient :

$$i_L = \frac{v_{out}}{R_L} \approx \frac{(v_{out})_{DC}}{R_L} = (i_L)_{DC} = I_L = C^{ste}$$

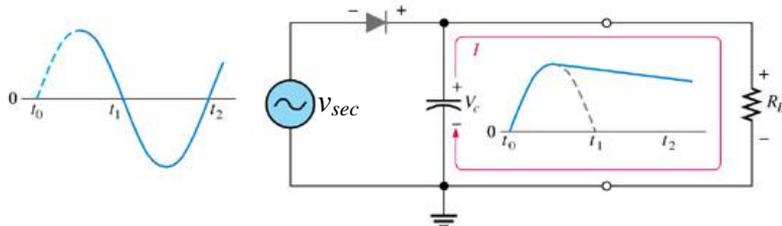
2.2.8.1 Redresseur simple alternance - Filtre à condensateur

Schémas équivalents :



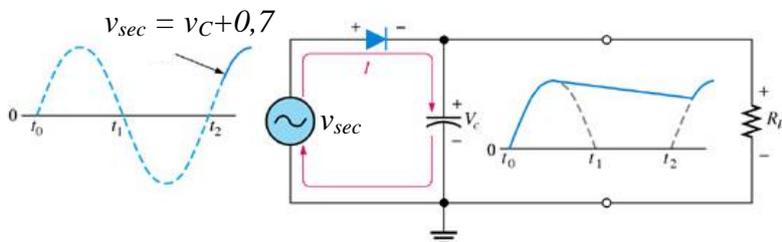
(a) Initial charging of capacitor (diode is forward-biased) happens only once when power is turned on.

La diode conduit si : ...



(b) The capacitor discharges through R_L after peak of positive alternation when the diode is reverse-biased. This discharging occurs during the portion of the input voltage indicated by the solid blue curve.

La diode se bloque si : ...



(c) The capacitor charges back to peak of input when the diode becomes forward-biased. This charging occurs during the portion of the input voltage indicated by the solid blue curve.

La diode conduit à nouveau si : ...

Le rôle du condensateur est de se charger et de se décharger de manière « à combler les creux » qui se présentent entre deux crêtes. Cela va réduire les variations de la tension de sortie, comme illustré sur la figure suivante pour un redresseur simple alternance.

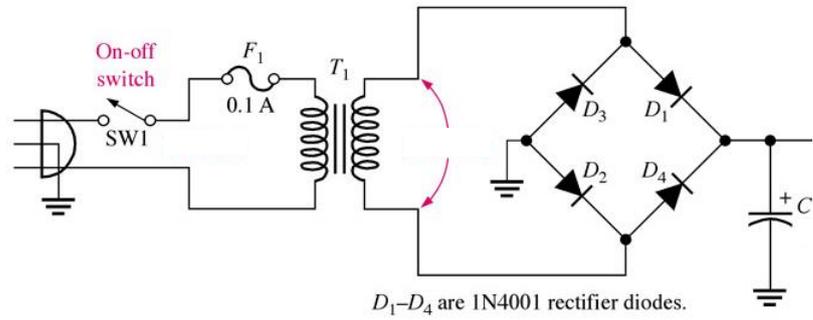
Principe physique :

- (a) comme au départ le condensateur n'est pas chargé, la diode est polarisée en direct et le condensateur se charge.
- (b) le signal d'entrée décroît mais, puisque le condensateur maintient sa charge, la diode est polarisée en inverse et se bloque.

Le condensateur ne peut donc se décharger qu'au travers de la charge selon une constante de temps $\tau = R_L C$. Idéalement, cette constante de temps doit être grande par rapport à la période du signal d'entrée pour que la tension aux bornes du condensateur reste proche de $(V_{sec})_P - 0,7V$ et donc pour que l'ondulation de la tension de sortie $(v_{out})_{PP}$ reste faible (décharge entre les crêtes).

- (c) la diode reste bloquée jusqu'à ce que la tension d'entrée (qui fixe le potentiel de son anode) devienne égale à la tension aux bornes du condensateur (qui fixe le potentiel de la cathode) + 0,7V pour polariser la diode en direct. Ainsi la diode conduit brièvement et recharge le condensateur jusqu'à la tension de crête - 0,7V.

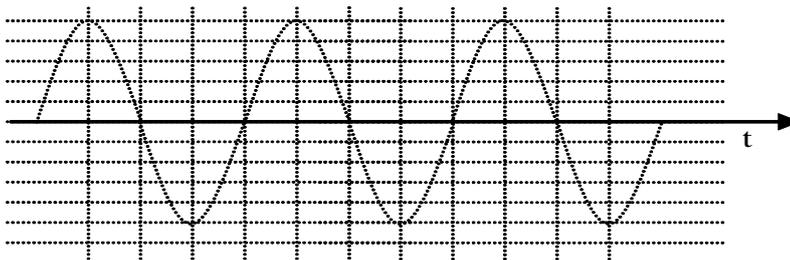
2.2.8.2 Redresseur double alternance – filtre à condensateur



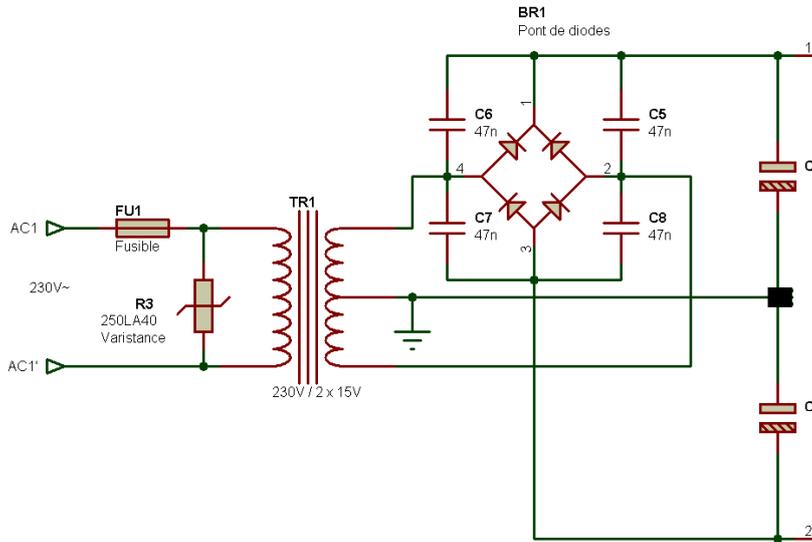
Schémas équivalents

si $V_{\text{sec}} \dots$

\dots diodes passantes



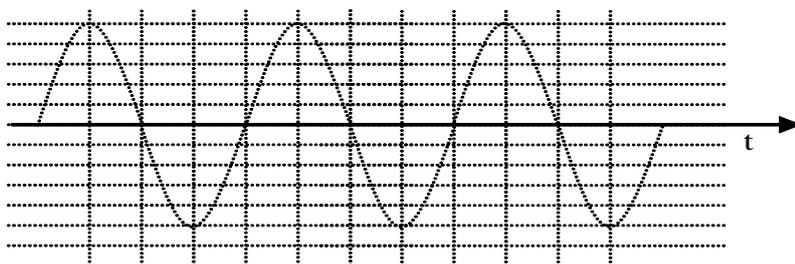
2.2.8.3 Alimentation symétrique



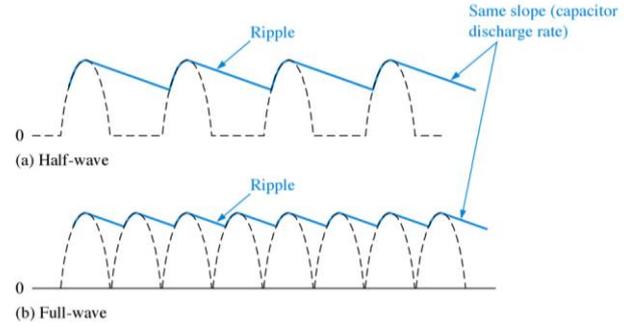
Schémas équivalents

si $V_{sec} \dots$

\dots diodes passantes

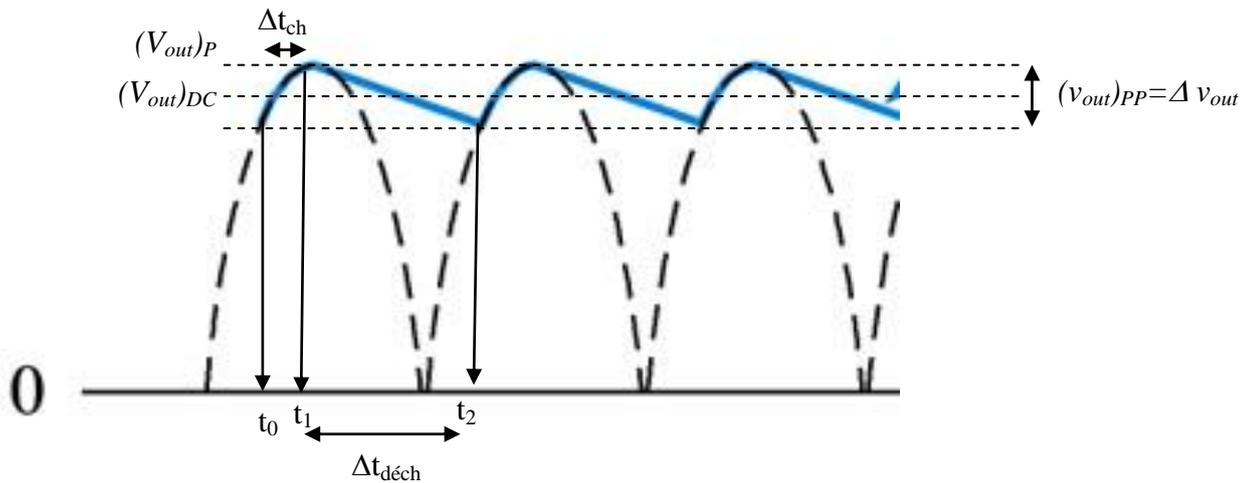


Pour un même filtre connecté à un redresseur double alternance, l'amplitude d'ondulation est divisée par 2 car le condensateur se décharge pendant un temps deux fois moins long :



Au point de vue équations :

Le signal de sortie du filtre sera caractérisé par la *tension de crête* en sortie du redresseur $(V_{out})_P$ et la *valeur moyenne* de la tension de sortie du filtre $(V_{out})_{DC}$. Le coefficient d'ondulation exprime la qualité du filtrage. Il est donné par le rapport de la valeur de l'ondulation résiduelle $(v_{out})_{PP} = \Delta v_{out}$ de la tension de sortie sur sa valeur moyenne $(V_{out})_{DC}$. Plus le coefficient d'ondulation sera faible, meilleur sera le filtre.



Tension d'ondulation :

Soit $\Delta v_{out} = (v_{out})_{PP} = (V_{out})_{max} - (V_{out})_{min}$
 Avec $(V_{out})_{max} = V_{out}(t_1) = (V_{out})_P$ et $(V_{out})_{min} = V_{out}(t_2)$

Ce qui revient à calculer la décharge du condensateur : $v_c(t_2) = v_c(t_1) + \frac{1}{C} \cdot \int_{t_1}^{t_2} i_c \cdot dt$

Or pour $t_1 \leq t \leq t_2$ ($\Delta t_{déch}$) : $U_D < 0,7 V \Rightarrow$ diode reste OFF ($i_D = 0$) \Rightarrow $i_C = -I_L$

\Rightarrow le condensateur C alimente la charge $\Rightarrow C$ se décharge quasi linéairement puisque nous avons fait l'hypothèse que le courant dans la charge est constant.

$$v_c(t_2) = v_c(t_1) + \frac{1}{C} \cdot \int_{t_1}^{t_2} i_c \cdot dt = v_c(t_1) - \frac{1}{C} \cdot I_L \cdot \int_{t_1}^{t_2} dt$$

On fera l'hypothèse que le temps de charge est négligeable devant le temps de décharge et donc que : $\Delta t_{déch} = T$

$$v_c(t_2) = v_c(t_1) + \frac{1}{C} \cdot \int_{t_1}^{t_2} I_C \cdot dt = v_c(t_1) - \frac{1}{C} \cdot I_L \cdot \int_{t_1}^{t_2} dt \cong v_c(t_1) - \frac{1}{C} \cdot I_L \cdot T$$

On fait aussi l'hypothèse que la tension de sortie est quasi constante : $I_L = \frac{(v_{out})_{DC}}{R_L} \cong \frac{(V_{out})_P}{R_L}$

$$\text{et donc : } \Delta v_{out} = (v_{out})_{PP} = v_c(t_1) - v_c(t_2) = \frac{(V_{out})_P}{R_L \cdot C} \cdot T = \frac{(V_{out})_P}{R_L \cdot C \cdot f}$$

cette formule montre bien qu'il faut $\tau = R_L \cdot C \gg T$ pour avoir une faible ondulation.

$$\text{Tension moyenne : } (V_{out})_{DC} \cong (V_{out})_P - \frac{\Delta v_{out}}{2} = (V_{out})_P \left(1 - \frac{1}{2R_L C f} \right)$$

$$\text{Coefficient d'ondulation : Ripple } r = \frac{\Delta v_{out}}{(V_{out})_{DC}} = \frac{1}{R_L \cdot C \cdot f - \frac{1}{2}}$$

Dimensionnement du condensateur :

Ces formules permettent de calculer le condensateur nécessaire à la cellule de filtrage :

$$C \cong \frac{I_{\max}}{f \Delta v_{out}}$$

L'hypothèse $\Delta t_{déch} = T$ mène à surdimensionner le condensateur ce qui est favorable à un meilleur lissage. De toute façon, d'une part, il faudra choisir une valeur de composant standardisée et d'autre part, l'erreur commise est négligeable en regard de la dispersion des caractéristiques tout particulièrement pour ce qui est des condensateurs de filtrage qui ont des tolérances très larges.

Dimensionnement diodes-transformateur

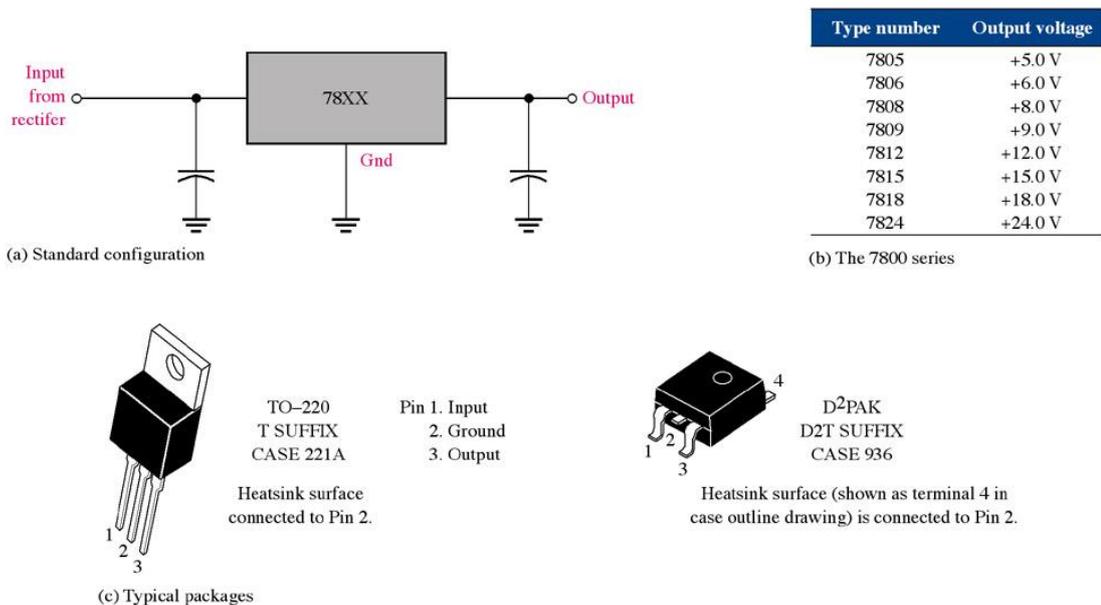
Les diodes ne conduisent que pendant un temps très court : l'énergie restituée par le condensateur pendant la phase de roue libre doit être stockée au préalable pendant le temps de conduction. Pour assurer un certain courant moyen dans la charge, il est nécessaire que l'ensemble transformateur-diode soit capable de débiter un courant de crête qui sera de l'ordre de 15 fois supérieur au courant moyen.

L'autre conséquence est le démarrage de l'alimentation : avant branchement, le condensateur est initialement déchargé. Lorsque l'on branche l'alim sur le secteur, la charge du transfo s'assimile à un court-circuit. Le courant d'appel est donc uniquement limité par l'impédance interne du transfo ! C'est ce courant de pointe que devront supporter les diodes et le transformateur, courant d'autant plus intense que l'on s'approche de la crête de l'alternance de la tension du secteur ...

Attention donc de ne pas exagérer la valeur du condensateur car cela réclamerait, dans la phase initiale, une pointe de courant de charge qui pourrait être préjudiciable au transformateur.

2.2.9 Régulateur de tension à circuit intégré

Si l'on désire maintenir la tension de sortie parfaitement constante (sans aucune ondulation), on complétera le schéma par un **régulateur intégré**. Il s'agit d'un composant à 3 « pattes » (masse – entrée – sortie régulée) fournissant une tension positive ou négative. Même si plusieurs types de régulateurs sont disponibles sur le marché, la série 7800 est la plus couramment utilisée pour fournir une tension fixe positive :



Sur la borne d'entrée, le régulateur demande une tension d'entrée dont l'ondulation est $< 10\%$. Il réduira considérablement cette ondulation.

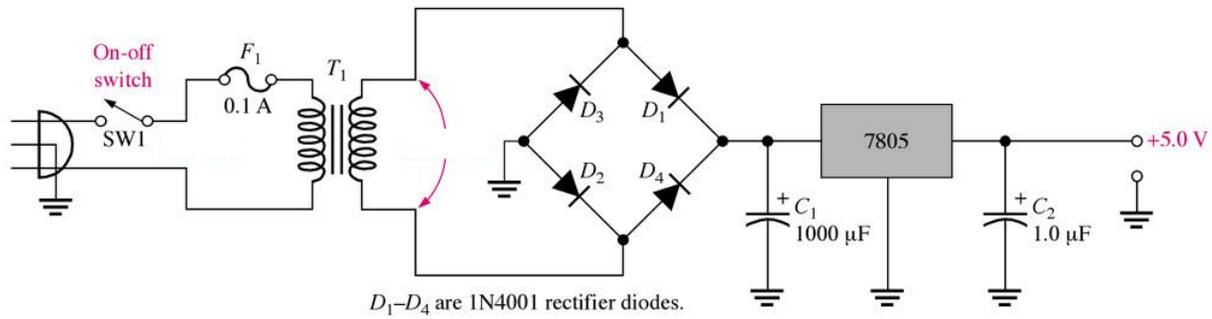
Même si ce n'est pas toujours nécessaire, on utilise des condensateurs à l'entrée et à la sortie.

- Le condensateur d'entrée (≈ 330 nF) empêche les oscillations non désirées, dues à l'inductance du fil lorsque le régulateur est placé à une certaine distance du filtre d'alimentation ^[6].
- Le condensateur de sortie (≈ 100 nF) permet de fournir le $I_{\text{transitoire}}$ afin de limiter l'intensité fournie par le régulateur.

La série 7900 est équivalente à la série 7800 mais fournit des tensions négatives fixes.

⁶ Le filtre d'entrée se branche en parallèle sur le condensateur de filtrage électrolytique qui joue un rôle dans le filtrage basse fréquence, 50Hz.

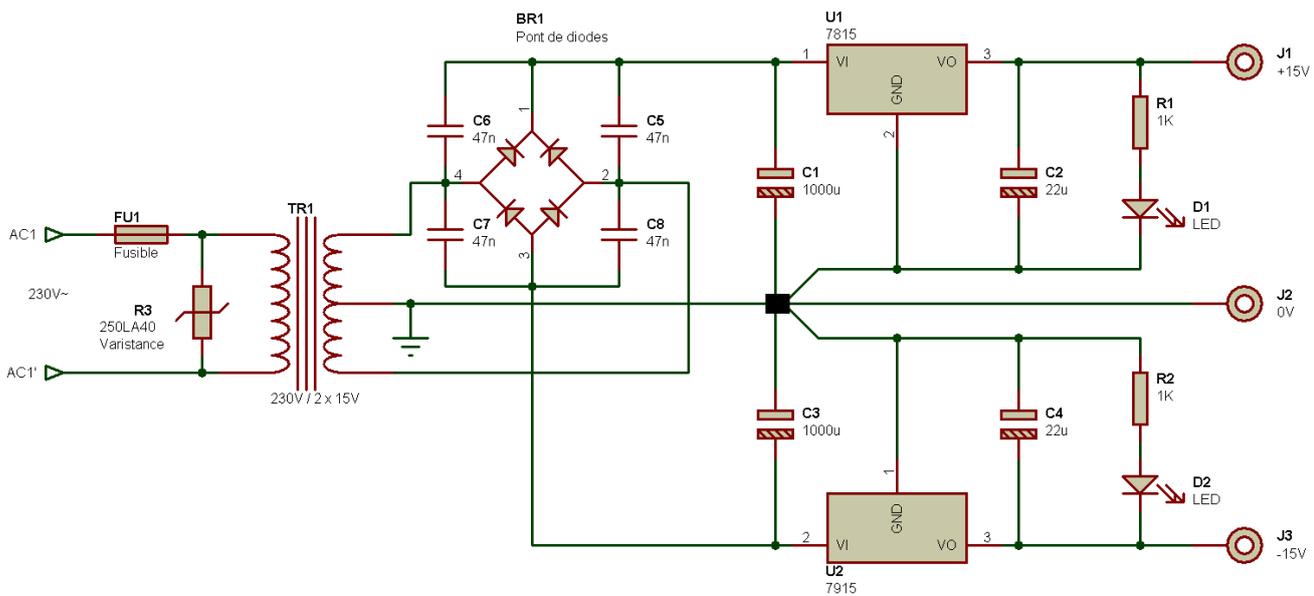
2.2.9.1 Alimentation simple : 5V



2.2.9.2 Alimentation double : +/- 15V

Le schéma complet de l'alimentation symétrique est le suivant :

Il fait appel à des régulateurs de tension fixes de type LM7815 et LM7915. Les tensions de sortie sont donc fixées ici à +/-15V.



2.2.10 Exercices

1. Quelle est la valeur de crête de la tension de sortie d'un redresseur simple alternance si le transformateur a un rapport 25:1 ? Quelle est la tension inverse maximum que doit supporter la diode ?
2. Mêmes questions pour un redresseur double alternance à transformateur à point milieu (chaque secondaire a un rapport 25:1)
3. Mêmes questions pour un redresseur double alternance à pont de Graetz
4. Déterminer la tension moyenne de sortie, la tension d'ondulation de sortie et le coefficient d'ondulation du montage 1. ci-dessus si la charge vaut $1k\Omega$ et qu'on lui rajoute, en parallèle, un condensateur de $47\mu F$.
5. idem pour le montage 2.
6. idem pour le montage 3.
7. Un redresseur double alternance possède une tension de sortie dont la valeur de crête est de 30V. Un condensateur de $50\mu F$ est connecté au redresseur. Calculez la valeur crête à crête de l'ondulation aux bornes de la résistance de charge de 600Ω ainsi que la tension moyenne que l'on peut mesurer à ses bornes.
8. Quelle sera l'influence sur ces grandeurs d'une division par 2 de la résistance de charge de sortie ?
9. Sur quoi peut-on agir pour que l'allure de la tension de sortie redevienne similaire à celle de l'exercice 7?
10. Serait-il possible d'obtenir une tension au niveau de la charge de 600Ω qui possède la même valeur moyenne et la même tension d'ondulation qu'à l'exercice 7 avec un redresseur *simple* alternance ?
11. Quelle doit être la capacité du condensateur afin de produire un coefficient d'ondulation qui n'excédera pas 1% pour un redresseur double alternance qui possède une résistance de charge de $1,5k\Omega$ sachant que la valeur de crête de la tension de sortie du redresseur est de 18V ?

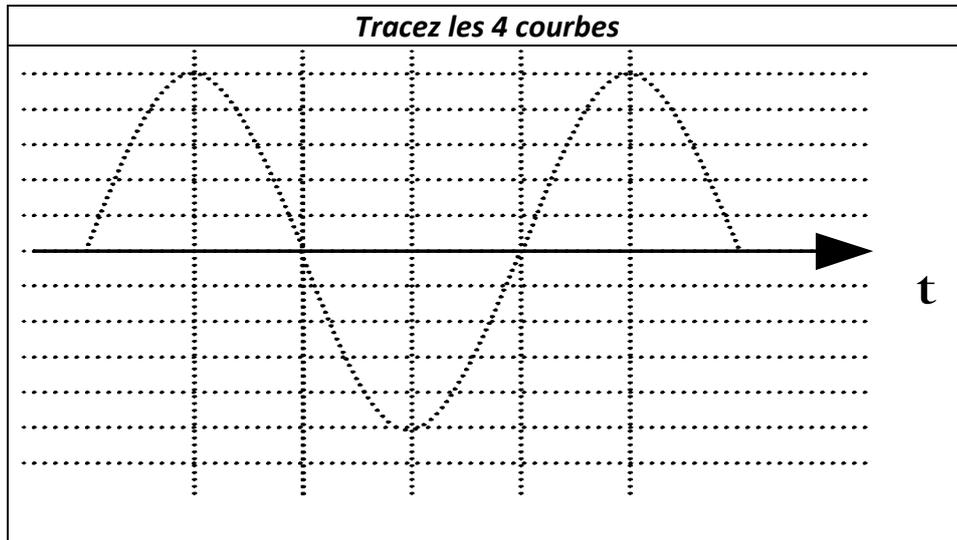
Réponses :

1. $(V_{sec})_P = 13\text{ V}$; $(V_{out})_P = 12,3\text{ V}$; tension inverse de crête = -13 V
2. $(V_{sec})_P = 13\text{ V}$; $(V_{out})_P = 12,3\text{ V}$; tension inverse de crête = $-25,3\text{ V}$
3. $(V_{sec})_P = 13\text{ V}$; $(V_{out})_P = 11,6\text{ V}$; tension inverse de crête = $-12,3\text{ V}$
4. $(V_{out})_{DC} \approx 10\text{ V}$; $\Delta v_{out} \approx 4,3\text{ V}$ et $r = 0,43$
5. $(V_{out})_{DC} \approx 11\text{ V}$; $\Delta v_{out} \approx 2,6\text{ V}$ et $r = 0,24$
6. $(V_{out})_{DC} \approx 10,36\text{ V}$; $\Delta v_{out} \approx 2,47\text{ V}$ et $r = 0,24$
7. $\Delta v_{out} \approx 10\text{ V}$ et $(V_{out})_{DC} \approx 25\text{ V}$
8. si R_L est divisée par 2, Δv_{out} est multiplié par 2 et $(V_{out})_{DC} \blacktriangleright$
9. il faudra utiliser un condensateur de capacité double
10. pour obtenir le même Δv_{out} et le même $(V_{out})_{DC}$, il faudra prendre un condensateur de capacité double
11. $670\mu F$; la valeur standard la plus proche qui répond aux exigences est : $680\mu F$ (et non $560\mu F$) ; (la valeur de crête de la tension du secondaire n'a aucune influence sur r)

2.2.11 Laboratoire : redressement et filtrage

2.2.11.1 Redressement simple alternance

- Oscillo : axes de référence au centre / 5V/DIV pour CH1 et CH2
-  { v_{sec} et v_{out} } ⇒ Représentez les traces obtenues.



Mesures :

	Charge = 270 Ω			Charge = 560 Ω
	Sans C	avec C = 150 µF	avec C = 330 µF	avec C = 330 µF
	Tracez en bleu	Tracez en vert	Tracez en rouge	Tracez en noir
$(V_{sec})_p$ V quasi quel que soit C ou R_L car			
$(V_{out})_p$	$(V_{out})_p = (V_{sec})_p - \dots\dots\dots$ car			
$(V_{out})_{DC}$ V V V V
ΔV_{out} V V V V
$r = \frac{\Delta V_{out}}{(V_{out})_{DC}}$

"Sans C" (courbe bleue), $(V_{out})_{DC}$ est très faible car

Lorsque l'on branche un condensateur (courbe bleue à verte), $(V_{out})_{DC}$ augmente fortement car

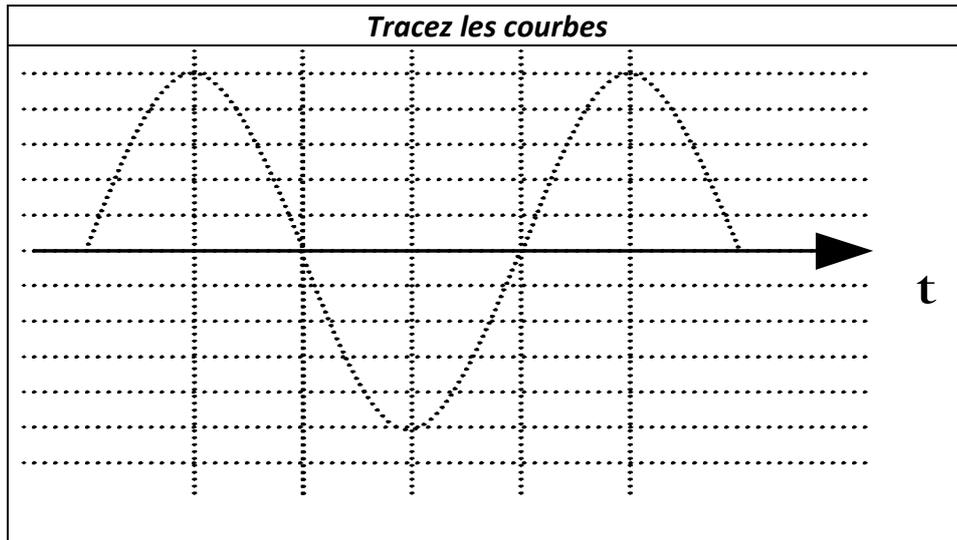
Si $C \nearrow$, $\Delta V_{out} \searrow$ (de courbe verte à rouge) car

Si $R_L \nearrow$, $\Delta V_{out} \searrow$ (de courbe rouge à noire) car

2.2.11.2 Redressement double alternance à pont de Graetz

- Oscillo : axes de référence au centre / 5V/DIV pour CH1 et CH2
- $\{v_{sec}\}$ puis $\{v_{out}\} \Rightarrow$ Vérifiez la correspondance entre les traces obtenues et les graphiques "théoriques".

●* **ATTENTION** : Ne pas observer simultanément v_{sec} et v_{out} p.c.q.



Mesures :

	Charge = 270 Ω			Charge = 560 Ω
	Sans C	avec C = 150 μF	avec C = 330 μF	avec C = 330 μF
	Tracez en bleu	Tracez en vert	Tracez en rouge	Tracez en noir
$(V_{out})_p$	$(V_{out})_p = (V_{sec})_p - \dots$ car			
$(V_{out})_{DC}$ V V V V
ΔV_{out}				
$r = \frac{\Delta V_{out}}{(V_{out})_{DC}}$

Sans C, on a : $[(V_{out})_{DC}]_{2alt} \approx \dots \cdot [(V_{out})_{DC}]_{1alt}$ car

A même C et même charge, on a : $[\Delta V_{out}]_{2alt} \approx \dots \cdot [\Delta V_{out}]_{1alt}$ car

A même charge, $[\Delta V_{out}]_{2alt} \approx [\Delta V_{out}]_{1alt}$ si $C_{2alt} \approx \dots \cdot C_{1alt}$ car

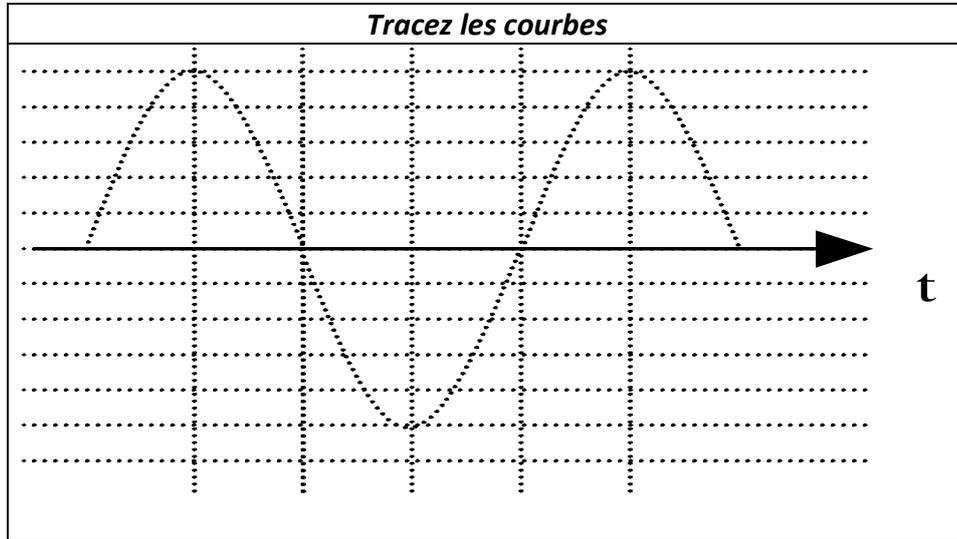
\Rightarrow Si l'on désire obtenir un certain ΔV_{out} , précisez l'intérêt du redressement *double alternance* par rapport au redressement *mono alternance* :

Les résultats montrent un $(V_{out})_{DC}$ croissant de gauche à droite dans le tableau. Quelle est la valeur limite de $(V_{out})_{DC}$ et dans quel cas l'obtiendrait-on ?

2.2.11.3 Redressement "double alternance" à point milieu

➤ Oscillo : axes de référence au centre / 5V/DIV pour CH1 et CH2

➤ $\{v_{sec} \text{ et } v_{out}\} \Rightarrow$ Vérifiez la correspondance entre les traces obtenues et les graphiques "théoriques".



Mesures :

	Charge = 270 Ω			Charge = 560 Ω
	Sans C	avec C = 150 μF	avec C = 330 μF	avec C = 330 μF
	Tracez en bleu	Tracez en vert	Tracez en rouge	Tracez en noir
$(V_{sec})_p$ V quasi quel que soit C ou R_L car			
$(V_{out})_p$	$(V_{out})_p = (V_{sec})_p -$ car			
$(V_{out})_{DC}$ V V V V
ΔV_{out} V V V V
$r = \frac{\Delta V_{out}}{(V_{out})_{DC}}$

Tracez le schéma du redresseur double alimentation d'après la plaque d'essai :

2.3 Les montages petits signaux d'utilisation de la diode

Bien que similaire au niveau du câblage aux montages redresseurs+filtrage, les montages dont il est question dans cette seconde partie sont dédiés au traitement du signal. Ils concernent des signaux d'entrée travaillant à des fréquences qui ne sont pas spécifiquement celles du secteur et ne sont pas destinées à fournir de la puissance.

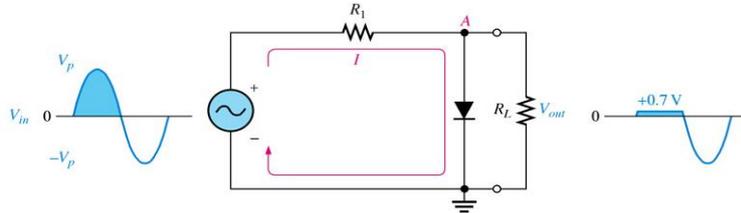
Objectifs de ce chapitre :

Après étude de ce chapitre, vous devriez être en mesure de :

- Expliquer et analyser le fonctionnement des circuits contenant des diodes et des diodes/condensateurs tels que les montages de limitation et de fixation de niveau de tension, des détecteurs de crête, des multiplicateurs de tension à diodes (sur base du schéma), ...
- Donner pour chaque condition de la tension d'entrée les schémas équivalents du montage
- Expliquer et analyser le fonctionnement de n'importe quel circuit à diodes

2.3.1 Circuits limiteurs de niveau ou écrêteurs

Ces circuits sont utilisés pour « couper » des portions de tensions qui se situent au-dessus ou au-dessous d'un niveau fixé.



(a) Limiting of the positive alternation. The diode is forward-biased during the positive alternation (above 0.7 V) and reverse-biased during the negative alternation.

Schémas équivalents :

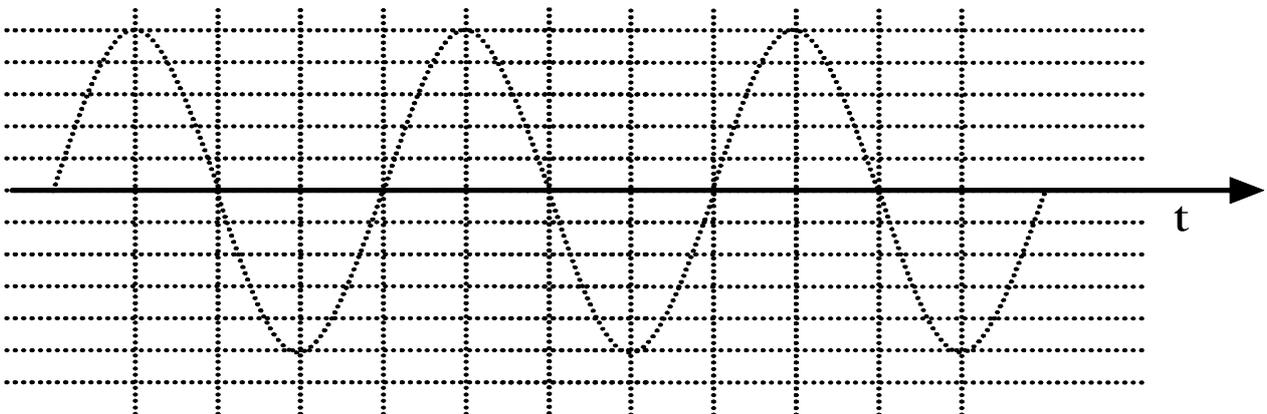
Lorsque la tension d'entrée est positive, la diode est en polarisation directe et limite la tension $v_A=0,7V$. R_1 a pour rôle de limiter le courant.

Lorsque la tension aux bornes de la diode devient négative, elle passe en polarisation inverse (\equiv circuit ouvert) : la sortie évolue comme la tension d'entrée mais l'amplitude de A est fixée par le diviseur de tension :

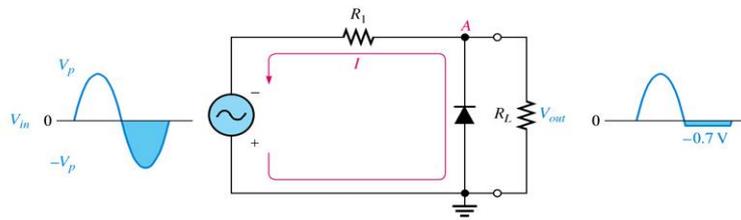
$$v_A = \frac{R_L}{R_1 + R_L} v_{in} \text{ si } R_1 \ll R_L, \text{ alors } v_A \cong v_{in}$$



Tracez l'allure du signal de sortie : en rouge si $R_L=3k\Omega$ et $R_1=2k\Omega$
en bleu si $R_L \gg R_1$



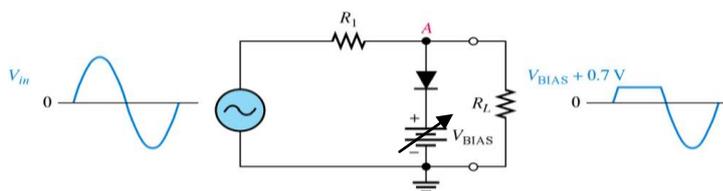
La figure suivante constitue un circuit limiteur de tension négative.



(b) Limiting of the negative alternation. The diode is forward-biased during the negative alternation (below -0.7 V) and reverse-biased during the positive alternation.

2.3.2 Limiteur à niveau variable

Ajoutons une tension DC en série avec la diode.

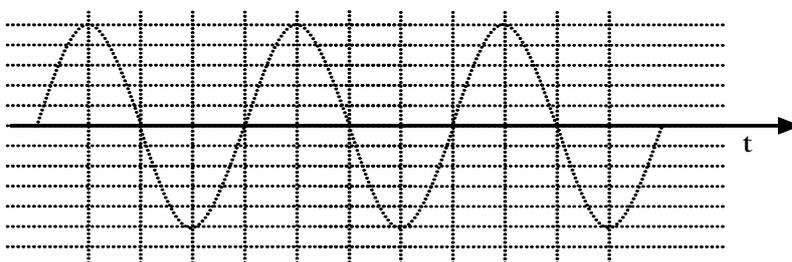


Schémas équivalents :

- Diode passante si : $v_{in} > V_{BIAS} + 0,7\text{V}$: Toute tension d'entrée supérieure à ce niveau $V_{BIAS} + 0,7\text{V}$ sera coupée.

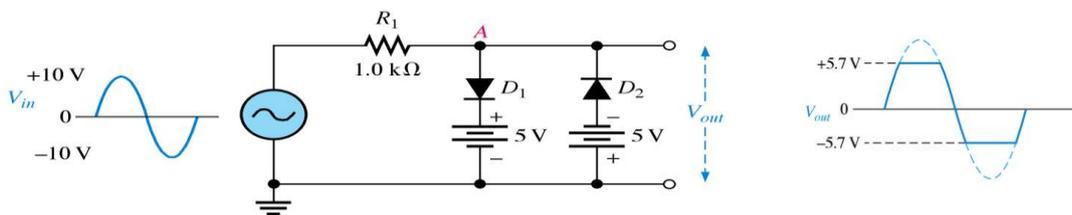
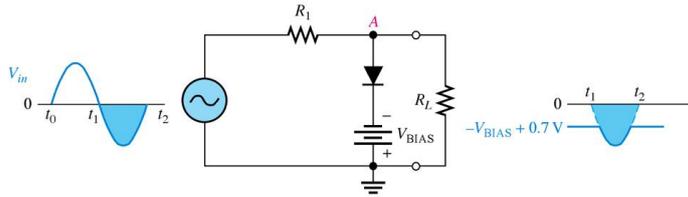
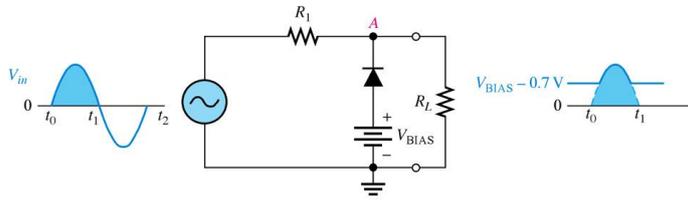
- Diode bloquante si :

■ Soit l'allure du signal de sortie si $(V_{in})_P = 10\text{ V}$, $V_{BIAS} = 4\text{V}$ et si $R_L = 3\text{k}\Omega$ et $R_1 = 2\text{k}\Omega$

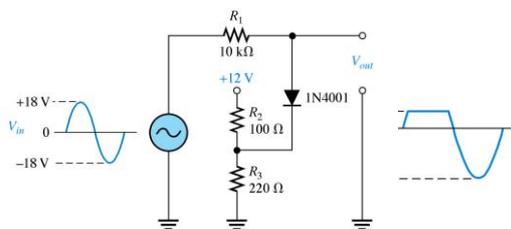


2.3.2.1 Applications :

1. Trouvez les formes d'onde du signal de sortie des circuits suivants :



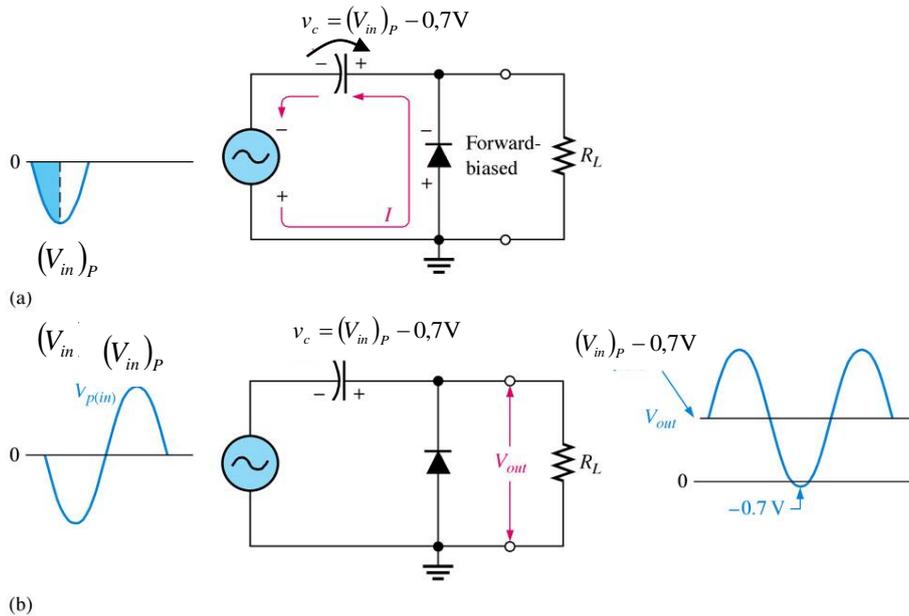
2. Trouvez la forme d'onde du signal de sortie du circuit suivant dont la source de tension de polarisation a été remplacée par un diviseur de tension fournissant une tension de polarisation de valeur voulue à partir de l'alimentation principale du circuit :



Notez bien que $R_1 \gg R_2/R_3$ et donc que la contribution de v_{in} sur la tension de sortie peut être négligée en sens passant.

2.3.3 Circuits de fixation de niveau DC à diode ou *clamper*

Ce circuit permet d'ajouter une composante continue (DC) à un signal alternatif (AC) : la valeur de la composante continue est fixée à $DC \approx \frac{AC_{PP}}{2}$ grâce à la diode D et au condensateur (cfr redressement+filtrage)

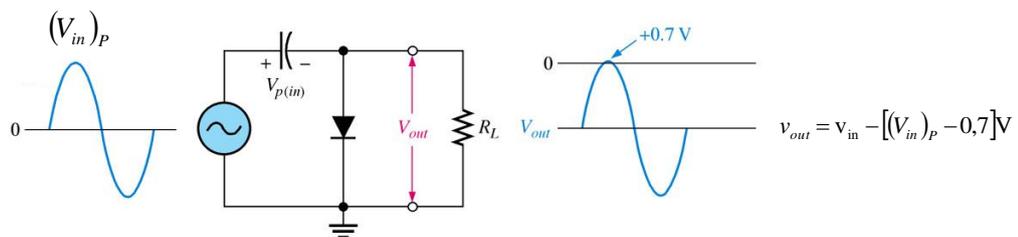


Lorsque le signal d'entrée devient négatif, la diode est polarisée en sens direct et permet la charge du condensateur jusqu'à une tension $v_c = (V_{in})_P - 0,7V$.

Juste après la crête négative, la diode se bloque car le condensateur maintient la tension de la cathode à $(V_{in})_P - 0,7V$.

Si la constante de temps de décharge $R_L C$ est grande par rapport à la période du signal T , le condensateur maintient une tension $v_c = (V_{in})_P - 0,7V = C^{ste}$ qui agit comme un générateur DC en série avec la tension d'entrée : $\Rightarrow v_{out} = (V_{in})_P - 0,7V + v_{in}$.

Exemple de circuit de fixation de tension DC négative :



2.3.3.1 Application :

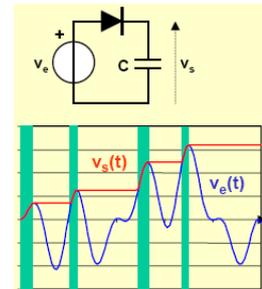
3. Quelle tension de sortie peut-on observer aux bornes de R_L du circuit ci-dessus si $C=10\mu\text{F}$ et $R_L=10\text{k}\Omega$ et que la tension d'entrée a une valeur de crête de 24V ?
 Observez la phase transitoire de démarrage.



Réponse : DC = -23,3V idéalement.

2.3.4 Détecteur de crête

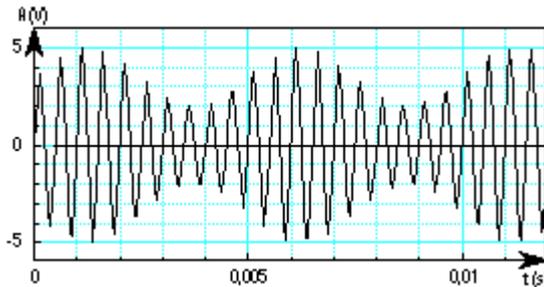
Un redresseur simple alternance avec un condensateur de filtrage donne une tension de crête approximativement égale à la tension de crête du signal d'entrée. Il peut donc être utilisé en tant que détecteur de crête V_P . (voir au laboratoire : application du détecteur de crête dans le récepteur de la barrière optique).



Ce circuit est très utilisé en instrumentation mais il en existe une version améliorée qui permet de palier à la tension de seuil de la diode grâce à l'utilisation d'ampli op comme nous le verrons en BAC3. Par ailleurs, il est nécessaire d'y adjoindre un circuit de décharge du condensateur pour permettre une nouvelle mesure.

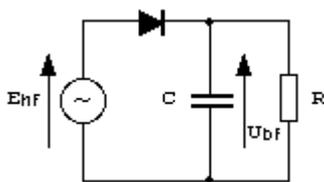
Par exemple, dans le cas de la **détection AM** :

En radio diffusion, le signal audible (20Hz-20kHz) est utilisé pour moduler l'amplitude d'un signal haute fréquence (quelques centaines de kHz), qu'on appelle la porteuse.

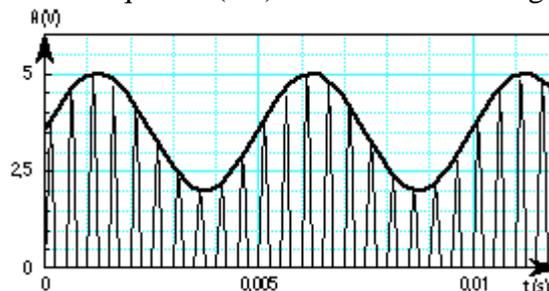


Signal HF modulé en amplitude

A la réception, il faut extraire le signal audible, c'est-à-dire détecter l'amplitude.



On détermine cette résistance de manière à ce que la constante de temps RC soit grande devant la période de la porteuse, et petite devant la période du signal à émettre : on arrive ainsi à reconstituer le signal basse fréquence (BF) : c'est la courbe en gras de la figure :

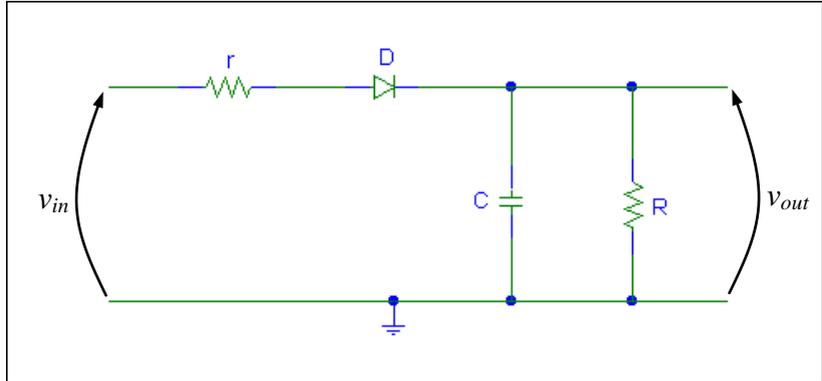


Signal démodulé

2.3.4.1 Laboratoire :

Application : "détecteur de crête" utilisé dans le récepteur de la "barrière optique"

Principe de fonctionnement :



Dimensionnement :

lors de la **décharge**, on veut $V_{out} < 1V$ en moins de 20 ms

La tension chutant exponentiellement à partir de 6V, elle atteint environ 1V après 2 « constantes de temps » $\Rightarrow 20\text{ ms} \approx 2 \cdot \tau \Rightarrow R \cdot C \approx 10\text{ ms}$

\Rightarrow si l'on choisit $R = 1\text{ M}\Omega$, on a : $C = 10\text{ nF}$

lors de la **charge**, on veut $V_{out} = (V_{out})_p$ en moins de 20 ms

Du point de vue de la tension atteinte après 20 ms, tout se passe comme si les niveaux hauts des pulses étaient « rassemblés » entre eux (Si l'on néglige toutefois la décharge du condensateur entre chaque pulse).

L'étude revient donc à considérer la charge du circuit RC à travers r et alimenté en continu par « le » niveau haut des pulses pendant un laps de temps de :

.....

Sachant que l'on peut admettre que le condensateur d'un circuit RC alimenté en continu est complètement chargé après $5 \cdot \tau$, on choisira comme valeur pour la résistance r :

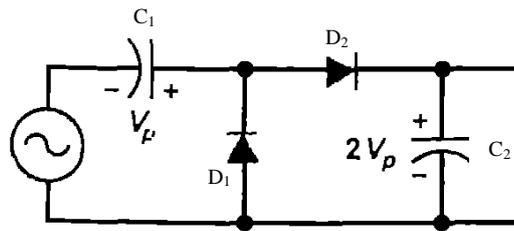
.....

2.3.5 Multiplicateurs de tension

En exploitant la technique de fixation de niveau, il est possible de concevoir des circuits permettant d'obtenir une tension de sortie supérieure à la valeur de crête de la tension d'entrée. Ces circuits sont utilisés dans des applications dont l'alimentation générale se fait en faible tension, qui demandent une tension élevée mais de faibles courants (moins onéreux que de concevoir une solution redressement+filtre classique pour une tension v_{sec} plus élevée).

2.3.5.1 Doubleur de tension

Dit de Schenkel



Schémas équivalents :

<p>Durant l'alternance négative de la tension d'entrée, la diode D_1 est polarisée en direct et D_2 en inverse : C_1 se charge jusqu'à $V_p - 0,7V$.</p>	<p>Durant l'alternance positive, la diode D_1 se bloque et D_2 est polarisée en direct : C_1 ne peut se décharger beaucoup ^[7] et donc, sa tension s'ajoute à celle du secondaire pour permettre la charge de C_2 jusqu'à $2 \cdot [V_p - 0,7V] \cong 2 \cdot V_p$.</p>

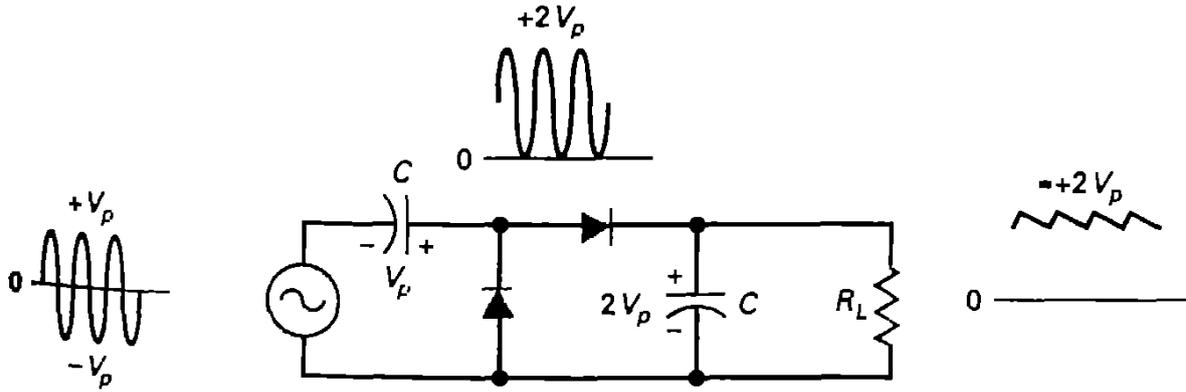
Si on connecte une résistance de charge en parallèle sur C_2 , C_2 se décharge au travers de cette charge pendant le prochain demi-cycle négatif et est ensuite rechargé pendant l'alternance positive suivante.

Remarquez que le doubleur de tension a la même configuration que le détecteur de crête à crête mais les détecteurs de crête utilisent des diodes dites « petits signaux » et non des diodes « redresseuses » comme dans les schémas des alimentations en tension.

⁷ En effet, C_1 se décharge juste pour compenser la perte de charge de C_2 lorsqu'il s'est déchargé dans R_L lors du demi-cycle négatif, et pour continuer à alimenter la charge R_L lorsque D_2 passe (car C_2 ne le fait plus). La perte de tension sur C_1 est d'autant plus négligeable que $C_1 \gg C_2$ et que $C_2 R_L$ est grand.

2.3.5.2 Détecteur de crête à crête

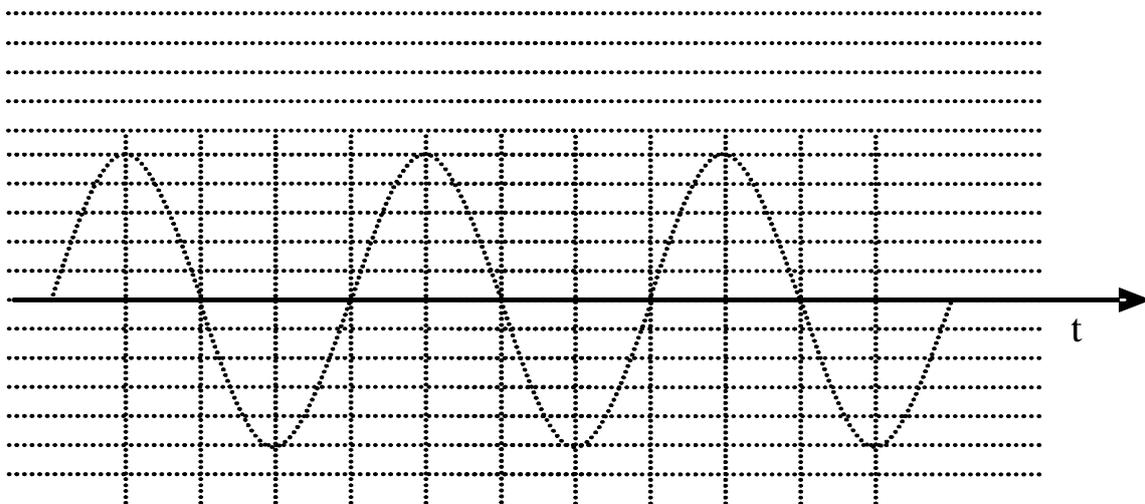
La mise en cascade d'un circuit fixateur de niveau et d'un détecteur de crête donne un *détecteur de crête à crête* $2V_p$.



Il est nécessaire que $RC \gg T$ du signal d'entrée : ondulation résiduelle faible.

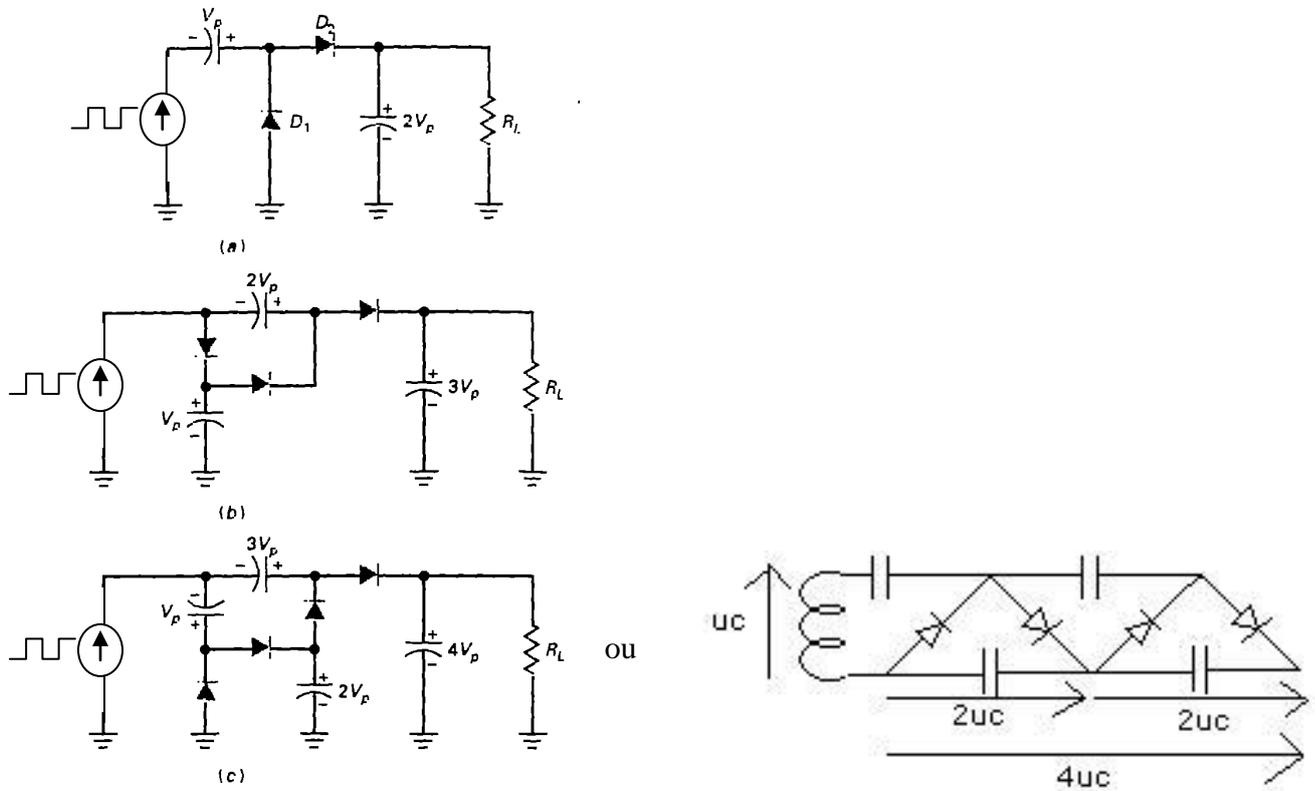


Soit l'allure du signal de sortie :



2.3.5.3 Extensions

Cascader plusieurs étages permet de tripler (b), quadrupler (c), ... la tension.



Théoriquement, on peut cascader indéfiniment des étages cependant, l'ondulation devient alors de plus en plus importante. C'est la raison pour laquelle les multiplicateurs ne sont pas utilisés pour constituer des alimentations basses tensions. Les multiplicateurs sont utilisés en pratique pour obtenir des tensions de l'ordre de 100..1000 Volts (cfr. tubes cathodiques TV ou oscilloscopes) à partir de faibles tensions plutôt que d'avoir recours à des transformateurs élévateurs qui sont particulièrement encombrants.

Ils ne peuvent pas débiter beaucoup de courant et sont plutôt destinés à des applications quasi statiques.

Exemple : tension de programmation des CIs programmables (EEPROM, ...), flash appareils photos numériques, ...

2.3.5.4 Laboratoire

Un transformateur d'une tension secondaire de $12V_{\text{eff}}$ est utilisé pour alimenter un circuit électronique en $12 V_{\text{DC}}$.

On désire l'utiliser également pour alimenter un autre circuit électronique nécessitant une tension d'alimentation faible puissance de $24V/30mA$.

Afin de ne pas utiliser un autre transformateur (prix, encombrement ...), on utilisera le même transformateur suivi d'un circuit « doubleur de tension » avant d'« attaquer » le régulateur intégré 7824.

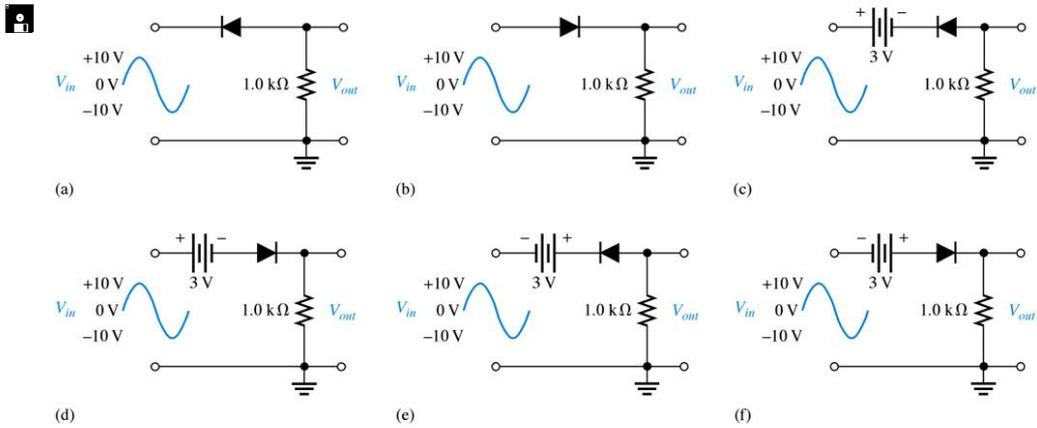
Décrivez et analysez le fonctionnement du montage utilisé, en précisant l'influence respective des condensateurs C_1 et C_2 dans le signal d'entrée du régulateur 7824.

Concevez et réalisez sur « Bread Board » ce module d'alimentation utilisant un « doubleur de tension ».

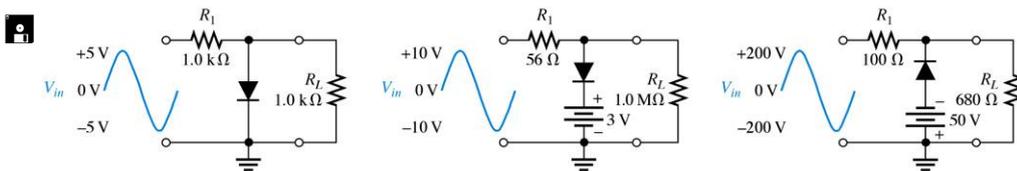
La charge sera constituée d'une led en série avec une résistance de $1,5 k\Omega$.

2.3.6 Exercices

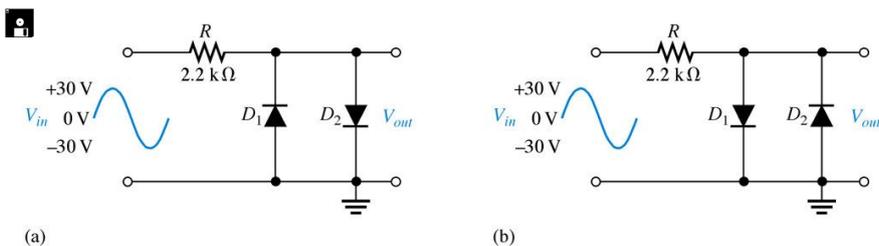
1. Déterminez la forme d'onde de la tension de sortie de chacun des circuits représentés ci-dessous :



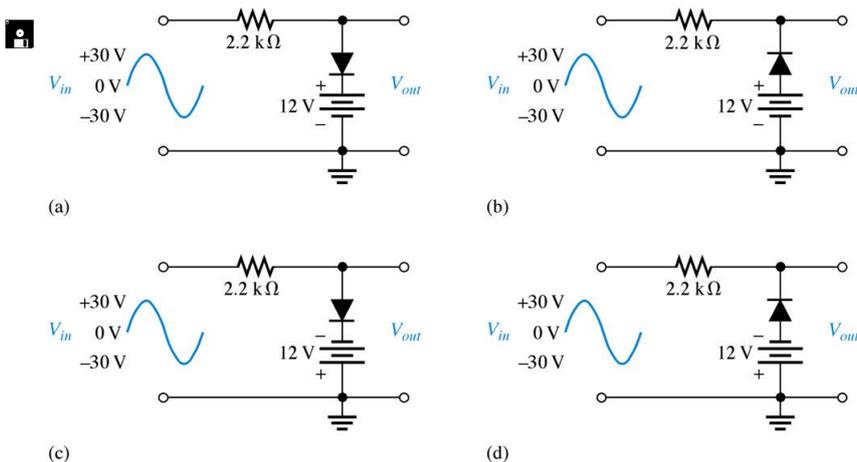
2. Déterminez la forme d'onde aux bornes de R_L pour chacun des circuits suivants :



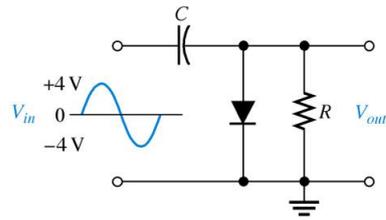
3. Dessinez la forme d'onde du signal de sortie de chacun des circuits suivants (diodes clamp) :



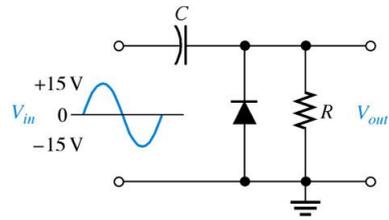
4. Déterminez la tension de sortie de chacun des circuits suivants :



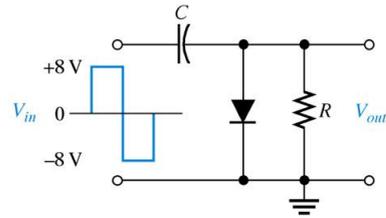
5. Dessinez la forme d'onde de la tension de sortie de chacun des circuits suivants en supposant que la constante de temps RC est beaucoup plus grande que la période de la tension d'entrée :



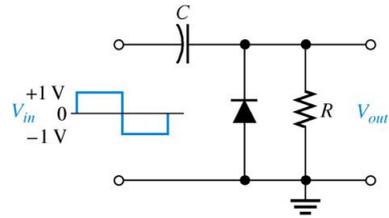
(a)



(b)



(c)



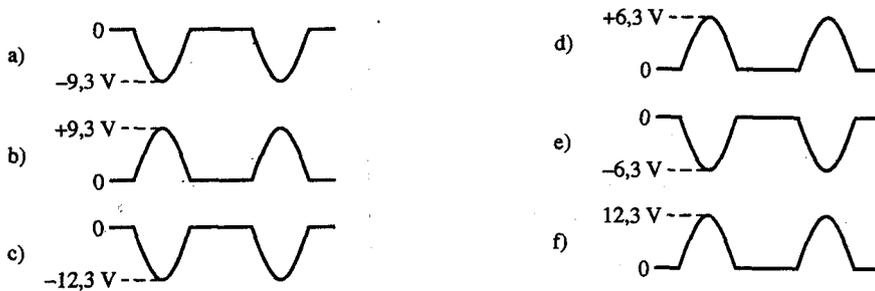
(d)

6. Idem que l'exercice précédent mais en inversant le sens de chaque diode



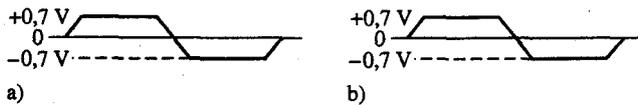
Solution :

15. Formes d'ondes :

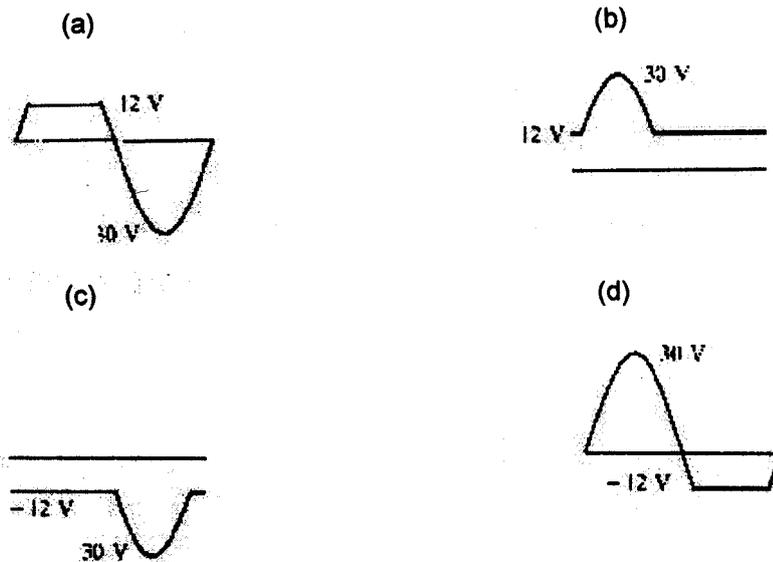


16. (a) : alternance positive : limitée à 0,7 V & alternance négative sinusoïdale de $V_p = -2,5V$
 (b) : alternance positive : limitée à 3,7 V & alternance négative sinusoïdale de $V_p = -10V$
 (c) : alternance négative : limitée à -57 V & alternance positive sinusoïdale de $V_p = 174.4 V$

17. Formes d'ondes :



18.



19.
20.

2.4 Diodes à usages particuliers

Nous avons envisagé deux types de montage : des montages redresseurs destinés aux alimentations et des montages d'usage général de traitement de signal. Il existe divers types de diodes correspondant à des technologies différentes : chaque technologie présente le meilleur compromis pour une utilisation donnée.

Dans ce chapitre, nous allons nous attarder à l'étude des caractéristiques réelles des diodes d'usage général et de redressement en analysant leur fiche technique. Nous mettrons en évidence leurs caractéristiques et leurs défauts. Pour les besoins de certaines applications plus spécifiques, nous analyserons des diodes dans lesquelles la mise en exergue de certains défauts a permis l'obtention de fonctionnements bien particuliers : la diode Zéner, la diode à capacité variable, la diode LED, la photodiode, la diode à fonction de régulateur de courant, la diode Schottky, la diode tunnel, la diode PIN, la diode de recouvrement, la diode laser, ...

Objectifs de ce chapitre :

Après étude de ce chapitre, vous devriez être en mesure de :

- Interpréter et utiliser une fiche technique de diode d'usage général et d'usage particulier
- Donner les limites d'utilisation d'une diode d'usage général et de redressement
- Décrire les caractéristiques $i(u)$ d'une diode Zéner et analyser son fonctionnement
- Expliquer l'usage de la diode Zéner comme régulateur et limiteur de tension
- Analyser n'importe quel circuit contenant des diodes redresseuses et Zéner
- Discuter du fonctionnement et des caractéristiques des diodes électroluminescentes LED, des photodiodes, des optocoupleurs et des diodes laser
- Discuter des caractéristiques de base des diodes de type : capacité variable (diode varactor), régulateur de courant, diode Schottky, diode PIN, diode de recouvrement, diode tunnel, ...

2.4.1 Diode « de redressement » (*Rectifier diode*)

Utilisation : Une des principales applications de la diode est le redressement de la tension alternative du secteur pour faire des générateurs de tension continue destinés à alimenter les montages électroniques (entre autres).

Les diodes de redressement standard sont les moins sophistiquées, et ne font l'objet d'aucun traitement particulier, les conditions d'utilisations étant peu contraignantes.

Diode optimisée pour un fonctionnement à 50 Hz, permettant de forts courants (courant en sens passant de l'ordre de l'ampère).

2.4.1.1 Fiche technique

Une fiche technique (data sheets) de fabricant informe sur les caractéristiques d'un composant : caractéristiques électriques, thermiques, données mécaniques, graphiques, ...

En annexe, vous trouverez la fiche technique des diodes de redressement de la série 1N4001 à 1N4007. Ces 7 types de diode présentent la même caractéristique directe mais diffèrent par leurs propriétés en fonctionnement inverse.

2.4.1.1.1 Tensions inverses maximales

Valeur	Symbole	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unité
Tension inverse de crête répétitive (<i>repetitive reverse maximum</i>)	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Tension inverse de blocage DC. (<i>reverse</i>)	V_R								

Le choix ^[8] correct de la tension inverse maximale d'une diode est évidemment un paramètre important, si l'on ne veut pas qu'elle se mette à conduire alors qu'elle est sensée bloquer (avalanche généralement destructive pour les diodes de redressement) !

2.4.1.1.2 Courants directs maximaux

Valeur	Symbole	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unité
Courant direct moyen maximal d'une diode (<i>Forward Average</i>)	I_{FAV}	1							A
Courant direct de crête de surcharge d'une diode (<i>Forward Single Maximum</i>) (<i>Forward Repetitive Maximum</i>)	I_{FRM} I_{FSM}	30 (pour un cycle)							

⁸ Voir tableau page 2-7.

→ **Courant direct moyen maximal d'une diode : $I_{F(AV)}$** (F=Forward AV=Average)

$$* (P_d)_{moy} = k \cdot (i_d)_{moy}$$

Pour tout composant, la destruction d'origine thermique est due à un excès de puissance.

L'inertie thermique est telle que, déjà à partir de faibles fréquences, la température d'un composant dépend de la puissance moyenne qu'il absorbe.

Dans le cas d'une diode, le courant moyen reflète la puissance moyenne ^[9], ce qui explique que les *data sheets* ne fournissent pas la puissance moyenne maximale, mais bien le courant moyen maximal.

→ **Courant direct de crête de surcharge d'une diode (I_{FSM} et I_{FRM})**

Pour tout composant, une densité de courant trop intense peut localement endommager le composant, et, à terme, détruire le composant dans son entièreté !

Les *data sheets* précisent l'intensité maximale correspondante par le paramètre I_{FSM} (F=Forward S=Single M=Max), si la surintensité est occasionnelle : "*non repetitive (single)*".

Par contre si la surintensité est récurrente ("*repetitive*"), l'intensité maximale est limitée à I_{FRM} (F=Forward R=Repetitive M=Max).

2.4.1.1.3 Facteur de sécurité

L'utilisateur prendra bien souvent un *facteur de sécurité* (par exemple 2) pour que dans tous les modes opératoires, le montage n'impose jamais ces conditions de fonctionnement destructives pour la diode. Les études de fiabilité montrent que la durée de vie d'un composant est d'autant plus courte qu'il fonctionne près de ses limites.

Remarque : il existe des circuits intégrant directement les 4 diodes montées en pont de Graetz et n'offrant ainsi que 4 bornes : 1B4B42, 3N246, ...

⁹ En effet : $(P_d)_{moy} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_d \cdot i_d \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_{\Delta t_{ON}} E_0 \cdot i_d \cdot dt + \int_{\Delta t_{OFF}} u_d \cdot 0 \cdot dt \right]$
 $= E_0 \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_{\Delta t_{ON}} i_d \cdot dt = E_0 \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_d \cdot dt = E_0 \cdot (i_d)_{moy} = k \cdot (i_d)_{moy}$

2.4.2 Diode « petit signal » (*Small signal diode*)

Utilisation : Les diodes « petit signal » sont utilisées dans des applications à bas niveaux de courants (courant en sens passant de l'ordre de 100mA) et tensions.

Les diodes « petit signal » n'ont pas besoin de tenir des fortes tensions inverses : par construction, elles pourront avoir une capacité parasite faible, et donc fonctionner à des fréquences élevées. Ces caractéristiques sont obtenues grâce à une surface de jonction réduite et un faible dopage (diminution des charges stockées). Ces diodes "rapides" sont de réalisation "fine" afin de rester "low cost".

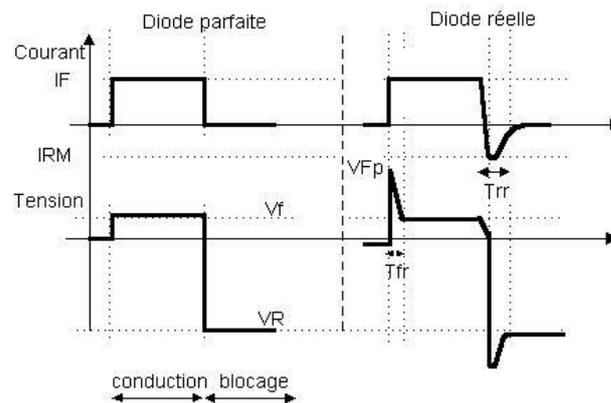
Par exemple : diode 1N914 :

IFSM (A) : 1
 VRRM Maximum Repetitive Reverse Voltage (V) : 100
 IF (av) Average Rectified Forward Current (A) : .3
 VFM Maximum Instantaneous Forward Voltage (V) : 1
 IRM Maximum Instantaneous Reverse Current (uA) : .025
 trr Reverse Recovery Time (ns) : 4

2.4.2.1 Temps de recouvrement inverse

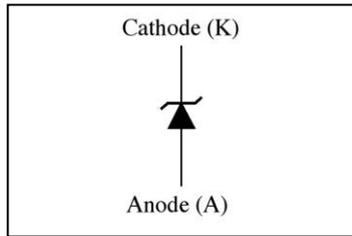
Si la tension qui provoque la conduction de la diode s'inverse brusquement (ce qui est le cas en commutation), elle ne se bloque pas instantanément : la réorganisation des charges de la jonction constitue un courant inverse important pendant un court instant que l'on appelle *temps de recouvrement inverse* (t_{rr} pour Reverse Recovery Time) (voir § 1.7.2.1).

De même, si la diode est bloquée au départ et que l'on inverse brusquement sa polarisation, la diode ne conduit pas immédiatement. En effet, il faut un certain temps aux porteurs minoritaires pour se réorganiser et donc neutraliser la barrière de potentiel. On appelle ce temps le temps de recouvrement direct (t_{fr} pour Forward Recovery Time).



Un des moyens employés pour améliorer le temps de commutation est de doper le silicium avec de l'or par exemple, pour constituer des diodes de commutation aussi appelées diodes à haute vitesse de commutation (*high speed switching diode*), diode de signal (*signal diode*).

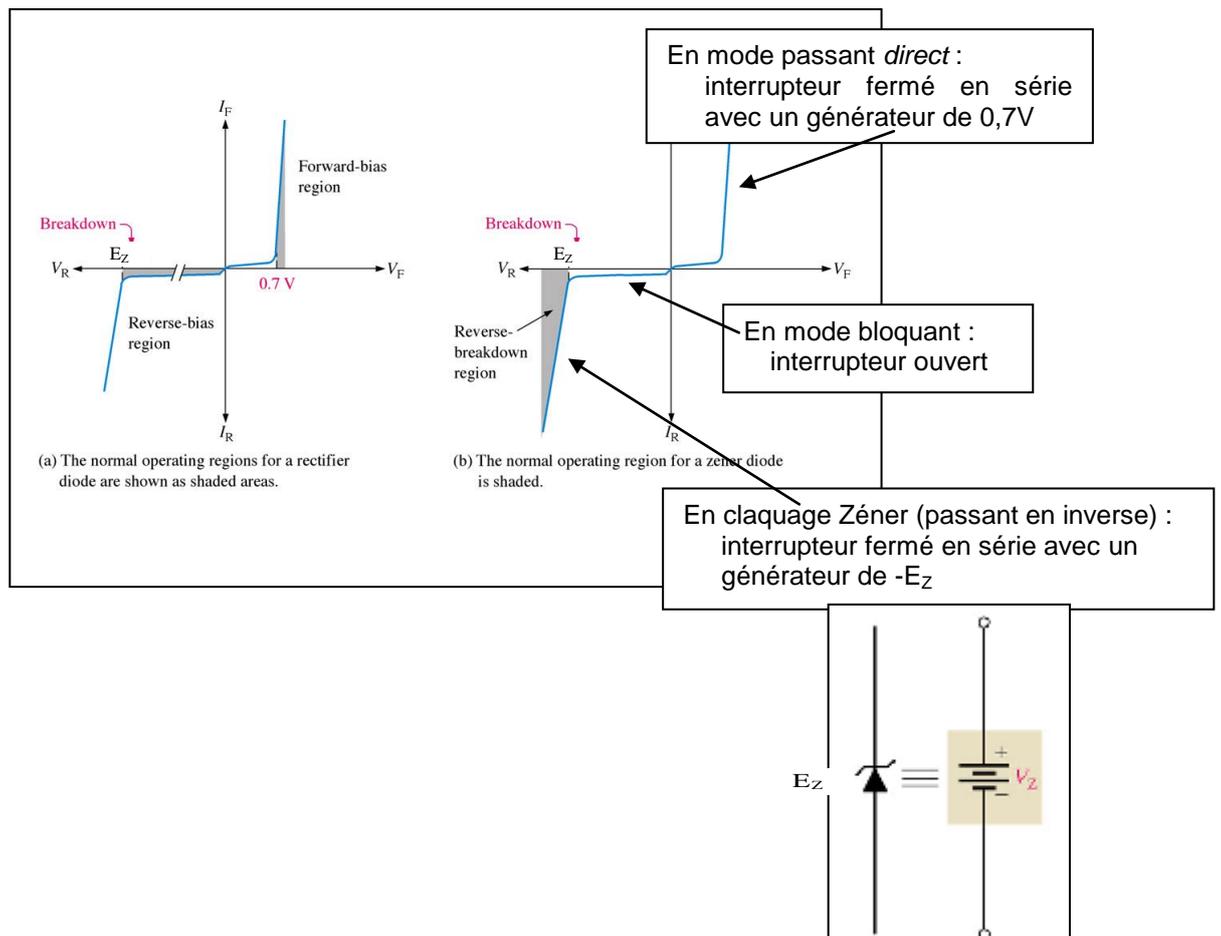
2.4.3 Diode « Zéner » (Voltage regulator diode)



Utilisation : En direct, une diode Zéner se comporte comme une « mauvaise » diode normale. En inverse, par construction, l'effet zéner et/ou d'avalanche se produit à une tension bien déterminée et n'est pas destructif. Sa tension de seuil inverse E_Z est volontairement réduite : son niveau peut être ajusté en contrôlant soigneusement le niveau de dopage lors du procédé de fabrication (E_Z varie de 1,8 V à 200 V).

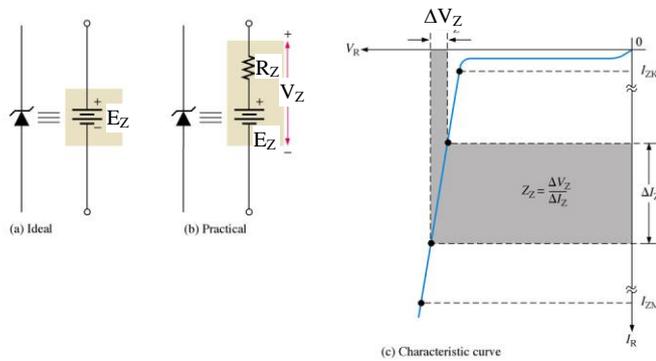
2.4.3.1 Caractéristique et modèles équivalents

2.4.3.1.1 Modèle pratique : tension de seuil



2.4.3.1.2 Modèle complet : seuil + résistance dynamique

Ce modèle tient compte d'une résistance Zéner ^[10] qui se place en série avec le générateur de tension Zéner, en polarisation inverse :



Dans les data sheets, le constructeur spécifie la tension de seuil V_Z donnée pour un courant déterminé I_{ZT} qu'on appelle courant nominal de test. A ce point de fonctionnement, on spécifie la résistance Zéner Z_{ZT} (approximée en prenant la tangente à la courbe en ce point de fonctionnement). Elle augmente terriblement lorsque l'on se rapproche du coude : le fonctionnement choisi doit maintenir le courant aussi proche que possible du courant de test pour que la résistance Zéner puisse être considérée relativement petite.

Quand la tension de claquage est inférieure à 4V, c'est uniquement de l'effet Zéner ; au-delà de 6V, c'est uniquement l'avalanche ; pour les valeurs intermédiaires, les deux effets jouent. L'effet Zéner avait été découvert avant l'effet d'avalanche, c'est pourquoi, toute diode prévue pour fonctionner en claquage est appelée diode Zéner.

L'effet d'avalanche est plus « franc » que l'effet Zéner ce qui fait que le coude de tension inverse est plus « arrondi » pour les diodes Zéner de faible tension.

Les diodes les plus utilisées en pratique sont les diodes qui présentent une tension V_Z voisine de 6 à 7 V car elles présentent les meilleures caractéristiques d'arrondi de coude et de résistance dynamique.

¹⁰ Notons encore que les diodes Zéner d'environ 6V de seuil ont la plus faible résistance intrinsèque.

2.4.3.1.3 Extrait de data sheet

Maximum Ratings

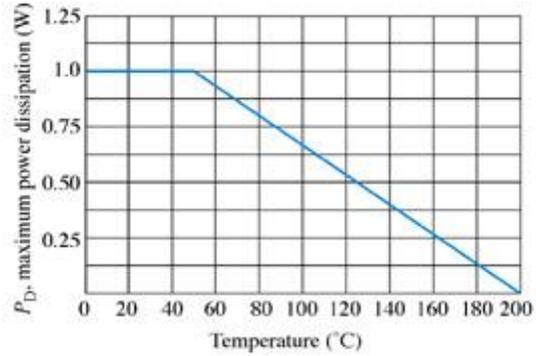
Rating	Symbol	Value	Unit
DC power dissipation @ $T_A = 50^\circ\text{C}$ Derate above 50°C	P_D	1.0 6.67	Watt mW/°C
Operating and storage junction Temperature range	T_J, T_{stg}	-65 to +200	°C

Electrical Characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted) $V_F = 1.2\text{ V max.}$
 $I_F = 200\text{ mA}$ for all types.

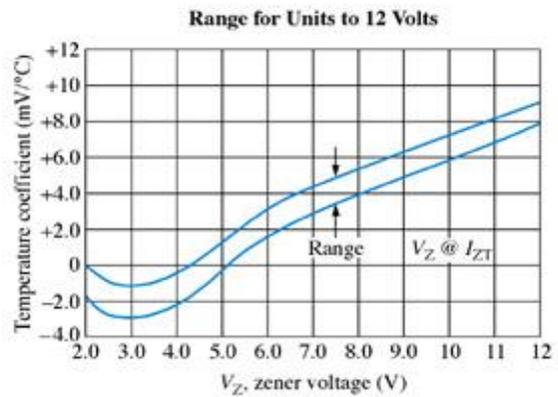
JEDEC Type No. (Note 1)	Nominal Zener Voltage $V_Z @ I_{ZT}$ Volts	Test Current I_{ZT} mA	Maximum Zener Impedance			Leakage Current	
			$Z_{ZT} @ I_{ZT}$ Ohms	$Z_{ZK} @ I_{ZK}$ Ohms	I_{ZK} mA	I_R $\mu\text{A Max}$	V_R Volts
1N4728	3.3	76	10	400	1.0	100	1.0
1N4729	3.6	69	10	400	1.0	100	1.0
1N4730	3.9	64	9.0	400	1.0	50	1.0
1N4731	4.3	58	9.0	400	1.0	10	1.0
1N4732	4.7	53	8.0	500	1.0	10	1.0
1N4733	5.1	49	7.0	550	1.0	10	1.0
1N4734	5.6	45	5.0	600	1.0	10	2.0
1N4735	6.2	41	2.0	700	1.0	10	3.0
1N4736	6.8	37	3.5	700	1.0	10	4.0
1N4737	7.5	34	4.0	700	0.5	10	5.0
1N4738	8.2	31	4.5	700	0.5	10	6.0
1N4739	9.1	28	5.0	700	0.5	10	7.0
1N4740	10	25	7.0	700	0.25	10	7.6
1N4741	11	23	8.0	700	0.25	5.0	8.4
1N4742	12	21	9.0	700	0.25	5.0	9.1
1N4743	13	19	10	700	0.25	5.0	9.9
1N4744	15	17	14	700	0.25	5.0	11.4
1N4745	16	15.5	16	700	0.25	5.0	12.2
1N4746	18	14	20	750	0.25	5.0	13.7
1N4747	20	12.5	22	750	0.25	5.0	15.2
1N4748	22	11.5	23	750	0.25	5.0	16.7
1N4749	24	10.5	25	750	0.25	5.0	18.2
1N4750	27	9.5	35	750	0.25	5.0	20.6
1N4751	30	8.5	40	1000	0.25	5.0	22.8
1N4752	33	7.5	45	1000	0.25	5.0	25.1
1N4753	36	7.0	50	1000	0.25	5.0	27.4
1N4754	39	6.5	60	1000	0.25	5.0	29.7
1N4755	43	6.0	70	1500	0.25	5.0	32.7
1N4756	47	5.5	80	1500	0.25	5.0	35.8
1N4757	51	5.0	95	1500	0.25	5.0	38.8
1N4758	56	4.5	110	2000	0.25	5.0	42.6
1N4759	62	4.0	125	2000	0.25	5.0	47.1
1N4760	68	3.7	150	2000	0.25	5.0	51.7
1N4761	75	3.3	175	2000	0.25	5.0	56.0
1N4762	82	3.0	200	3000	0.25	5.0	62.2
1N4763	91	2.8	250	3000	0.25	5.0	69.2
1N4764	100	2.5	350	3000	0.25	5.0	76.0

NOTE 1 — Tolerance and Type Number Designation. The JEDEC type numbers listed have a standard tolerance on the nominal zener voltage of $\pm 10\%$. A standard tolerance of $\pm 5\%$ on individual units is also available and is indicated by suffixing "A" to the standard type number. C for $\pm 2.0\%$, D for $\pm 1.0\%$.

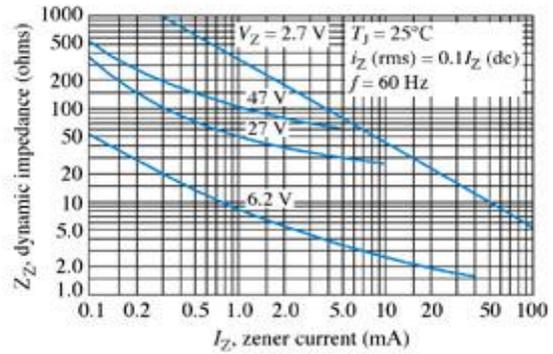
(a) Electrical characteristics



(b) Power derating



(c) Temperature coefficient



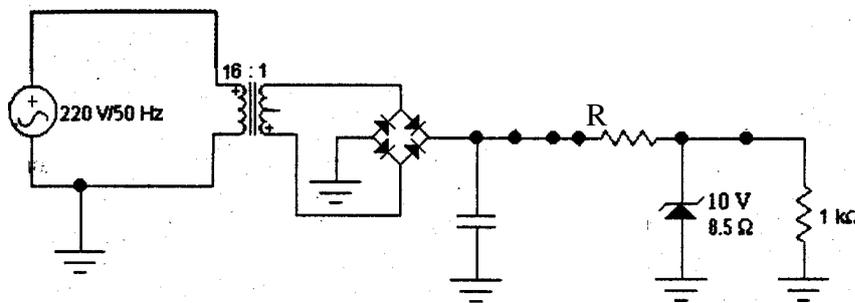
(d) Effect of zener current on zener impedance

2.4.3.2 Applications

- stabilisation de tension (maintien de tensions constantes)
- écrêtage (protection contre des tensions sortant de limites fixées)
- ajout d'une composante continue "constante" de E_Z V

2.4.3.2.1 Régulation de tension

De par leurs caractéristiques de générateur de tension, ces diodes sont idéales pour réguler des tensions présentant une ondulation résiduelle non négligeable (cas des tensions redressées filtrées). Il est nécessaire d'intercaler une résistance entre la tension filtrée et la zéner de régulation puisque cette dernière se comporte aussi comme un générateur de tension à faible résistance interne (on ne peut pas brancher directement deux générateurs en //).



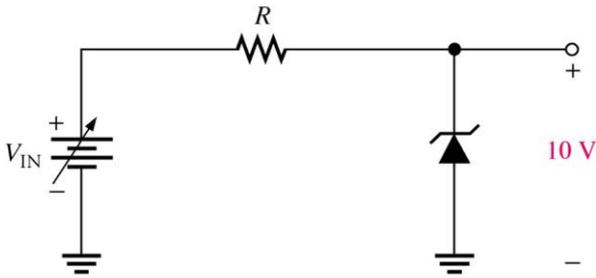
Si la tension d'entrée varie (exemple : tension fournie par le bloc redresseur + filtre d'une alimentation), la diode Zéner maintient une tension constante à ses bornes (rôle de régulateur) à condition de respecter les courants Zéner max et min :

- il faut qu'un courant I_Z non nul circule en permanence dans ce composant, et ce quelles que soient les variations de la tension d'entrée V_c et de la charge R_L (courant min I_{ZK})
- il faudra aussi veiller à ce que le courant I_Z ne dépasse pas le courant maximum I_{ZM} , sous peine de détruire le régulateur pour excès de puissance.

La résistance R assure donc le rôle de **polarisation** de la zéner :

$$\left\{ \begin{array}{l} (i_Z)_{\min} = I_{ZK} = \frac{(V_{in})_{\min} - E_Z}{R_{\max}} \\ (i_Z)_{\max} = I_{ZM} = \frac{(V_{in})_{\max} - E_Z}{R_{\min}} \end{array} \right.$$

2.4.3.2.2 Régulation de tension du système idéal non chargé



Dans l'exemple ci-contre, on désire obtenir une tension de sortie $V_{out} = 10\text{ V}$ si $(V_{in})_P = 30\text{ V}$ et que l'ondulation résiduelle est de 20 %.

Choisir une diode Zéner 1N4740 : $E_Z = 10\text{ V}$.

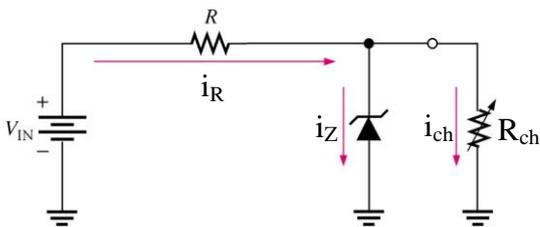
Elle dissipe au maximum $P_{tot} = 1\text{ W}$, soit un **courant max** : $I_{ZM} = \frac{P_{tot}}{V_Z} = 100\text{ mA}$.

A $(V_{in})_{max} = 30\text{ V}$, $R_{min} = \frac{30 - 10}{I_{ZM}} = 200\Omega \Rightarrow 220\Omega$

Si l'ondulation de la tension d'entrée est de 20 %, $\Delta V_{out} = 0,2 * 30 = 6\text{ V} \Rightarrow (V_{in})_{min} = 24\text{ V}$

Le **courant minimal** dans la Zéner est $I_{ZK} = 0,25\text{ mA}$: $R_{max} = \frac{24 - 10}{I_{ZK}} = 56\text{ k}\Omega$.

2.4.3.2.3 Régulation de tension avec charge



La condition à vérifier pour que la diode Zéner assure son rôle de régulateur est qu'il faut :

$$\frac{R_{ch}}{R + R_{ch}} V_{in} > E_Z \quad \forall R_{ch} \quad \forall V_{in}$$

sinon pas de courant inverse dans la diode Zéner.

On peut définir deux stabilisations de ce montage :

- 1) la stabilisation amont qui qualifie la sensibilité du montage aux variations de la tension d'entrée non régulée à charge constante

- 2) la stabilisation aval qui représente la sensibilité du montage aux variations de la charge de sortie (courant dans la charge varie) pour une entrée constante (paramètre très importants pour les régulateurs de tension)

Dans ces conditions, en cas de variation de la charge R_{ch} :

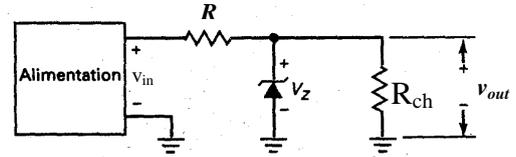
- le courant dans la résistance en série avec le générateur : $I_R = \frac{V_{in} - E_Z}{R} \cong C^{ste} \quad \forall R_{ch}$
- le courant dans la charge : $I_{ch} = \frac{V_0}{R_{ch}} = \frac{E_Z}{R_{ch}}$ varie avec R_{ch}
- le courant dans la diode Zéner vaut : $I_Z = I_R - I_L$ ce qui signifie que c'est la Zéner qui reprend les variations de courant Δi_{ch} dues aux variations de charge ($\Delta i_Z = -\Delta i_{ch}$)

2.4.3.2.3.1 Effet de la résistance Zéner

Analysons le montage vu en sortie du bloc redressement – filtrage : lorsque la polarisation de la diode Zéner est correcte, on peut tracer le schéma équivalent du montage en scindant la tension d'entrée du régulateur en une tension continue (la tension moyenne aux bornes du condensateur), et une tension alternative (l'ondulation).

On peut alors analyser le schéma en dissociant le *régime statique* et le *régime dynamique* (application du théorème de superposition) :

$$V_{in} = \underbrace{(V_{in})_{DC}}_{V_{in\text{moy}}} + \underbrace{(V_{in})_{AC}}_{\Delta V_{in}} \quad \text{et} \quad V_{out} = \underbrace{(V_{out})_{DC}}_{V_{out\text{moy}}} + \underbrace{(V_{out})_{AC}}_{\Delta V_{out}}$$



- **En régime statique = DC seul**

Calculons le schéma équivalent vu de la sortie :

$$\begin{cases} E_{th} = (V_{in})_{DC} \cdot \frac{R_Z}{R + R_Z} + E_Z \cdot \frac{R}{R + R_Z} \approx E_Z \\ R_{th} = R // R_Z \approx R_Z \end{cases}$$

(car $R_Z \ll R$)

$$\Rightarrow (V_{out})_{DC} = E_{th} - R_{th} \cdot I_L \approx E_Z - R_Z \cdot I_L$$

Effet de R_Z sur la tension de sortie : un écart par rapport au cas idéal de $\Delta V_{out} = R_Z I_L$

D'habitude R_Z est faible donc cet écart est négligeable.

Par exemple dans l'application, $R_Z=7\Omega$ pour un courant nominal $I_{ZT}=25 \text{ mA}$, soit $\Delta V_o = R_Z I_Z = 175\text{mV}$

- **En régime dynamique = AC seul**

Comme $R_Z \ll R_{ch}$, on peut calculer l'ondulation de sortie :

$$\Delta v_{out} = (v_{out})_{AC} = \frac{R_Z}{R_Z + R} \Delta v_{in} \cong \frac{R_Z}{R} \Delta v_{in} \equiv \text{ondulation résiduelle en sortie du montage}$$

Dilemme : plus R est grand, meilleure sera la stabilisation en sortie, mais, pour un courant de charge donné, plus R est grand et plus la ddp à ses bornes est importante (nécessité de prévoir des tensions filtrées grandes par rapport à la tension régulée de sortie).

Si l'ondulation de la tension d'entrée vaut 20 %, la valeur approximative de l'ondulation sur la

charge sera : $\Delta v_{out} = \frac{R_Z}{R} \Delta v_{in}$

C'est-à-dire comprise entre

$$\Delta v_{out} = \frac{R_Z}{R_{min}} \Delta v_{in} \cong \frac{7}{220} 0.2 * 30 \cong 191 \text{ mV} \text{ et } \Delta v_{out} = \frac{R_Z}{R_{max}} \Delta v_{in} \cong \frac{7}{56.10^3} 0.2 * 30 \cong 0,75 \text{ mV}$$

2.4.3.2.4 Limites de la régulation

Que doit valoir la résistance série maximale R si la charge de notre exemple peut varier de 800Ω à 10 kΩ ?

- Pour que la diode Zéner reste en zone de claquage, il faut que $V_{th} = \frac{R_{ch}}{R + R_{ch}} V_{in} > E_Z \quad \forall R_{ch}$:
la condition la plus défavorable se produit lorsque la tension d'entrée est à $(V_{in})_{min}$.
- Comme le courant dans la résistance série reste quasi constant, un courant trop important dans la charge peut amener le courant dans la diode Zéner à des valeurs trop basses ce qui aurait pour conséquence de faire perdre le claquage Zéner. Ainsi un courant Zéner proche du $(I_Z)_{min} = I_{ZK}$ signifie la fin de la régulation.

Les conditions limites de fonctionnement s'écrivent : $R_{max} = \frac{(V_{in})_{min} - E_Z}{(I_{ch})_{max} + (I_Z)_{min}}$

Comme $I_{ZK}=0,25\text{mA}$ est négligeable devant le courant de charge :

$$R_{max} = \frac{(V_{in})_{min} - E_Z}{(I_{ch})_{max}} = \frac{(V_{in})_{min} - E_Z}{E_Z} (R_{ch})_{min} = \frac{24-10}{10} 800 = 1120\Omega \text{ soit } 1\text{k}\Omega.$$

⇒ intérêt à $\nearrow R$ ⇒ choisir R la plus proche de R_{max} càd permettant d'assurer juste $i_{Z_{min}}$ ^[11]

¹¹ Rem.: $R_z \searrow$ si $i_z \nearrow$ ⇒ choix correct de $i_{Z_{min}}$ (de l'ordre de 1 mA pour les Zéners de faible puissance (<0,5W))

En outre, si i_Z est min, P_Z est min.

⇒ intérêt à $\nearrow V_{in}$ pour pouvoir $\nearrow R_{max}$... mais consommation \nearrow (et, en ce qui concerne notre cellule de filtrage : $C \nearrow$ (pour \searrow ondulation Δv_{in}) !)

Quelles valeurs extrêmes peut-on utiliser pour la charge si on veut maintenir une tension de 12V à ses bornes, sachant que la résistance $R=680\Omega$:

La diode Zéner 1N4742 présente une impédance Zéner variant de 9Ω (à $I_{ZT}=21mA$) à 700Ω (à $I_{ZT}=0,25mA$).

$$\text{Pour } R_{ch}=\infty : (I_Z)_{\max} = \frac{(V_{in})_{\max} - V_Z}{R} = \frac{30-12}{680} = 26,5mA < \frac{1W}{12V} = 83,3mA \text{ permis}$$

$$(R_{ch})_{\min} = \frac{V_Z}{I_{R_{\min}} - I_{ZK}} \cong 690\Omega \text{ avec } I_{R_{\min}} = \frac{(30-6)-12}{680}$$

2.4.3.3 Laboratoire : régulation de tension par diode Zéner

Manipulations

Imposez $R_{ch} = R_{ch_{MAX}}$ ($\approx 1,2 \text{ k}\Omega$) (potentiomètre à fond vers la droite)

👤 $\{V_i \text{ et } V_o\}$ afin de vérifier le bon fonctionnement du montage. (Vérifiez notamment que $V_o = C^{ste} = E_Z$ (9,1V dans cette application))

Performance du stabilisateur

➤ Effet d'une variation de charge :

Tout en 👤 $\{v_o\}$ ainsi que i_R , i_Z et i_{ch} (multimètres), \searrow progressivement R_{ch} (c.à.d $\nearrow i_{ch}$) jusqu'au quart de sa valeur maximale ...

\Rightarrow vérifiez que, tant que $i_Z \neq 0$:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_o = C^{ste} \text{ car } \dots\dots\dots \\ I_{R_{moy}} = C^{ste} \forall i_{ch} \text{ car } \dots\dots\dots \\ i_Z \text{ diminue quand } i_{ch} \text{ augmente car } \dots\dots\dots \end{array} \right.$$

Tout en 👤 $\{v_o\}$ ainsi que i_R , i_Z et i_{ch} (multimètres), \searrow encore R_{ch} jusqu'à 0 ...

\Rightarrow vérifiez que $v_o \neq V_Z$ quand $i_Z \approx 0$ car

➤ Effet de l'ondulation résiduelle d'entrée ΔV_i

Réaugmenter R_{ch} pour avoir $i_Z \cong 10 \text{ mA}$

👤 $\{\Delta V_i \text{ et } \Delta V_o = \text{ondulation résiduelle de sortie}\}$ * utilisez le mode AC

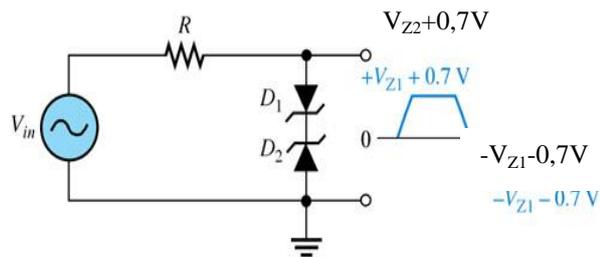
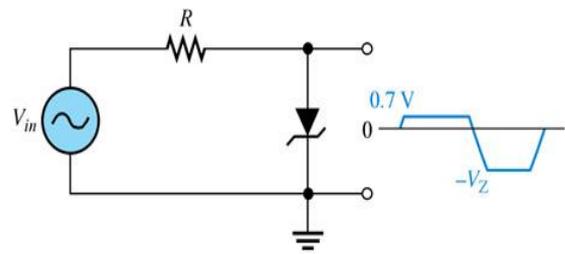
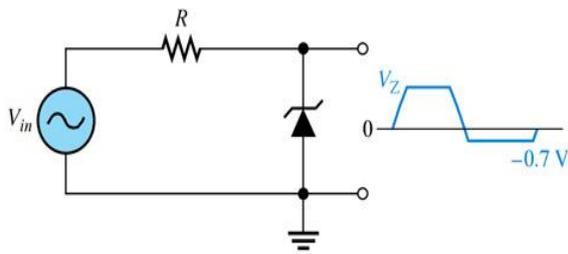
et mesurez-les approximativement : $\left\{ \begin{array}{l} \Delta V_i \approx \dots\dots\dots \text{ V} \\ \Delta V_o \approx \dots\dots\dots \text{ mV} \end{array} \right\}$

\Rightarrow le stabilisateur R/Z a permis de réduire l'ondulation dans un rapport $\frac{\Delta V_i}{\Delta V_o} \approx \dots\dots\dots$

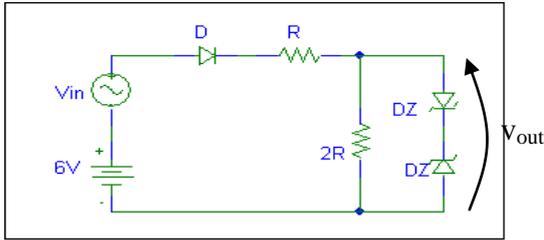
Sur base de la mesure précédente, déduisez la valeur de la résistance différentielle équivalente de la diode Zéner : $r_Z \approx \dots\dots\dots$ sachant que $R =$

2.4.3.3.1 Limiteur Zéner

De par leurs caractéristiques, les diodes Zéner sont idéales pour écrêter des surtensions (commutation de selfs ou autres) et sont donc toutes indiquées pour la protection d'autres semi-conducteurs sensibles à ces surtensions.

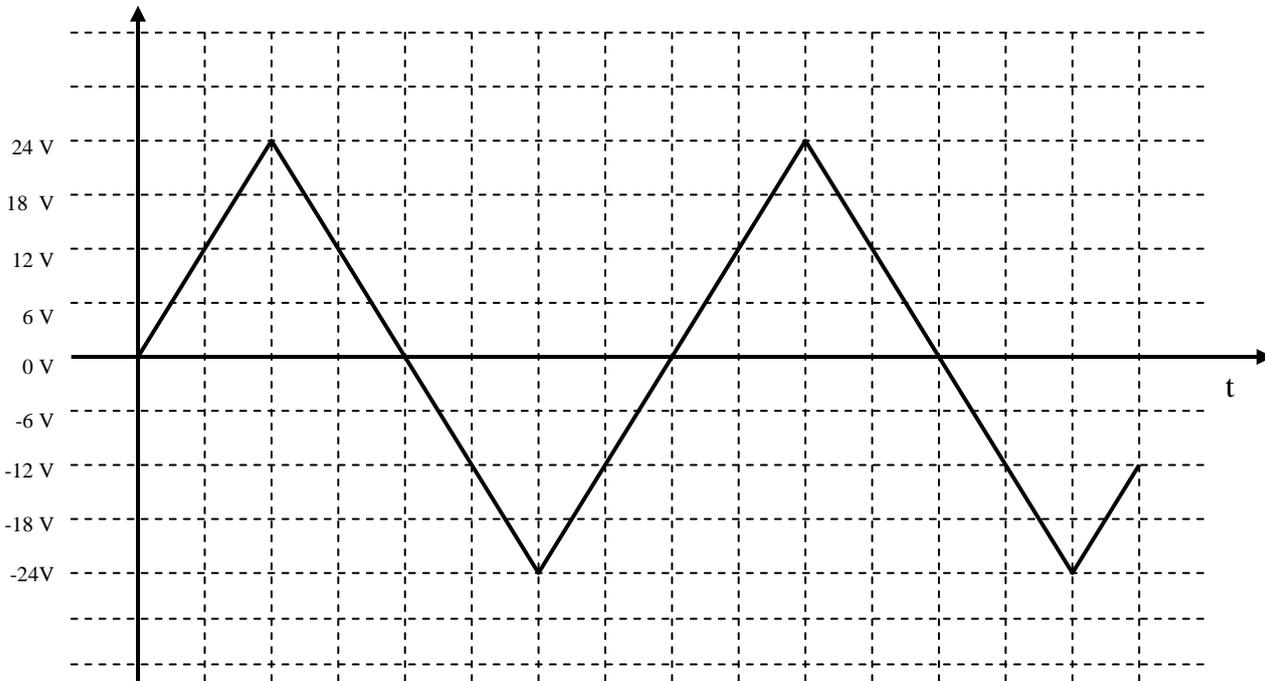


2.4.3.4 Exercices



Pour le montage ci-contre, la tension Zéner des diodes DZ vaut 11.3V et la tension d'entrée v_{in} triangulaire a l'allure donnée sur le schéma à compléter ($(V_{in})_p=24V$). On demande :

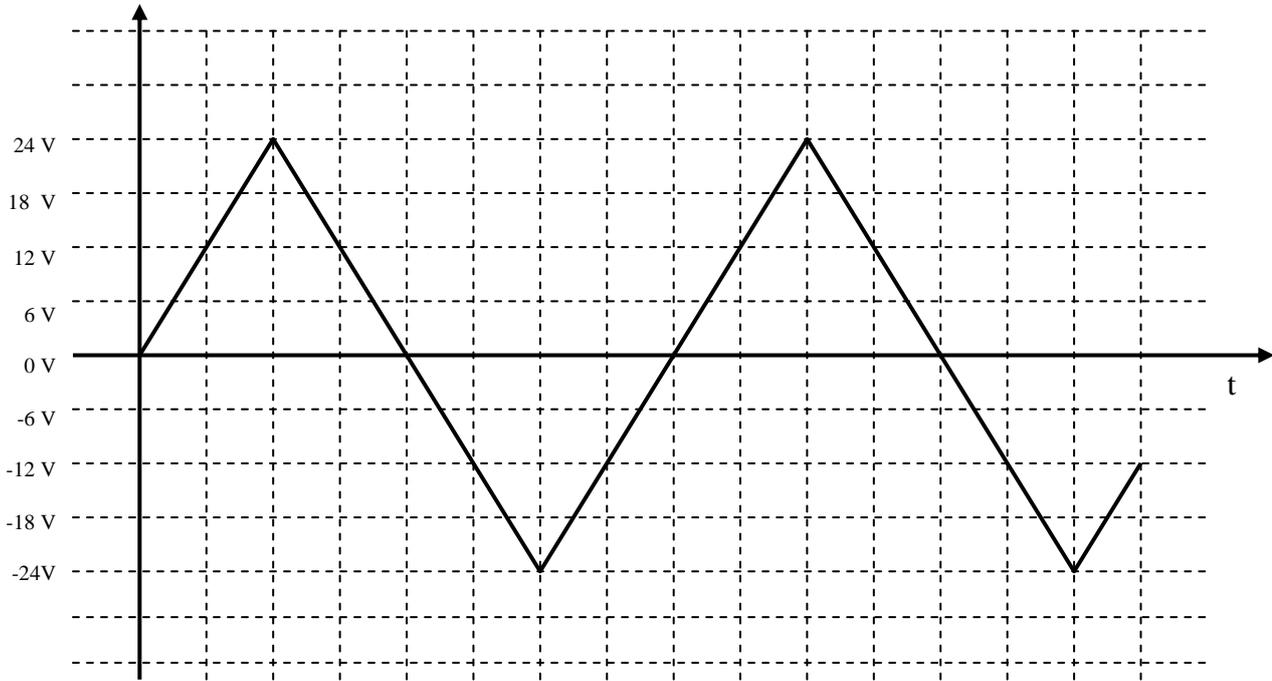
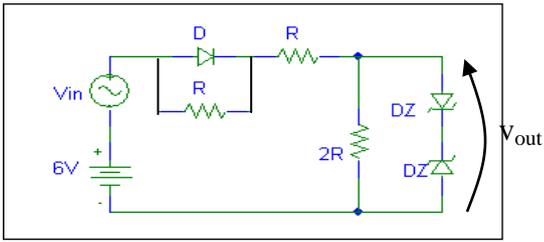
- de représenter les schémas électriques équivalents du montage pour les différents cas en utilisant les modèles adéquats
- de préciser les **conditions de validité** de chacun de ces schémas
- de déterminer la relation donnant le signal v_{out} dans chaque cas
- de tracer v_{in} et v_{out} sur le diagramme temporel qui vous est fourni (comme si on observait les courbes sur un oscillo dont les deux sondes sont réglées sur le même calibre).



Schémas équivalents :

conditions sur v_{in}

$V_{out} =$

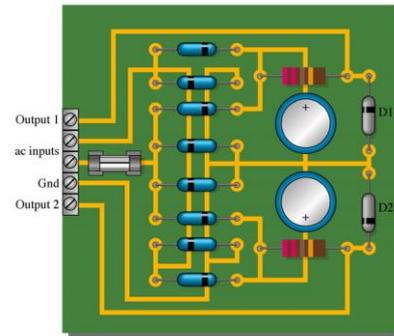


Schémas équivalents :

conditions sur v_{in}

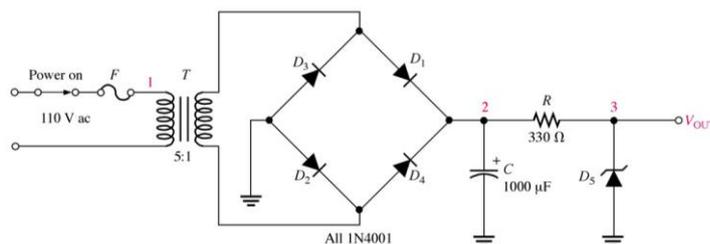
$v_{out} =$

1. Tracez le schéma de principe du circuit imprimé suivant et donnez son principe de fonctionnement : Que valent les deux sorties ?



Rectifier diodes: 1N4001
Zener diodes: D1-1N4736, D2-1N4749
Filter capacitors: 100 μ F

2. Soit le schéma suivant, pour chaque série de tension mesurée, indiquez si elles sont correctes et, s'il y a lieu, déterminez la cause du problème. La diode Zéner est une diode de 12V

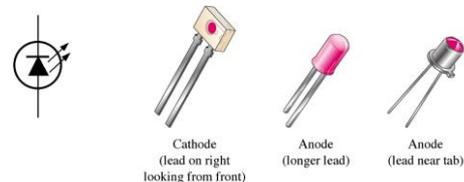


- a. $V_1=120V_{\text{eff}}$, $V_2=30V_{\text{DC}}$ légèrement ondulante et $V_3=12V_{\text{DC}}$
 b. $V_1=0V_{\text{eff}}$, $V_2=0V_{\text{DC}}$ et $V_3=0V_{\text{DC}}$
 c. $V_1=120V_{\text{eff}}$, $V_2=30V_{\text{DC}}$ et $V_3=30V_{\text{DC}}$
 d. $V_1=120V_{\text{eff}}$, $V_2=\text{signal redressé double alternance de } 30V_{\text{P}}$ et V_3 tension pulsée de 12V maximum
 e. $V_1=120V_{\text{eff}}$, $V_2=30V_{\text{DC}}$ et $V_3=0V_{\text{DC}}$
3. Indiquez la valeur de la sortie si vous avez identifié la panne suivante :
- D_5 ouverte
 - R coupée
 - C ouvert
 - D_3 ouverte
 - D_2 ouverte
 - transfo en circuit ouvert
 - fusible fondu
1. alimentation double : sorties $V_1 = 6,8 \text{ V}$ et $V_2 = 24 \text{ V}$
 2. a. tension présentant une petite ondulation de 30 V_{DC} environ
 b. 0V
 c. tension redressée double alternance limitée à 12V par la diode Zéner
 d. ou e. tension redressée simple alternance (60 Hz) limitée à 12 V par la Zéner
 f. ou g. 0V
 3. a. correct
 b. fusible fondu, soudure froide sur le circuit d'entrée, primaire du transfo ouvert
 c. rupture de la diode Zéner
 d. Condensateur électrolytique explosé : pas de filtrage ...
 e. sortie isolée car R en circuit ouvert ou soudure froide de R ...

2.4.4 Composants optoélectroniques

2.4.4.1 Diode électroluminescente LED

Le symbole de la LED ^[12] indique l'émission de lumière :



Utilisation : On les rencontre partout où on a besoin de témoins lumineux.

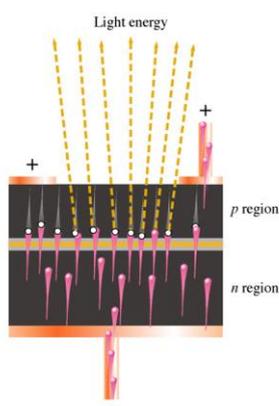
Elles peuvent être associées pour constituer un affichage de chiffres (afficheurs 7 segments) ou en matrices pour remplacer des grosses lampes car elles sont plus fiables que des lampes à incandescence, et leur rendement est bien meilleur (feux tricolores de circulation par exemple, éclairage en remplacement des ampoules faible consommation ou pour faire des panneaux d'affichage électroniques : heure, température, publicités diverses, ...).

Ces diodes spécifiques ont la propriété d'émettre de la lumière dans une bande de fréquence déterminée par les caractéristiques du matériau employé quand elles sont traversées par un courant direct (d'environ 10 à 20mA). Il en existe de diverses couleurs (jaune, orangé, rose, rouge, vert, infrarouges).

Des diodes émettant une couleur assez proche du blanc ont fait leur apparition, elles possèdent un excellent rendement et leur durée de vie est considérablement plus élevée que celle des ampoules à incandescence mais on leur reprochait d'émettre une lumière « froide ». Il existe maintenant des éclairages à Led « blanc chaud ».

Les diodes à infrarouges servent beaucoup dans les télécommandes d'appareils TV / HIFI. On les utilise alors avec des forts courants pulsés.

Principe de fonctionnement

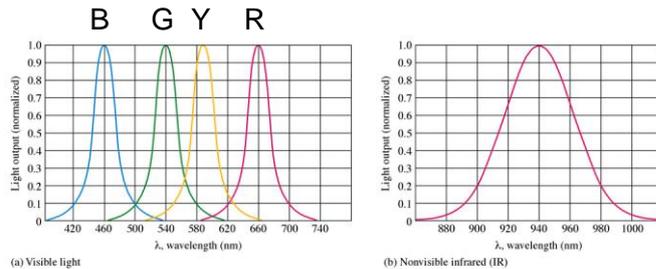


Comme pour toute diode en polarisation directe, les e^- passent de la bande de conduction du matériau de type N à la bande de valence du matériau de type P. Or le *niveau d'énergie de la bande de conduction* $>$ *niveau d'énergie de la bande de valence* : lorsque les e^- se recombinent, ils libèrent de l'énergie (photons) sous forme de chaleur et de **lumière** (rayonnement électromagnétique visible ou invisible) : ce phénomène est aussi appelé *électroluminescence*.

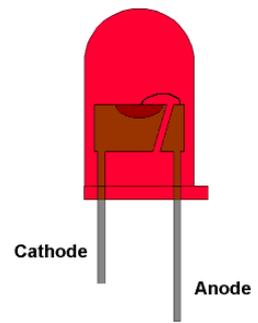
¹² Light Emitting Diode parfois appelée DEL en français

Les diodes LEDs ne sont pas des diodes au Si mais :

- à l'arséniure de gallium (GaAs) pour produire un rayonnement infrarouge,
- au phosphate d'arséniure de gallium (GaAsP) pour produire une lumière visible rouge ou jaune (selon les impuretés)
- au phosphate de gallium (GaP) pour produire une lumière visible rouge ou verte (selon les impuretés)
- au SiC pour produire de la lumière bleue
- au GaN pour produire de la lumière violette



Rem.: | le matériau semi-conducteur est évidemment placé dans une capsule transparente
 | une petite lentille intégrée permet d'obtenir une certaine focalisation du faisceau



| Polarisation de la LED

La barrière de potentiel est considérablement plus élevée que celle d'une diode au Silicium : $E_0 \approx 1$ à $3,5$ V selon le composant utilisé et donc selon sa couleur : IR ≈ 1 V, Rouge $\approx 1,5$ V, Jaune $\approx 1,8$ V, Verte ≈ 2 V, Bleue $\approx 3,5$ V).

Sa tension de claquage inverse est bien inférieure à celle d'une diode « redresseuse » classique : $E_Z \approx 3$ à 10 V, ce qui est très faible !

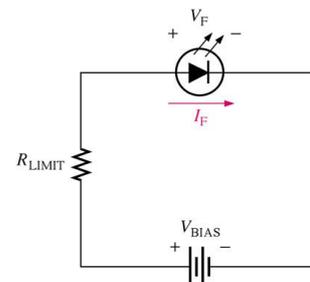
La LED émet de la lumière lorsqu'elle est parcourue par un courant suffisant :

$$\boxed{\text{Intensité lumineuse} = k \cdot (i_d)_{\text{moy}}} \quad [13] \quad (i_d)_{\text{moy}} \approx 10 \text{ mA} \text{ est suffisant pour une LED standard}$$

On choisira la résistance de limitation de courant telle que :

$$R_{\text{limit}} = \frac{V_{\text{bias}} - V_D}{10 \text{ mA}}$$

Pour une diode LED rouge, si la tension de polarisation est de 5 V, on choisira : $R_{\text{limit}} = \frac{5 - 1,5}{10 \text{ mA}} = 350 \approx 390 \Omega$ 330 Ω ou 270 Ω



(a) Forward-biased operation

¹³ car $P_{\text{lumineuse}} = K \cdot P_{\text{électrique}} = k'(i_d)_{\text{moy}}$ Rem. : $(i_d)_{\text{moy}} = I_{\text{FAV}}$ dans les *data sheets*

Paramètres des data sheets

Maximum Ratings

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse voltage	V_R	5	Volts
Forward current — continuous	I_F	100	mA
Forward current — peak pulse	I_{Fp}	1	A
Total power dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	100 2.2	mW mW/°C
Ambient operating temperature range	T_A	-30 to +70	°C
Storage temperature	T_{stg}	-30 to +80	°C
Lead soldering temperature, 5 seconds max, 1/16 inch from case	—	260	°C

Electrical Characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

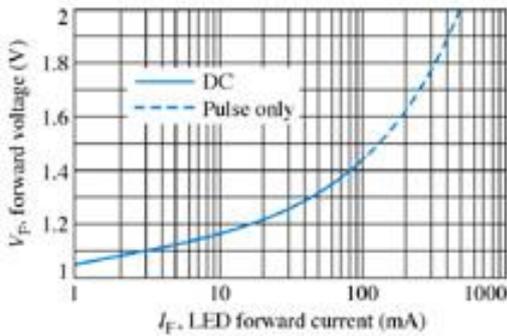
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse leakage current ($V_R = 3\text{ V}$)	I_R	—	10	—	nA
Reverse leakage current ($V_R = 5\text{ V}$)	I_R	—	1	10	μA
Forward voltage ($I_F = 100\text{ mA}$)	V_F	—	1.35	1.7	V
Temperature coefficient of forward voltage	ΔV_F	—	-1.6	—	mV/K
Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$)	C	—	25	—	pF

Optical Characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

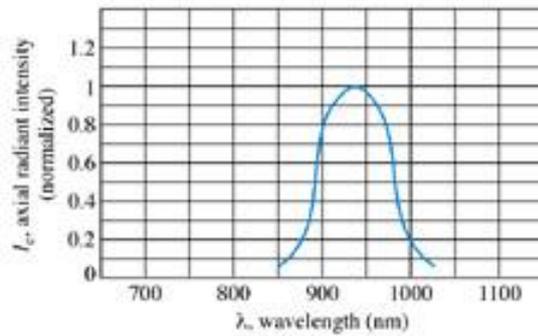
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Peak wavelength ($I_F = 100\text{ mA}$)	λ_p	—	940	—	nm
Spectral half-power bandwidth	$\Delta\lambda$	—	50	—	nm
Total power output ($I_F = 100\text{ mA}$)	ϕ_e	—	16	—	mW
Temperature coefficient of total power output	$\Delta\phi_e$	—	-0.25	—	%/K
Axial radiant intensity ($I_F = 100\text{ mA}$)	I_e	10	15	—	mW/sr
Temperature coefficient of axial radiant intensity	ΔI_e	—	-0.25	—	%/K
Power half-angle	ψ	—	± 30	—	°



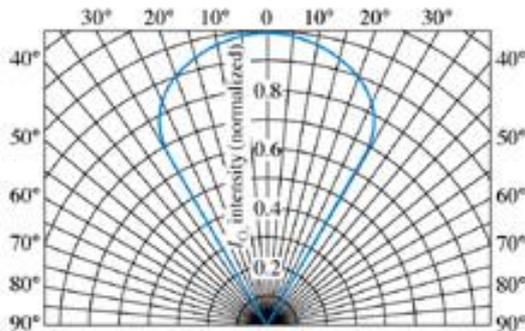
(a) Ratings and characteristics



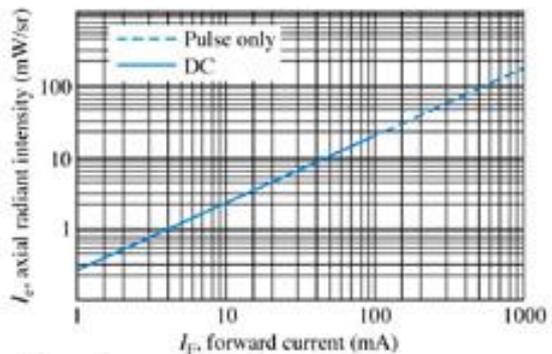
(b) LED forward voltage versus forward current



(c) Relative spectral emission



(d) Spatial radiation pattern



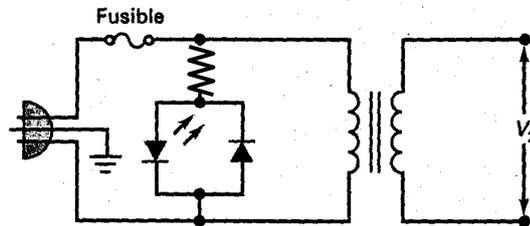
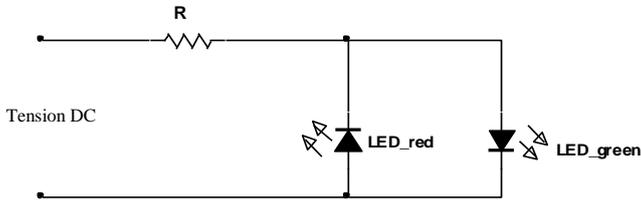
(e) Intensity versus forward current

Applications

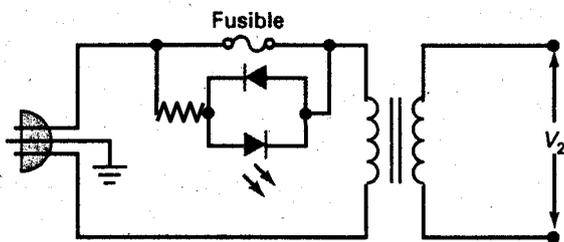
Témoins lumineux et d'affichage (appareils domestiques, équipements scientifiques ...)

témoin de polarité d'une tension DC :

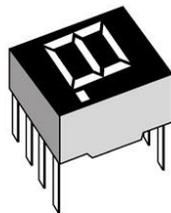
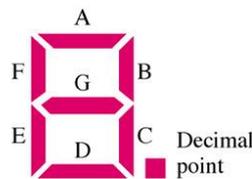
témoin de présence d'une tension AC :



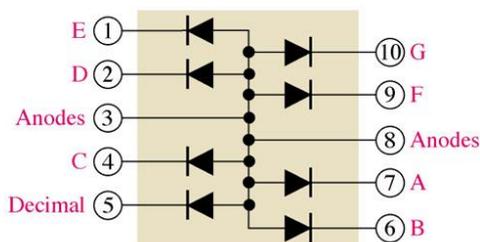
Indicateur d'état d'un fusible :



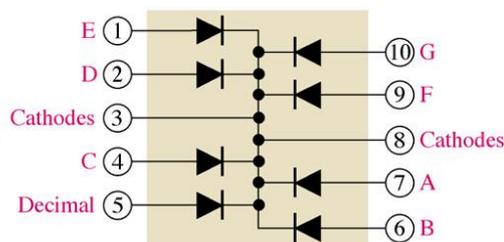
Afficheur 7 segments



(a) LED segment arrangement and typical device



(b) Common anode



(c) Common cathode

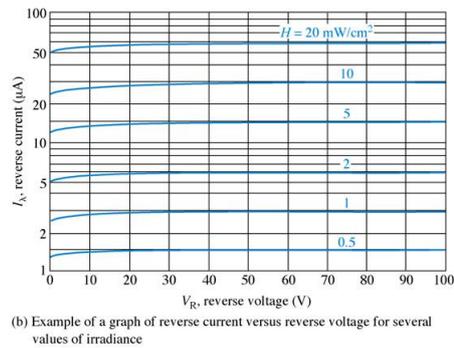
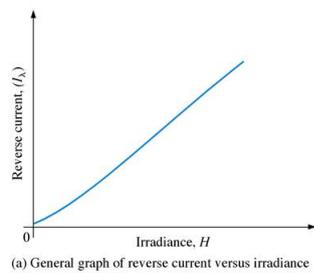
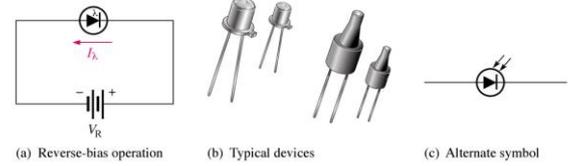
Si l'on choisit un composant à anodes communes, le point commun (3 ou 8) sera connecté à l'alimentation. C'est en tirant à la masse les segments a, b et c (par l'intermédiaire d'une résistance) que l'on dessinera un 7.

Si l'on choisit un composant à cathodes communes, le point commun (3 ou 8) sera connecté à la masse. C'est en tirant à une tension haute les segments a, b et c (par l'intermédiaire d'une résistance) que l'on dessinera un 7.

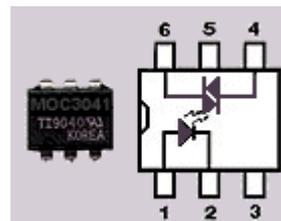
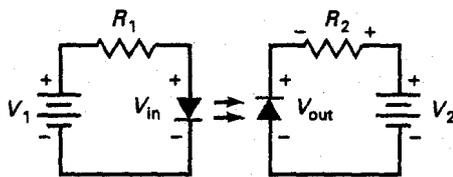
2.4.4.2 Photodiode

La photodiode est un composant à jonction PN qui fonctionne en polarisation inverse. Ce composant possède une petite fenêtre transparente qui permet à la lumière de venir frapper les e^- de la jonction PN : sous l'effet d'un apport d'énergie sous forme lumineuse, il y a génération de paires électron-trou dans la zone d'appauvrissement. Les électrons qui ont acquis suffisamment d'énergie pour être dans la bande de conduction sont propulsés à travers la jonction par le champ électrique appliqué en polarisation inverse.

Ils créent un courant inverse directement proportionnel à l'intensité lumineuse incidente (typiquement de l'ordre de la dizaine de μA).



2.4.4.3 Optocoupleur



Un optocoupleur (aussi appelé optoisolateur) associe une LED et une photodiode au sein d'un même boîtier. Quand la tension d'entrée varie, la quantité de lumière émise par la LED varie et la photodiode engendre un courant dans le circuit de sortie qui évolue comme la tension d'entrée.

L'avantage essentiel de l'optocoupleur est l'isolation électrique entre l'entrée et la sortie : leur seul lien est le faisceau lumineux. De telles isolations sont utiles dans les applications où il est nécessaire d'assurer une isolation galvanique entre deux blocs fonctionnels différents, tout en permettant la transmission d'informations logiques et / ou analogiques : transmission de données informatiques, commandes basse tension ou haute tension, ...

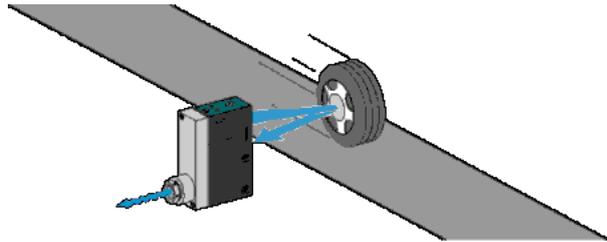
2.4.4.4 Les capteurs optiques

Barrière optique :



Ce composant est constitué d'une LED, généralement infrarouge et d'un photo-transistor, diode ou darlington. Les deux sont montés presque face à face, de manière à ce que le faisceau de la LED ne puisse arriver sur le phototransistor que s'il est réfléchi par une surface adéquate placée à une distance convenable.

Ce genre de composant est utilisé par exemple dans le comptage d'objets, dans la détection (proche !), dans les codeurs de position angulaire, etc...

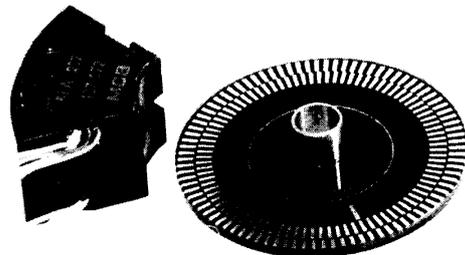


Capteur fourche :



Ici le composant est constitué d'une LED et d'un photo transistor placé face à face en haut du composant. Ainsi à l'état naturel le faisceau est intact et le phototransistor est passant. Si un objet (feuille, plaque fine) le coupe, le transistor ne passe plus.

On peut donc se servir de ce genre d'objet pour le comptage d'objets, etc... comme par exemple pour concevoir un codeur optique de position angulaire.

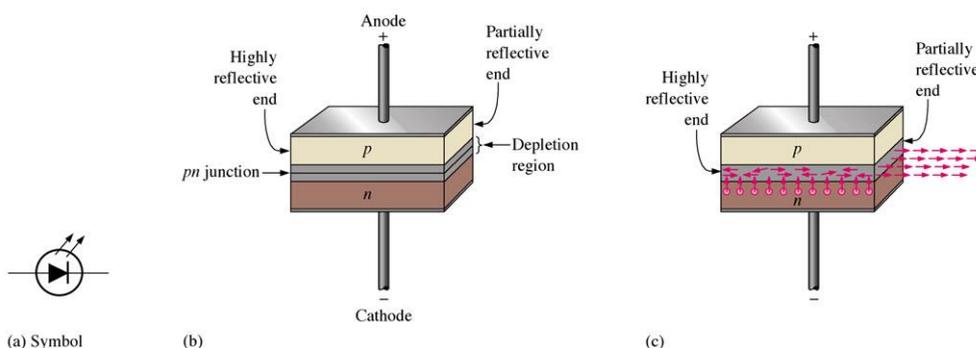


2.4.4.5 La diode laser

Dans une LED, les \acute{e} -libres émettent de la lumière quand ils passent de la bande de conduction à la bande de valence. Ce passage se fait de manière aléatoire et donc incohérente : les ondes lumineuses obtenues ont des phases comprises entre 0° et 360° . Cela constitue un rayonnement incohérent.

Une diode laser ^[14] est une source lumineuse électronique pouvant produire un *faisceau lumineux monochromatique* (une seule longueur d'onde, et non pas plusieurs comme dans la lumière solaire), *cohérent* (toutes les ondes lumineuses sont en phase) et très *directif* (un point).

Le principe de base d'une diode laser est d'utiliser une cavité résonnante entre deux « miroirs » permettant une réflexion totale d'un côté et partielle de l'autre. Cela permet d'amplifier l'émission d'ondes lumineuses possédant exactement la même fréquence et la même phase. La jonction PN, formée de deux couches d'arséniure de gallium dopé, possède des dimensions bien précises qui déterminent la longueur d'onde de la lumière émise.



Applications :

Les diodes laser et photodiodes sont utilisées en télémétrie (réflexion), en détection d'obstacles, dans les lecteurs de CD, dans les imprimantes laser ; dans les systèmes de communication larges bandes où, associées aux câbles en fibres optiques, elles contribuent à accroître la rapidité de transmission, ...

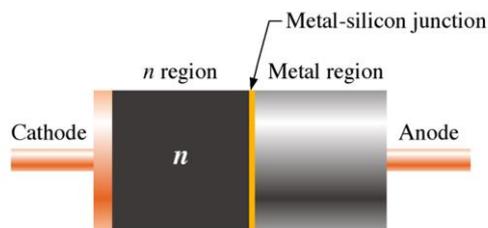
¹⁴ Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation.

2.4.5 Diode Schottky



Surtout utilisée dans les applications hautes fréquences à commutations rapides (composant à la base des circuits intégrés numériques 74LS... par exemple).

Optimisée pour minimiser le temps de recouvrement inverse t_{rr} ^[15], cette diode utilise un métal (or, argent, platine, ...) d'un côté de la jonction et une région *faiblement* dopée de l'autre (souvent de type N) ce qui constitue une jonction métal - semi-conducteur.



La région métallique est caractérisée par la présence d'un grand nombre d'électrons de conduction alors que la région N est faiblement dopée :

- En l'absence de polarisation, les e^- libres du côté N sont sur des orbites de plus faible énergie que les e^- du métal : soit une barrière de potentiel de 0,25 V^[16].
- En polarisation directe, les e^- du côté N gagnent suffisamment d'énergie pour vaincre la barrière de potentiel et entrer dans le métal.

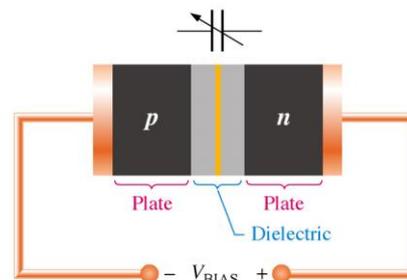
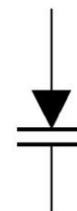
Puisqu'il n'y a pas de trous dans le métal, il n'y a pas de *stockage de charges* à la jonction et donc cela ne donne pas lieu à un temps de recouvrement inverse : d'où le nom de diode rapide donné à la diode Schottky.

2.4.6 Diode à capacité variable

Aussi appelée varicap, varactor ou diode d'accord. La capacité de sa jonction varie selon la tension de polarisation inverse.

Diode optimisée pour accroître la capacité de jonction inverse d'une diode (capacité de transition).

Utilisation : circuits électroniques de syntonisation (accord électronique) employés dans les systèmes de communication, les récepteurs FM, TV...

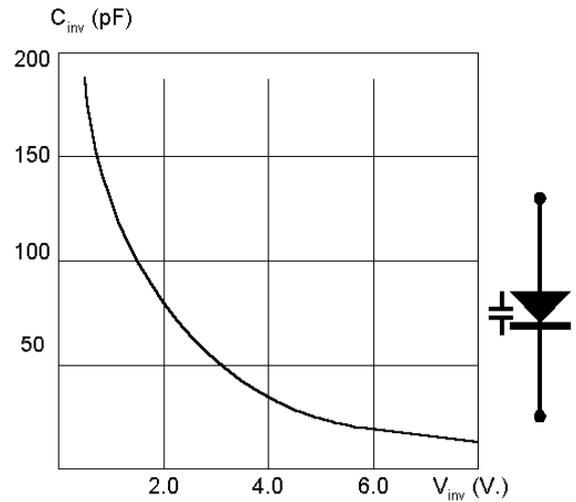


¹⁵ qui en pratique peut être ignoré dans les diodes « petits signaux » jusqu'à 10 MHz (t_{rr} de l'ordre de 4 ns pour une diode 1N4148).

¹⁶ c'est un avantage pour les applications numériques à faible tension d'alimentation.

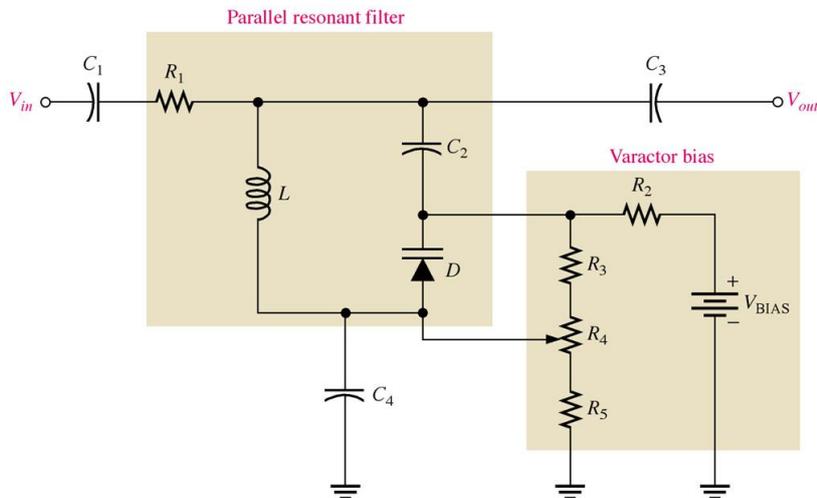
Son principe de fonctionnement est le suivant : en polarisation inverse, les zones P et N sont assimilables à des armatures et la zone de déplétion à un isolant. La taille de la zone de déplétion augmente avec la polarisation inverse, ce qui revient à considérer une capacité dont les armatures se déplacent : la capacité diminue.

On obtient une *capacité commandée en tension*.^[17]



Principe de base de la sélection électronique d'une station de radio ou d'une chaîne TV :

On constitue un circuit résonnant parallèle entre une self et la capacité variable. On ajuste sa fréquence de résonance en jouant sur la valeur de la tension inverse du varactor ce qui en fait varier la capacité ce qui permet de déplacer la bande passante du filtre passe-bande ainsi constitué en fonction de la plage de fréquences souhaitée.



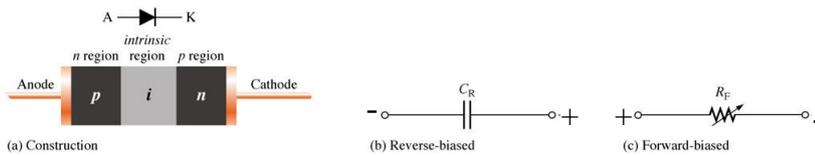
¹⁷ La variation étant non linéaire, on peut l'utiliser pour la génération d'harmoniques (multiplicateurs de fréquence).

2.4.7 Autres types de diodes particulières

2.4.7.1 Diode PIN

Elle se compose de régions P et N fortement dopées séparées par une région intrinsèque :

- En polarisation inverse : elle se comporte comme une capacité quasi constante.
- En polarisation directe : elle se comporte comme une résistance variable contrôlée en courant.



2.4.7.2 Diode de recouvrement (*step recovery*)

Son dopage est progressivement réduit à mesure que l'on se rapproche de la jonction PN. Elle permet des commutations rapides à très hautes fréquences. Elle est utilisée dans les multiplicateurs de fréquences.

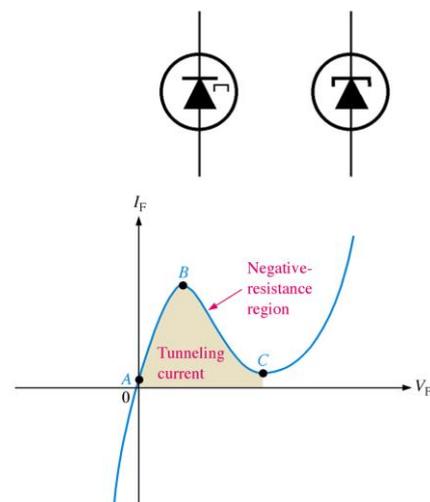
2.4.7.3 Diode inverse (*back diode*)

Elle est obtenue par augmentation du dopage d'une diode Zéner pour produire l'effet Zéner au voisinage de 0 V (-0,1 V). Elle est utilisée occasionnellement pour redresser des signaux de très faible amplitude (<0,7V).

2.4.7.4 Diode tunnel (*diode GUNN*)

Elle est obtenue par augmentation du dopage d'une diode Inverse. Il y a alors apparition d'une distorsion de la caractéristique qui fait apparaître une région de *résistance négative* (un accroissement de la tension entraîne une diminution du courant direct).

On l'utilise dans des circuits oscillateurs hautes fréquences ou dans des amplificateurs micro-ondes.



3 Le transistor

Dans ce chapitre, nous allons étudier les concepts généraux relatifs au « transistor », en le considérant comme un *dipôle commandé*. Les considérations faites dans ce chapitre sont donc valables pour tous les types de transistors (BJT, JFET, MOSFET et IGBT).

Après l'étude de ce chapitre, vous devriez être en mesure de :

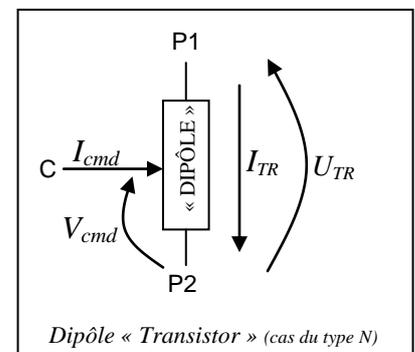
- citer les 4 types de transistors, donner leur symbole et leur signal de commande respectifs.
- situer leurs domaines d'applications respectifs, afin de pouvoir choisir le type de transistor à utiliser dans une application particulière.
- donner les *caractéristiques de sortie et de transfert* d'un transistor et expliquer ce qu'elles représentent.
- donner et justifier les 3 types de fonctionnement et modèles d'un transistor, ainsi que leur condition de validité respective, sur base de la *caractéristique de sortie* du transistor. Conclure quant aux fonctions que peuvent remplir les transistors.
- donner et justifier le modèle d'entrée des différents types de transistors.
- effectuer la résolution d'un montage à transistors de manière analytique et graphique.
- expliquer le phénomène de saturation. Expliquer son origine. Expliquer la notion de *seuil de saturation* et de sursaturation. Donner et expliquer la « condition pratique » de fonctionnement saturé.
- donner les raisons de la mauvaise maîtrise des paramètres d'un transistor et les expliciter.
- donner et expliciter (justifier ... origine) les critères de choix d'un transistor en régime statique et dynamique.
- discuter du choix du « type de polarité » du transistor à utiliser.

3.1 Transistor : composant tripôle ... « dipôle » commandé

Un transistor est un composant possédant 3 broches (*tripôle*), dont la conduction est commandée par un signal électrique.

En pratique, le courant de commande I_{cmd} est négligeable devant le courant commandé I_{TR} , ce qui permet de considérer un transistor comme un *dipôle* principal (entre P1 et P2), commandé via « la » broche de commande (C).

Plus précisément le signal de commande s'applique entre la broche de commande (C) et la broche commune (P2 = *Emetteur* pour un BJT ou *Source* pour un FET) ^[1].



¹ Sauf dans de rares cas de FET, où la tension de commande est placée entre 2 broches de commande indépendantes.

3.2 Types de transistors et leur paramètre de commande

Il existe 4 types principaux de transistors :

	Type « N »	Type « P »	Type cmde	Domaines d'utilisation
JFET ^[2]			tension (V_{GS})	utilisé en résistance commandée, en amplificateur, et parfois en interrupteur (en faible puissance)
MOSFET ^[3]			tension (V_{GS})	utilisé surtout en interrupteur, et parfois en amplificateur
BJT ^[4]			courant (I_B)	utilisé en amplificateur et en interrupteur
IGBT ^[5]			tension (V_{GE})	utilisé en interrupteur de puissance (en basses fréquences)

3.3 Types de boîtiers d'un transistor et catégories de transistors

Selon le domaine de fréquence et de puissance, chaque type de transistor peut appartenir à l'une des catégories principales suivantes :

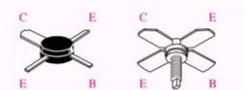
- « small signal transistors » ($\leq 1A/1W$) : soit optimisés pour un fonctionnement en commutation (« saturated switching applications »), soit optimisés pour un fonctionnement en amplificateur en basses fréquences (« audio applications ») ou en hautes fréquences (« HF applications »).



- « LF power transistors » ($\geq 1A/1W$) : soit transistors d'usage général en basses fréquences (« LF general-purpose power transistors ») ou optimisés pour supporter de plus fortes tensions (« High voltage transistors »).



- « RF transistors » : optimisés pour un fonctionnement en très hautes fréquences (RF = radio fréquences), ce qui explique leur « design » très particulier.



² Junction Field Effect Transistor

³ Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor

⁴ Bipolar Junction Transistor

⁵ Insulated Gate Bipolar Transistor

3.4 Domaines d'utilisations des différents types de transistors

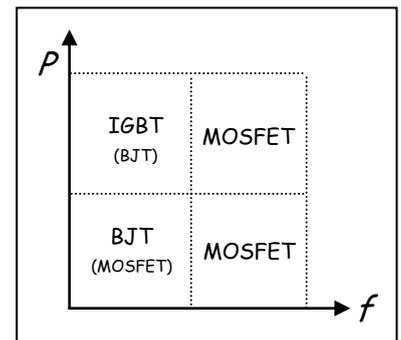
3.4.1 Performances des différents types de transistors

	BJT	MOSFET	IGBT
Résistance d'entrée	faible (kΩ)	élevée (GΩ)	moyenne (MΩ)
Capacité d'entrée	faible (pF)	élevée (nF)	élevée (nF)
$I_{commande}$ à l'état ON	élevé ($I_{ON}/I_{cmd}=5..20$)	faible ($I_{ON}/I_{cmd}=10^{5..8}$)	faible ($I_{ON}/I_{cmd}=10^8$)
ΔU à l'état ON à fort courant	faible	élevée	faible
Vitesse de commutation	faible (μs)	élevée (0,1 μs)	faible (μs)
Pertes en conduction	faibles	élevées	faibles
Pertes en commutation	élevées	faibles	moyennes
Tenue en courant	élevée	faible	élevée
Risque d'emballement thermique	oui (si $t^\circ \nearrow, \beta \nearrow$)	non (si $t^\circ \nearrow, \text{cond.} \searrow$)	oui (si $t^\circ \nearrow, \text{cond.} \nearrow$)
Destruction électrostatique	non	oui	oui
Prix	faible	élevé	moyen

Ainsi, les avantages de chaque transistor sont les suivants :

BJT	MOSFET	IGBT
Faible capacité d'entrée	Faible $I_{commande}$ à l'état ON	Faible $I_{commande}$ à l'état ON
Faible ΔU_{ON} à fort courant	Commutations rapides	Faible ΔU_{ON} à fort courant
Faibles pertes en conduction	Faibles pertes en commutation	Faibles pertes en conduction
Bonne tenue en courant	Pas de risque d'embal. therm.	Bonne tenue en courant
Robuste		Robuste
Faible prix		Moins cher qu'un MOSFET

Il en découle les domaines d'utilisation typiques de chaque transistor :



3.4.2 Domaines d'utilisations des différents types de transistors

	BJT	MOSFET	IGBT
Applications « basses fréquences » et « basses puissances »	Pour faible prix et robustesse	Pour faible I_{cmd}	
Applications « hautes fréquences » et « basses puissances »		Pour rapidité et faible I_{cmd}	
Applications « basses fréquences » et « hautes puissances »	Pour faible prix, faible ΔU_{ON} et robustesse		Pour faible I_{cmd} et faible ΔU_{ON}
Applications « hautes fréquences » et « hautes puissances »		Pour rapidité	

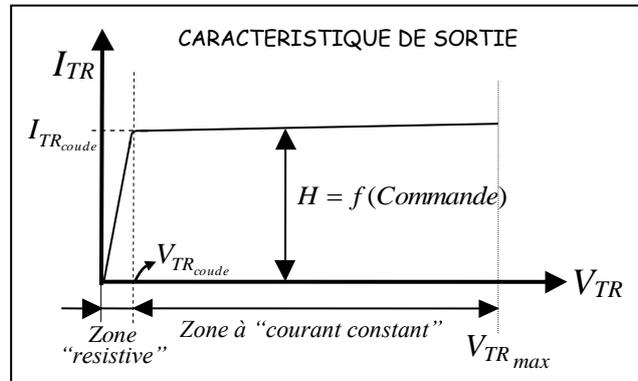
3.5 Caractéristiques et modèles de sortie d'un transistor

3.5.1 Caractéristique de sortie d'un transistor

La **caractéristique de sortie** d'un transistor est la **caractéristique courant-tension** $I_{TR} = f(V_{TR})$ de son dipôle principal, laquelle est tracée à une valeur particulière de son paramètre de commande (*Transistor* \equiv *dipôle commandé*).

Cette caractéristique fournit donc **l'ensemble des points de fonctionnement possibles d'un transistor donné, à une valeur particulière de son paramètre de commande.**

Remarquons qu'il y a évidemment une infinité de caractéristiques possibles.



La **caractéristique de sortie** met en évidence les 3 types de fonctionnement d'un transistor.

3.5.2 Types de fonctionnement et modèles de sortie d'un transistor

3.5.2.1 « Zone résistive » (aussi appelée « Région ohmique »)

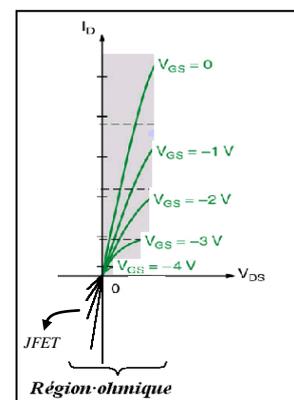
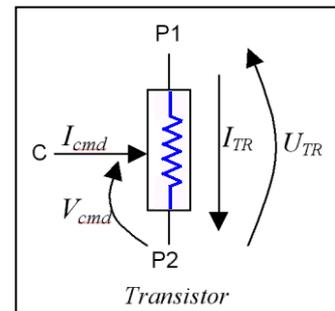
Le point de fonctionnement est en « zone résistive » ... si $\begin{cases} V_{TR} < V_{TR_{coude}} \\ I_{TR} < I_{TR_{coude}} \end{cases}$

Dans cette région, le transistor a la **caractéristique U-I** d'une résistance. Il se comporte donc comme une résistance (R_{TR}) et son courant suit la

$$\text{loi d'Ohm : } I_{TR} = \frac{U_{TR}}{R_{TR}} \text{ [6]}$$

Comme la pente de cette « région ohmique » varie lorsque l'on modifie la valeur du paramètre de commande, le transistor se comporte comme une **résistance commandée** par le paramètre de commande.

($R_{TR} \searrow$ si commande \nearrow (en valeur absolue)).

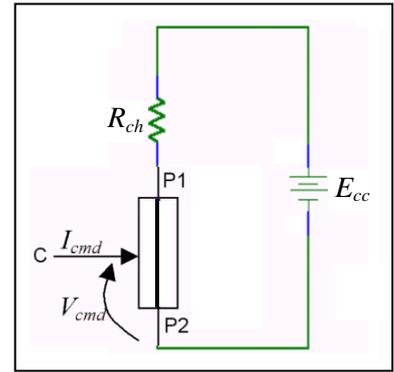


⁶ ... approximativement car la zone « résistive » n'est pas parfaitement linéaire.

Si le montage comporte une résistance de charge R_{ch} et que l'on a $R_{TR} \ll R_{ch}$, on peut alors négliger la résistance du transistor, ce qui revient à le considérer comme un parfait **interrupteur fermé**.

Dans ce cas, I_{TR} est proche de sa valeur maximale ($I_{TR_{max}} = \frac{E_{cc}}{R_{ch}}$) et,

I_{TR} dépend alors essentiellement du circuit de charge (alimentation (E_{cc}) et charge (R_{ch})) et, varie donc peu lorsque l'on modifie la valeur du paramètre de commande.



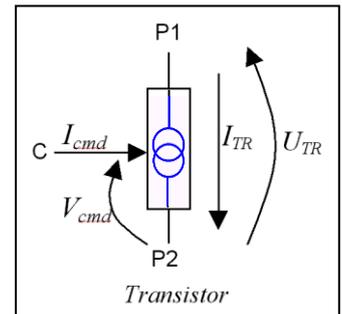
Remarque : Etant donné que dans cette zone « résistive » le courant est limité à une valeur inférieure à H , cette zone de la *caractéristique de sortie* est aussi appelée zone de « *saturation* ».

3.5.2.2 Zone « à courant constant »

Le point de fonctionnement est en zone « à courant constant » ... si $V_{TR} > V_{TR_{coude}}$ (ou $I_{TR} > I_{TR_{coude}}$)

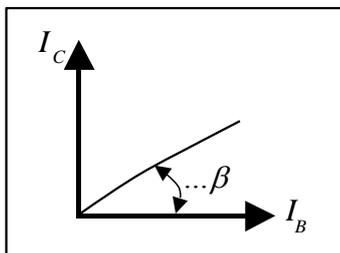
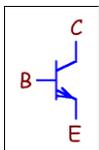
Dans cette zone, l'intensité du courant I_{TR} est imposée (quasi) par le transistor, qui se comporte donc comme un **injecteur de courant** [7], dont l'intensité est commandée par le paramètre de commande :

$$I_{TR} = H(\approx C^{ste}) = f(\text{commande})$$



La valeur de H , en fonction de la valeur du paramètre de commande, est à lire dans la *caractéristique de transfert*, dont les figures suivantes donnent l'allure selon le type de transistor.

BJT



Dans le cas d'un BJT, la *caractéristique de transfert* est sensiblement linéaire, ce qui permet d'écrire :

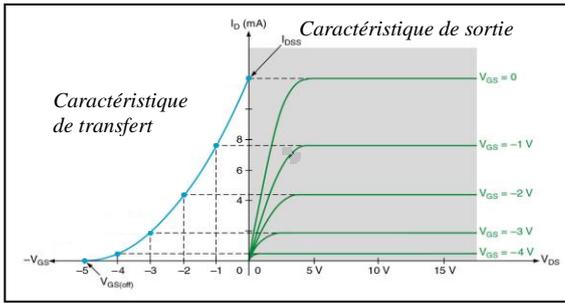
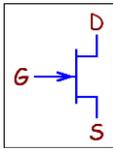
$$I_C = \beta \cdot I_B \quad \beta (h_{FE}) \text{ est appelé « gain en courant »}$$

$\beta = 10$ (BJT de puissance) à 1000 (BJT de très faible puissance)

En pratique, étant donné le caractère linéaire de cette caractéristique, les constructeurs préfèrent fournir une courbe $\beta = f(I_C)$ donnant la valeur du β .

⁷ Le modèle *injecteur de courant* d'un transistor laisse penser à tort que celui-ci est un élément générateur dans le circuit. En effet, cette façon de voir n'est qu'apparente car le transistor n'est en réalité qu'un « robinet électronique » commandé qui règle le débit d'électrons (I_{TR}), fourni par l'alimentation, à travers le circuit de charge ... **N'oublions jamais que l'énergie vient évidemment de l'alimentation !**

JFET

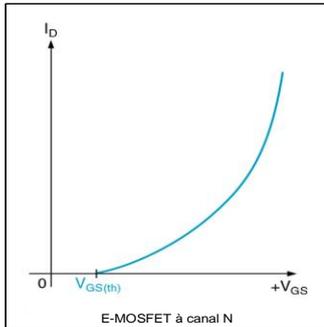
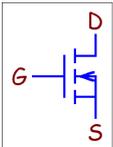


Dans le cas d'un JFET, la *caractéristique de transfert* n'est pas linéaire, mais quadratique. Elle suit la

$$\text{relation : } I_D = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{(V_{GS})_{off}} \right)^2$$

I_{DSS} est le courant I_D à $V_{GS} = 0$ [8]

MOSFET

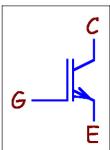


Dans le cas d'un MOSFET, la *caractéristique de transfert* est également quadratique.

Dans le cas d'un E-MOSFET (cas le plus courant), elle suit la loi : $I_D = K \cdot (V_{GS} - V_{GS_{th}})^2$

Rem. : Dans le cas d'un D-MOSFET, cette caractéristique se poursuit pour les valeurs négatives de V_{GS} .

IGBT



Dans le cas d'un IGBT, la *caractéristique de transfert* est similaire à celle d'un MOSFET.

Remarque : La zone « à courant constant » est aussi souvent appelée zone de « *fonctionnement linéaire* » car un lien pratiquement linéaire existe en « régime petits signaux » entre une variation du paramètre de commande et une variation de I_{TR} .

3.5.2.3 « Blocage »

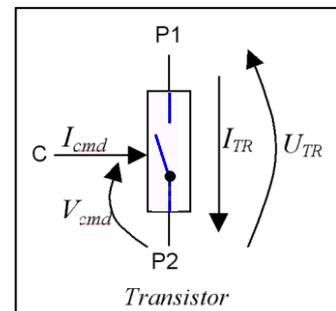
Il y a blocage du transistor si : *Paramètre de commande* < *Seuil_{OFF}*

Ainsi, en dessous de cette valeur du paramètre de commande, le transistor ne laisse plus passer de courant et se comporte comme un **interrupteur ouvert**.

Pour un BJT : $Seuil_{OFF} = 0,5 V$

Pour un JFET (et un D-MOSFET) : $Seuil_{OFF} = V_{GS_{OFF}}$

Pour un MOSFET et un IGBT : $Seuil_{OFF} = V_{GS_{TH}}$



⁸ Courant de « drain (D) » de saturation (S), lorsque grille et source sont en court-circuit (*Shorted*).

Courant de fuite d'un transistor

A l'état « bloqué », si le transistor n'est pas exagérément surdimensionné, il n'est plus traversé que par un très faible courant de fuite $I_{TR_{fuite}} \ll I_{TR_{utile}}$ ^[9] et peut être considéré comme un parfait *interrupteur ouvert*.

Le courant de fuite d'un transistor est dû au courant de fuite de ses jonctions en polarisation inverse, lequel est dû aux porteurs minoritaires, dont le nombre augmente avec leur énergie, c.à.d. avec la température (*agitation thermique*)^[10], ainsi qu'en cas d'exposition aux rayonnements lumineux^[11].

3.6 Fonctions d'un transistor

L'analyse ci-dessus met en évidence les 3 fonctions qu'un transistor est susceptible de remplir : **injecteur de courant** qui permettra de réaliser la fonction d'amplification, **interrupteur** statique^[12] et **résistance variable**, commandés directement par un signal électrique^[13].

L'amplification d'un signal^[14] permettra la commande d'actionneurs requérant de la puissance^[15] ou facilitera le « traitement » de signaux de trop faibles amplitudes.

La fonction d'interrupteur, réalisée avec un transistor, permettra de disposer d'interrupteurs « statiques », donc à commutations très rapides (fréquences de commutation au-delà du GHz !), exempts de bruit sonore, de rebonds et d'étincelles.

La fonction de résistance variable, commandée par un signal électrique, permet la modification rapide de valeurs ohmiques, sans nécessiter de système mécanique.

Le domaine d'action du transistor est ainsi particulièrement vaste.

Il est à noter que si tous les transistors (BJT, JFET, MOSFET et IGBT) peuvent remplir ces 3 types de fonctions, en pratique, leurs performances différentes les destinent chacun vers des utilisations qui leurs sont souvent propres (voir *Domaines d'utilisations des différents types de transistor*).

⁹ Dans le cas d'un BJT, l'expression réelle de la relation fondamentale du transistor est ainsi : $I_C = I_{fuite} + \beta \cdot I_B$

¹⁰ On profite de ce défaut pour fabriquer des *capteurs de température*.

¹¹ On profite de ce défaut pour fabriquer des *photodiodes*, des *phototransistors*, des *photothyristors* et des *phototriacs*

¹² c.à.d. sans aucun mouvement mécanique.

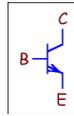
¹³ A noter qu'avant le transistor, ces fonctions étaient remplies par des tubes à vide (triodes entre autres). L'avènement du transistor n'a donc pas apporté la fonction miracle en elle-même, mais une commodité d'utilisation, un encombrement réduit (les tubes à vide ont besoin d'un système d'alimentation complexe avec des tensions élevées, et nécessitent une adaptation d'impédance en sortie (transformateur)), et plus tard, une meilleure fiabilité et un plus faible coût.

¹⁴ Signaux de faibles niveaux issus de capteurs (microphone, sonde de température, de pression, ...).

¹⁵ Haut-parleurs, moteurs, ...

3.7 Caractéristiques d'entrée des différents types de transistors

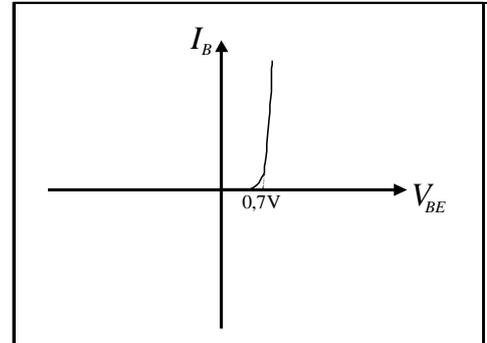
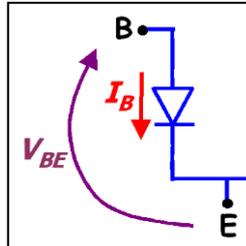
3.7.1 Modèle d'entrée d'un BJT



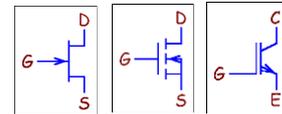
La caractéristique d'entrée $I_B = f(V_{BE})$ d'un BJT est sensiblement celle d'une diode classique car elle est directement liée à la diode BE ^[16].

On peut ainsi considérer qu'en entrée un BJT est équivalent à une diode.

Par conséquent, lorsqu'un transistor sera passant, on observera une tension de commande V_{BE} d'environ 0,7 V (diode au silicium).



3.7.2 Modèle d'entrée d'un JFET, MOSFET et IGBT



Ces 3 types de composants possèdent une très forte résistance d'entrée $R_{GS(E)}$ ($G\Omega$) ^[17], que l'on peut en pratique considérer comme étant d'une valeur infinie.

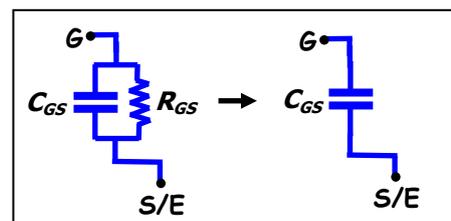
Exemple : La fiche technique d'un MOSFET BS170 donne : $(I_{GS,off})_{max} = 10\text{ nA}$ à $V_{GS} = 15\text{ V}$

$$\Rightarrow R_{GS_{min}} \approx \frac{V_{GS}}{(I_{GS,off})_{max}} = \frac{15\text{ V}}{10\text{ nA}} \approx 1,5\text{ G}\Omega$$

En régime établi, le courant de commande d'un FET ou d'un IGBT est donc très faible devant le courant I_{TR} (nA.. μ A).

La conséquence d'une valeur élevée de la résistance d'entrée est une capacité parasite entre grille et source (E pour l'IGBT) $C_{GS(E)}$ également de valeur élevée ^[18] (pF..nF).

Le modèle « pratique » d'entrée d'un FET ou d'un IGBT est donc un condensateur $C_{GS(E)}$.



¹⁶ En théorie, cette caractéristique d'entrée est tracée en fonction du paramètre V_{CE} . Cependant, en pratique, elle est quasiment indépendante des paramètres de sortie et on pourra donc la considérer comme unique.

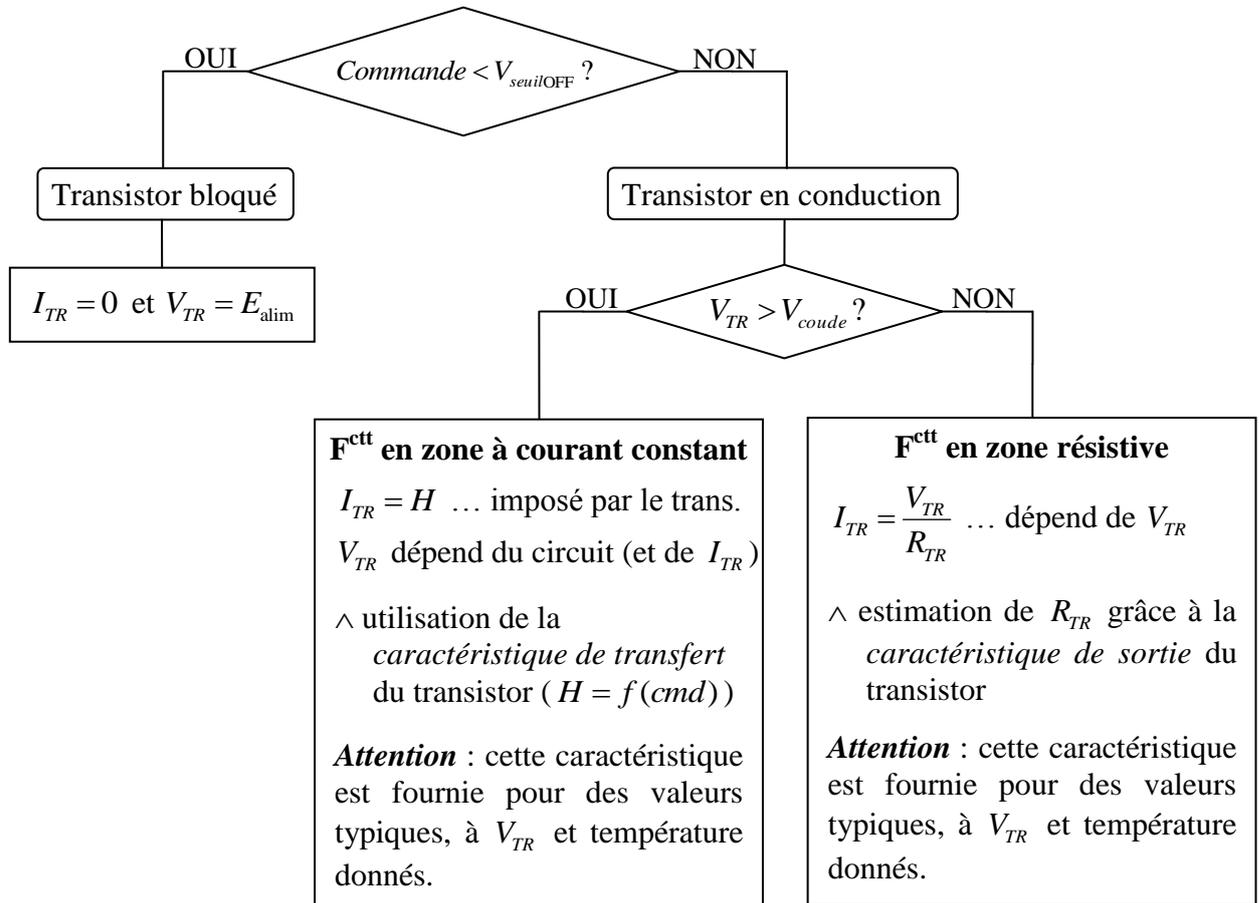
¹⁷ soit le courant de fuite d'une diode polarisée en inverse dans le cas d'un JFET, soit le courant de fuite à travers l'isolant de grille dans le cas d'un MOSFET ou d'un IGBT.

¹⁸ Pour rappel, on est en présence d'un condensateur lorsque 2 éléments conducteurs sont séparés par un diélectrique (isolant). Ainsi, une capacité parasite (« parasite » dans le sens où elle n'est pas désirée), apparaît aux bornes de toute résistance, dont la valeur est d'autant plus élevée que la valeur de la résistance est elle-même plus élevée (plus forte résistance donc meilleur diélectrique).

3.8 Résolution d'un montage à transistors

3.8.1 Résolution analytique

Cette étude consiste à utiliser les relations du montage (et donc la modélisation du transistor).

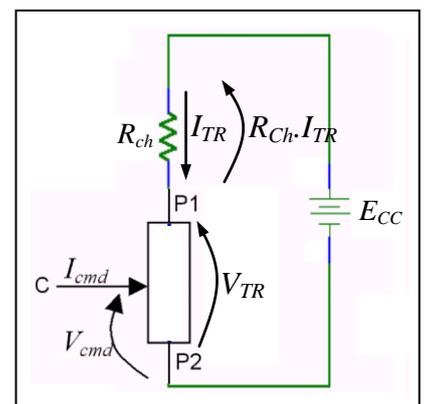


- Si l'on désire déterminer le point de fonctionnement du transistor d'un montage donné, on fait une hypothèse quant au type de fonctionnement, on calcule le signal de commande et V_{coude} et on descend dans l'organigramme ci-dessus afin d'évaluer l'hypothèse.
- Si l'on désire dimensionner un montage à transistors, on remonte dans l'organigramme ci-dessus afin de vérifier les conditions propres au type de fonctionnement utilisé.

3.8.2 Résolution graphique

Cette étude consiste à utiliser la *caractéristique de sortie* du transistor et celle du montage, pour déterminer le point de fonctionnement du transistor.

Si le schéma d'application du "côté charge" peut se réduire au schéma représenté ci-contre, la caractéristique du montage est une simple droite (*droite de charge*).



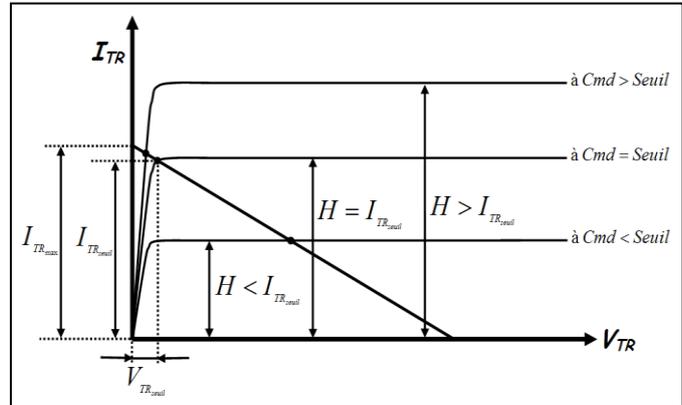
3.8.3 « Saturation » dans un montage à résistance de charge

3.8.3.1 Origine de la saturation, seuil de saturation et sursaturation

Lorsqu'un montage possède une résistance de charge, les points de fonctionnement sont situés sur sa *droite de charge*.

Lorsque *Commande* = *Seuil*, le coude est situé sur la *droite de charge* (point de fonctionnement « au coude » de la caractéristique du transistor). Nous dirons alors que le point de fonctionnement est au *seuil de saturation*.

Lorsque *Commande* < *Seuil*, le point de fonctionnement est en zone à *courant constant*.



Comme dans ce type de fonctionnement la tension V_{TR} diminue lorsque le courant I_{TR} augmente, suite à l'augmentation de la chute de tension aux bornes de la charge, une augmentation de la valeur du paramètre de commande « pousse » le point de fonctionnement vers le coude de la caractéristique du transistor.

Lorsque *Commande* > *Seuil*, le point de fonctionnement est en zone *résistive*.

Dans ce type de fonctionnement, le point de fonctionnement reste sensiblement inchangé lorsque la valeur du paramètre de commande change. On dit qu'il y a *saturation* car le courant I_{TR} est limité à une valeur proche de la valeur maximale possible dans le circuit (point de fonctionnement « interrupteur fermé parfait » ($V_{TR} = 0, I_{TR} = I_{TR_{max}}$)), au lieu de prendre la valeur H , « attendue » à cette valeur du paramètre de commande.

Notons que plus la *sursaturation* est forte, plus le point de fonctionnement se rapproche de la limite, puisque, comme on l'a déjà signalé, R_{TR} diminue lorsque la valeur du paramètre de commande augmente (en valeur absolue).

3.8.3.2 Condition pratique de fonctionnement en régime saturé

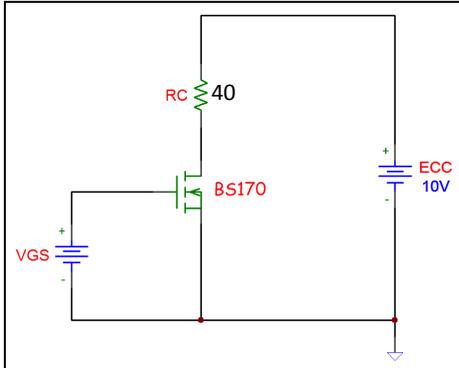
La figure ci-dessus montre que la condition de fonctionnement en régime saturé est : $H > I_{TR_{seuil}}$.

Cependant, cette relation n'est pas pratique car la valeur de $I_{TR_{seuil}}$ n'est pas connue avec précision, contrairement à la valeur de $I_{TR_{max}}$.

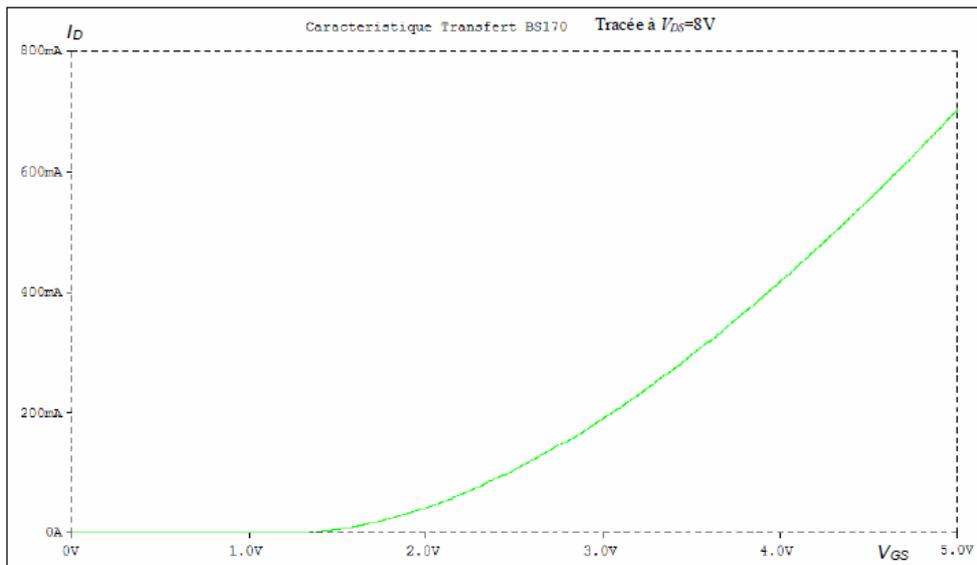
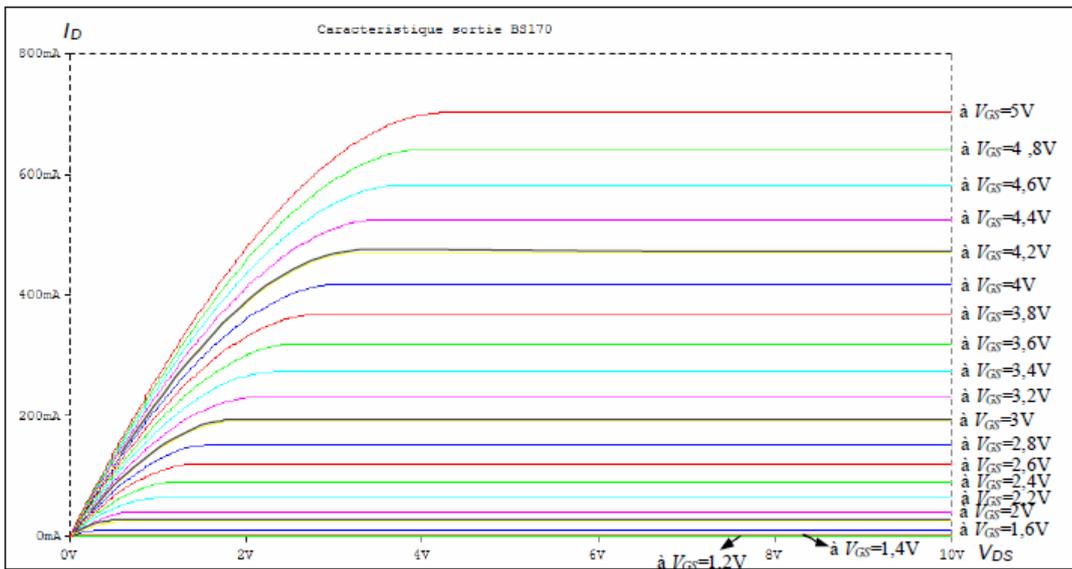
Ainsi, comme $I_{TR_{max}} \approx I_{TR_{seuil}}$ et $I_{TR_{max}} > I_{TR_{seuil}}$, on utilisera, comme condition « pratique » de fonctionnement en régime saturé, $H > I_{TR_{max}}$ car elle est proche de la condition « réelle » et du côté de la sécurité.

Exercices de détermination de points de fonctionnement

1) Déterminez le point de fonctionnement du montage suivant :

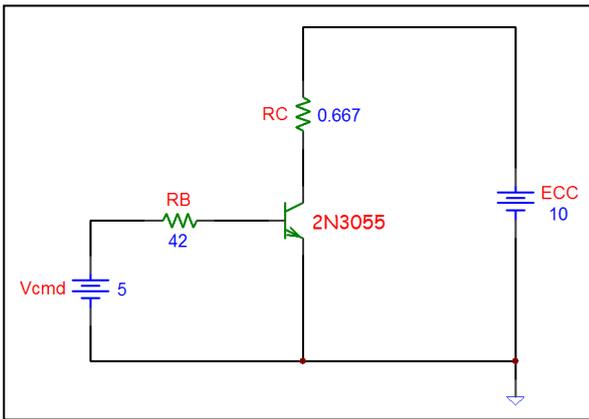


V_{GS}	I_D	V_{DS}
- 2 V		
0 V		
1 V		
2 V		
3 V		
4 V		
5 V		



Que devient ce point si : $R_C=16,6667 \Omega$
 $R_C=16,6667 \Omega$ et $E_{CC}=8V$?

2) Déterminez le point de fonctionnement du montage suivant :

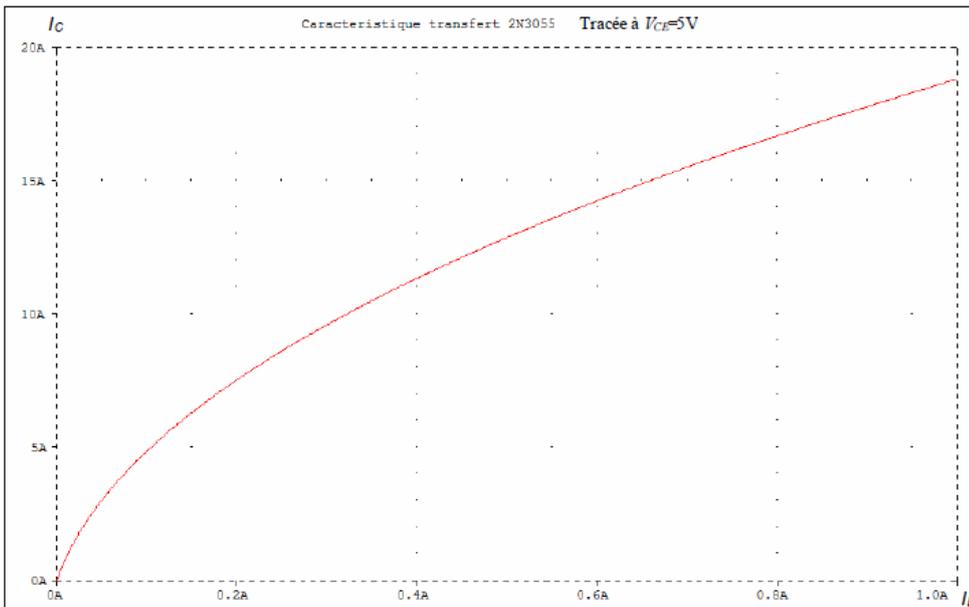
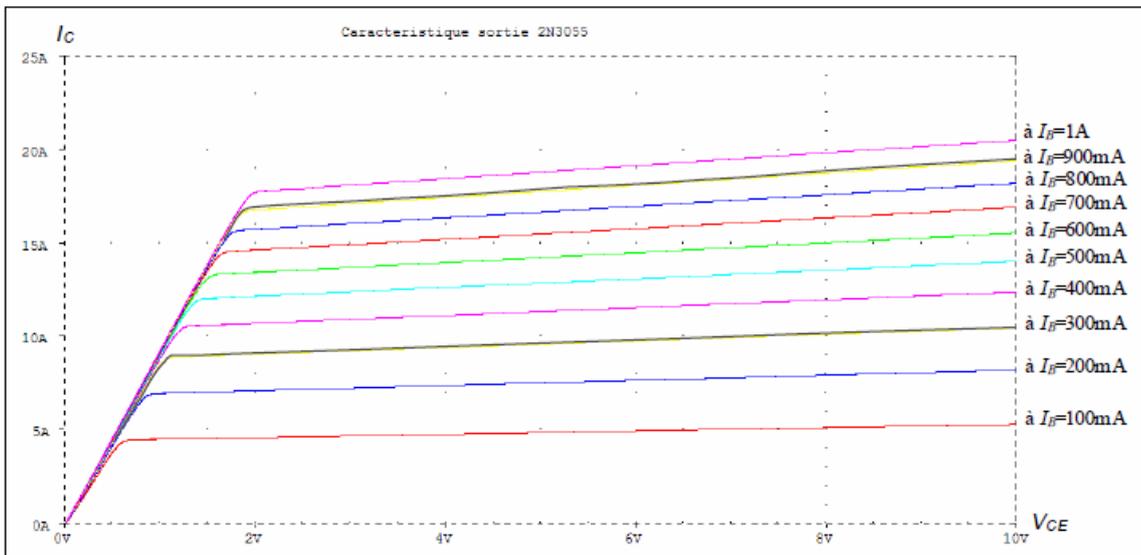


Que devient ce point si : $R_B = 10,4 \Omega$

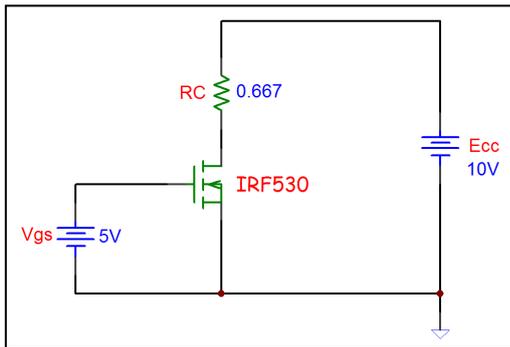
$R_B = 6,9 \Omega$

$R_B = 4 \Omega$

$R_C = 2 \Omega$

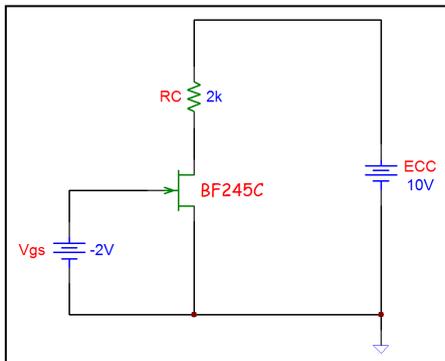


3) Déterminez le point de fonctionnement du montage suivant :



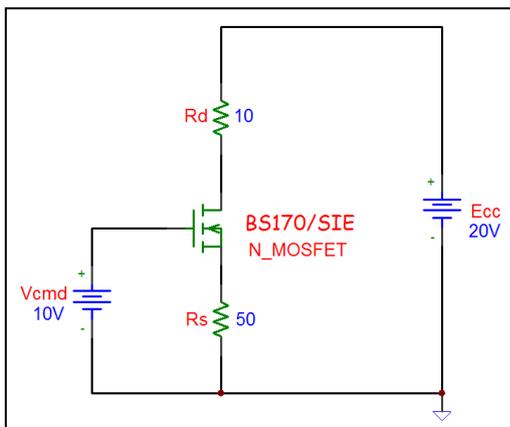
Que devient le point de fonctionnement si : $E_{CC} = 20 \text{ V}$
 $V_{GS} = 10 \text{ V}$
 $R_C = 2 \Omega$

4) Déterminez le point de fonctionnement du montage suivant :



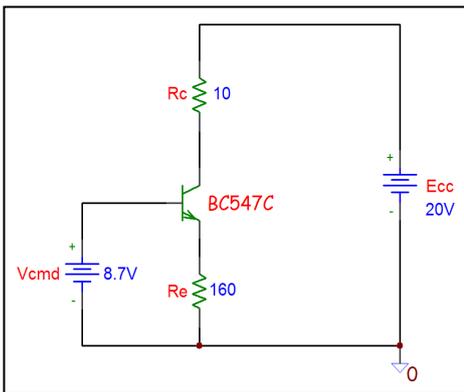
Que devient le point de fonctionnement si : $V_{GS} = -1,4 \text{ V}$
 $V_{GS} = -1 \text{ V}$
 $V_{GS} = 0 \text{ V}$
 $R_C = 10 \text{ k}\Omega$

5) Déterminez le point de fonctionnement du montage suivant :



Que devient le point de fonctionnement si : $R_D = 70 \Omega$
 $R_D = 150 \Omega$

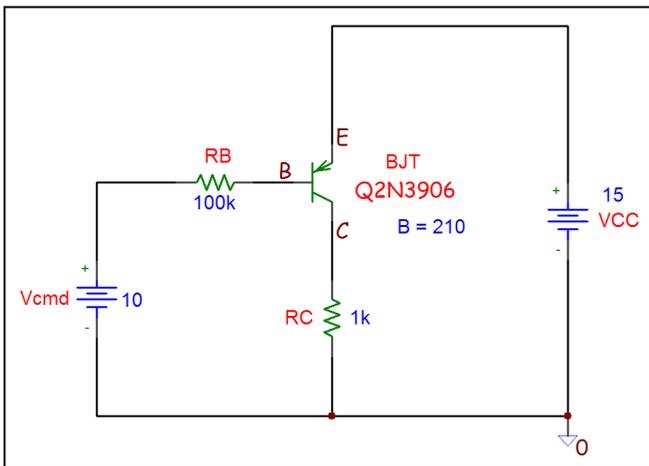
6) Déterminez le point de fonctionnement du montage suivant :



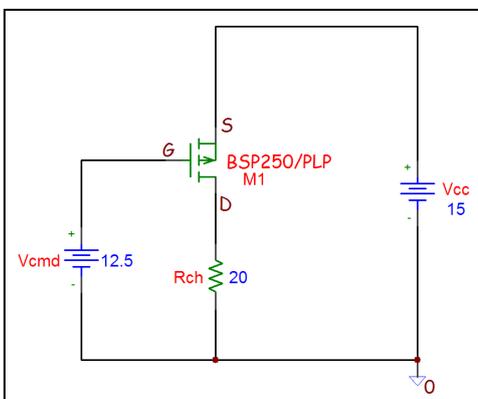
Que devient le point de fonctionnement si :

- $R_e = 80 \Omega$
- $R_C = 50 \Omega$
- $R_C = 120 \Omega$
- $R_C = 125 \Omega$
- $R_C = 200 \Omega$

7) Déterminez le point de fonctionnement du montage suivant :



8) Déterminez le point de fonctionnement du montage suivant :



3.9 Maîtrise des paramètres d'un transistor

Les paramètres de tout composant semi-conducteur, et plus particulièrement des transistors, ont une valeur fort peu maîtrisée pour 3 types de raisons : *dispersion des caractéristiques, défauts de linéarité et effet de la température.*

3.9.1 Défauts de linéarité

Les caractéristiques des composants semi-conducteurs ne sont pas linéaires. Ainsi, un même composant peut voir la valeur de ses paramètres fortement varier lors d'un changement de point de fonctionnement !

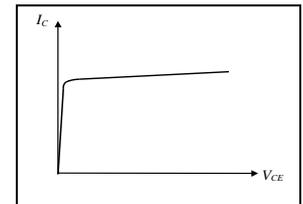
Exemple : Défauts de linéarité du gain en courant β d'un BJT

La valeur du gain en courant β n'est pas totalement constante car elle dépend des valeurs de V_{CE} et I_C . La relation $I_C = \beta \cdot I_B$ n'est donc pas parfaitement « linéaire ».

Variation de β en fonction de V_{CE}

La variation de β en fonction de V_{CE} est connue sous le nom d'effet Early

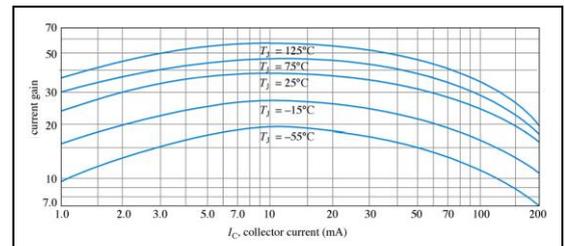
[19]. Ordre de grandeur : $\frac{\Delta\beta/\beta}{\Delta V_{CE}} \approx 1\%/V$.



Variation de β en fonction de I_C

La caractéristique $\beta = f(I_C)$ passe par un optimum [20].

Dans une plage d'utilisation normale du transistor, la valeur du gain en courant β peut ainsi descendre jusqu'à une valeur de l'ordre de $\beta_{optimum}/3$!



Notons qu'habituellement les constructeurs spécifient le gain en courant à une valeur proche de cet optimum.

¹⁹ Lorsque V_{CE} augmente, on observe une légère augmentation du courant de collecteur car l'augmentation de la tension inverse de la diode CB accroît le champ électrique de cette jonction et augmente la largeur de la région d'appauvrissement base-collecteur, ce qui rétrécit la base, favorisant ainsi « l'effet transistor » ($\Rightarrow \beta \nearrow$).

²⁰ A plus faible courant d'émetteur I_E , donc de collecteur I_C , la probabilité de recombinaisons augmente, ce qui se traduit par une diminution de β .

A partir d'une certaine valeur de I_C , la concentration en électrons injectés dans la base est telle qu'une partie d'entre eux sont dérivés directement dans le circuit de base, au lieu d'être collectés par le collecteur ($\Rightarrow I_B \searrow$, à I_C donné $\Rightarrow \beta \searrow$) (Le champ électrique créé par la source de commande de base devient de plus en plus important vis-à-vis du champ électrique créé par le circuit de charge).

Remarque : Dans un montage avec charge de collecteur où l'on travaille en dessous du point à $\beta_{optimum}$, les variations de β en fonction de V_{CE} et de I_C se compensent partiellement, ce qui tend à rendre le gain en courant plus constant ^[21].

3.9.2 Effet de la température

Les caractéristiques des composants semi-conducteurs sont fort sensibles aux variations de température. Ainsi, un même composant peut voir la valeur de ses paramètres fortement varier lors de changements de température !

Dans le cas d'un BJT

Suite à l'agitation thermique, la « conduction » augmente (le gain en courant β augmente) lorsque la température augmente. La figure précédente illustre cet effet et en montre l'ordre de grandeur :

$\frac{\Delta\beta/\beta}{\Delta t} \approx 1\%/^{\circ}\text{C}$. Notons que ce phénomène peut mener à un emballement thermique destructeur !

Dans le cas d'un MOSFET

A l'inverse, dans le cas d'un MOSFET, la « conduction » diminue lorsque la température augmente. Un MOSFET ne risque donc pas l'emballement d'origine thermique.

3.9.3 Dispersion des caractéristiques

La fabrication des composants semi-conducteurs ne permet pas d'obtenir des caractéristiques précises, tant elles sont sensibles aux variations infimes des caractéristiques des éléments chimiques utilisés (dopage, ...). Ainsi, dans les mêmes conditions, deux composants d'une même référence peuvent avoir des caractéristiques très différentes !

Exemple dans le cas d'un BJT

Dans la fiche technique d'un BJT, le constructeur précise les limites du domaine de valeurs possibles du gain en courant β (β_{min} et β_{max}), ainsi que la valeur la plus probable ($\beta_{typique}$), et ce à température (souvent 25°C), courant de collecteur I_C et tension V_{CE} donnés.

Notons que la valeur $\beta_{typique}$ est proche de la moyenne géométrique de β_{min} et β_{max} puisque β peut se situer entre « n » fois moins et « n » fois plus que $\beta_{typique}$ (Ordre de grandeur : $n \approx 1,5$ à 2) :

$$\underbrace{\frac{\beta_{typique}}{n}}_{\beta_{min}} \leq \beta \leq \underbrace{n \cdot \beta_{typique}}_{\beta_{max}} \Rightarrow \boxed{\beta_{typique} \approx \sqrt{\beta_{min} \cdot \beta_{max}}} \quad \Rightarrow \quad \frac{\Delta\beta}{\beta_{typique}} = \frac{\beta_{max} - \beta_{typique}}{\beta_{typique}} \approx 50 \text{ à } 100\%$$

Exemple : Transistor 2N3904 : $100 < \beta < 300 \Rightarrow \beta_{typ} = \sqrt{100 \cdot 300} \approx 170$ et $\frac{\Delta\beta_s}{\beta_s} = \frac{130}{170} \approx 80\%$

²¹ En effet, lors d'une diminution de I_C ($\Rightarrow \beta \rightarrow$), la « droite de charge » impose une augmentation de V_{CE} ($\Rightarrow \beta \searrow$).

3.10 Critères de choix d'un transistor

3.10.1 Tension V_{TR} maximale

... afin de ne pas atteindre le claquage de la jonction polarisée en inverse (BJT, JFET et IGBT) ou de l'isolant (MOSFET) ^[22].

3.10.2 Courant de crête $I_{TR(max)}$ maximal

... afin de limiter la densité de courant.

3.10.3 Courant moyen $I_{TR(AV)}$ maximal ^[23]

... afin d'éviter la destruction thermique de la région soumise à la tension de commande.

3.10.4 Puissance moyenne maximale

... afin d'éviter la destruction thermique du transistor, c.à.d. éviter que la température des jonctions n'atteigne sa valeur maximale $(T_j)_{max}$ ($\approx 150^\circ\text{C}$ pour le silicium).

Expression de la puissance dégagée dans un transistor

$(P_{TR})_{inst} = V_{TR} \cdot I_{TR} + V_{cmd} \cdot I_{cmd}$. Cependant, en utilisation normale, la puissance de commande est faible, et on a alors : $P_{TR_{moy}} \approx (V_{TR} \cdot I_{TR})_{moy}$

Puissance maximale admissible

Puisque la limite en puissance est liée à la température atteinte par le composant, la fiche technique d'un transistor la spécifie à température ambiante donnée.

Si le transistor est utilisé dans une ambiance à température supérieure, il y a alors lieu de « déclasser » la puissance maximale spécifiée.

Pour ce faire, on utilise la loi de transfert de chaleur qui est semblable à la loi d'Ohm. La différence de température joue le rôle de la différence de potentiel, la puissance joue le rôle du courant électrique et on parle de « résistance thermique », soit : $P_{TR} = \frac{\Delta t}{R_{th}}$

²² Diode BC pour un BJT ou un IGBT, diode GD pour un JFET et isolant entre G et D pour un MOSFET.

²³ AV de « average » = « moyen ».

Exemples :

La fiche technique d'un classique transistor BC547 donne :

$$\begin{cases} R_{th_{\text{jonction-ambiant}}} = 250 \text{ K/W} \\ (T_j)_{\text{max}} = 150 \text{ }^\circ\text{C} \\ (P_{\text{tot}})_{\text{max}} = 500 \text{ mW à } 25 \text{ }^\circ\text{C} \end{cases}$$

1. Quelle est la puissance maximale admissible par ce composant, utilisé en air libre à 25 °C ?

Réponse : $(P_{\text{TR}})_{\text{max}} = \frac{(\Delta t)_{\text{max}}}{R_{th}} = \frac{150 \text{ }^\circ\text{C} - 25 \text{ }^\circ\text{C}}{250 \text{ K/W}} = 500 \text{ mW}$, qui est la valeur spécifiée dans la fiche technique du composant. Il est à noter que dans ces conditions, la température du composant atteint 150 °C !

2. Quelle est la puissance maximale admissible par ce composant, utilisé en air libre à 20 °C, si l'on désire limiter la température du composant à 80 °C (afin d'accroître sa durée de vie et de limiter les fluctuations de son gain en courant par exemple) ?

Réponse : $(P_{\text{TR}})_{\text{max}} = \frac{(\Delta t)_{\text{max}}}{R_{th}} = \frac{80 \text{ }^\circ\text{C} - 20 \text{ }^\circ\text{C}}{250 \text{ K/W}} = 240 \text{ mW}$, soit environ 50 % de $[(P_{\text{TR}})_{\text{max}}]_{\text{data sheets}}$

Notons que cet exemple justifie qu'en pratique on dimensionne très souvent la caractéristique « puissance maximale » d'un composant au double de la valeur de travail.

Utilisation d'un refroidisseur

Dans le cas des transistors de puissance, on utilise couramment un « radiateur » afin d'augmenter la puissance maximale admissible par le composant. En effet, un « radiateur » permet de réduire considérablement la « résistance thermique » existant entre le boîtier du composant et l'air ambiant car il améliore le transfert de chaleur en offrant une plus grande surface de contact avec l'ambiance (le matériau utilisé est évidemment un bon conducteur de chaleur).

Remarque : la partie métallique du transistor, en contact avec le radiateur, est galvaniquement connectée au collecteur/drain de ce transistor car c'est au niveau du collecteur/drain que la dissipation thermique est la plus forte, en fonctionnement linéaire.

Exemples :

La fiche technique d'un classique transistor BD139 donne :

$$\begin{cases} R_{th_{\text{jonction-ambiant}}} = 100 \text{ K/W} \\ R_{th_{\text{jonction-monté sur base}}} = 10 \text{ K/W} \\ (T_j)_{\text{max}} = 150 \text{ }^\circ\text{C} \\ (P_{\text{tot}})_{\text{max}} = 8 \text{ W à } 70 \text{ }^\circ\text{C} \end{cases}$$

1. Quelle est la puissance maximale admissible par ce composant, utilisé en air libre à 20 °C ?

Réponse : $(P_{\text{TR}})_{\text{max}} = \frac{(\Delta t)_{\text{max}}}{R_{th}} = \frac{150 \text{ }^\circ\text{C} - 20 \text{ }^\circ\text{C}}{100 \text{ K/W}} = 1,3 \text{ W}$

2. Quelle est la puissance maximale admissible par ce composant, utilisé en air libre à 70 °C ?

Réponse : $(P_{TR})_{\max} = \frac{(\Delta t)_{\max}}{R_{th}} = \frac{150\text{ °C} - 70\text{ °C}}{100\text{ K/W}} = 0,8\text{ W}$ seulement, ce qui est très éloigné de la valeur de « 8W » spécifiée dans la fiche technique !

3. Dans les conditions précédentes, quelle est la puissance maximale admissible par ce composant, si l'on utilise un « radiateur » d'une résistance thermique $R_{th_{\text{radiateur}}}$ de 5 K/W ?

Réponse : $(P_{TR})_{\max} = \frac{(\Delta t)_{\max}}{R_{th}} = \frac{(\Delta t)_{\max}}{R_{th_{\text{jonction-montage base}}} + R_{th_{\text{radiateur}}}} = \frac{150\text{ °C} - 70\text{ °C}}{10\text{ K/W} + 5\text{ K/W}} = 5,3\text{ W}$, soit 7 fois plus !

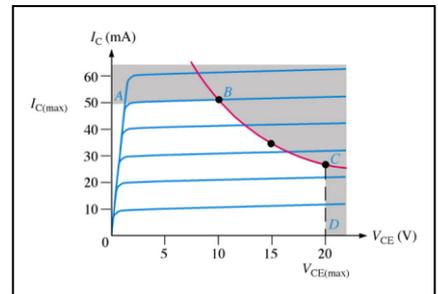
Notons que la puissance maximale admissible spécifiée dans la fiche technique du composant s'obtient dans l'hypothèse d'une résistance thermique idéale (0 K/W !). Il s'agit donc d'une limite.

En effet, dans ce cas : $(P_{TR})_{\max} = \frac{150\text{ °C} - 70\text{ °C}}{10\text{ K/W} + 0\text{ K/W}} = 8\text{ W}$ (valeur spécifiée à 70 °C dans le cas du BD139).

3.10.5 Région de fonctionnement permis en régime continu

En régime continu, la limite en puissance fait apparaître une *hyperbole de puissance maximale* dans la caractéristique de sortie. En effet, à la limite de fonctionnement, on a : $I_C \cdot V_{CE} = (P_{TR_{\text{moy}}})_{\max}$, ce qu'illustre la figure ci-contre.

Cette hyperbole de puissance maximale et les limites en courant et tension délimitent alors la région de fonctionnement permis.



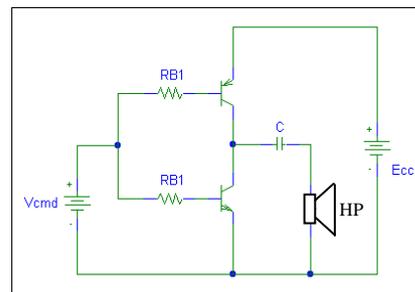
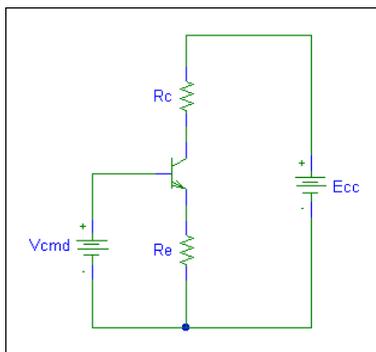
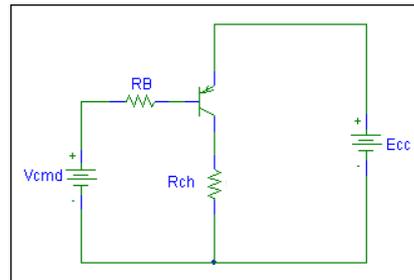
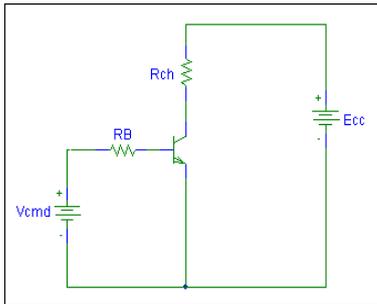
3.10.6 Critères de choix supplémentaires en régime dynamique

En régime dynamique, aux critères précédents s'ajoutent des critères de rapidité en fonctionnement « interrupteur » (temps de réponse t_{ON} et t_{OFF}) ou de bande passante en fonctionnement « amplificateur » (fréquence de transition).

3.11 Choix du « type de polarité » du transistor ... type N / type P ?

Un transistor est commandé par la tension appliquée entre la broche de commande et la broche commune. Or, dans les applications pratiques, le signal de commande est appliqué entre la masse et la connexion aboutissant à la broche de commande du transistor. Le type de transistor sera donc choisi de manière à obtenir une parfaite maîtrise de la commande du transistor.

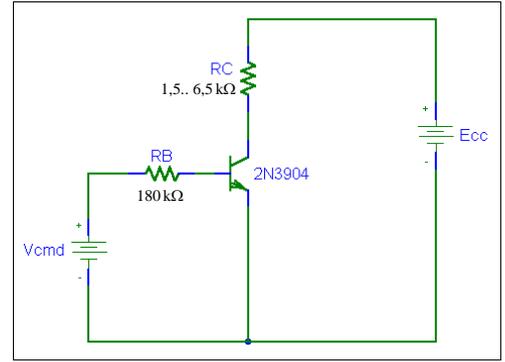
Les figures ci-dessous illustrent quelques cas.



3.12 Application de laboratoire

➤ Imposez $E_{CC}=12\text{ V}$ et $R_C=1,5\text{ k}\Omega$ (rhéostat à fond vers la gauche).

➤ Relevez les mesures de I_B , I_C et V_{CE} aux points suivants : « $I_C=0$; 1 mA ; 3 mA ; 6 mA ; 7 mA ; 7,5 mA ; 7,7 mA ; 7,8 mA et enfin à $I_B=120\mu\text{A}$ » et, tracez les graphes $I_C=f(I_B)$ et $I_C=f(V_{CE})$ dans Excel.



➤ Mesure du β du transistor utilisé (à $I_C=3$ ou 6 mA) : $\beta \approx \frac{\dots\dots\dots}{\dots\dots\dots} \approx \dots\dots\dots$

➤ Calcul du $I_{C_{sat}}$ du montage : $\left\{ \begin{array}{l} \text{par lecture sur le graphique : } I_{C_{sat}} \approx \dots\dots\dots \\ \text{par calcul : } I_{C_{sat}} \approx \frac{\dots\dots\dots}{\dots\dots\dots} \approx \dots\dots\dots \end{array} \right.$

➤ Calcul du $I_{B_{sat}}$ du montage : $\left\{ \begin{array}{l} \text{par lecture sur le graphique : } I_{B_{sat}} \approx \dots\dots\dots \\ \text{par calcul : } I_{B_{sat}} \approx \frac{\dots\dots\dots}{\dots\dots\dots} \approx \dots\dots\dots \end{array} \right.$

➤ Allure des graphiques :

	I_C	V_{CE}	Type de f^{ctt}	Schéma équivalent
$I_B = 0$				
$0 < I_B \leq I_{B_{sat}}$				
$I_B \geq I_{B_{sat}}$				

- Vérifiez expérimentalement que $V_{CE_{sat}}$ et $r_{CE} \searrow$ si $I_B \nearrow$:

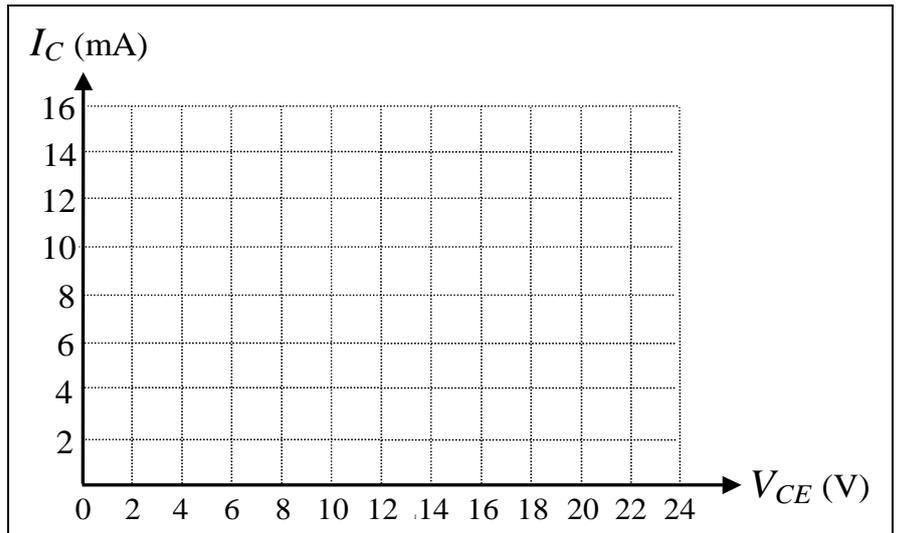
I_B	$V_{CE_{sat}}$	$I_{C_{sat}}$	r_{CE}
$1 \times I_{B_{sat}}$ V A Ω
$3 \times I_{B_{sat}}$ V A Ω

Exercices :

- $E_{CC} = 12\text{ V}$ et $R_C = 1,5\text{ k}\Omega$ (rhéostat à fond vers la gauche).

- Tracez la droite de charge.

- Imposez $I_B = I_{B_1} = \frac{4\text{ mA}}{\beta}$
= μA



- Représentez la *caractéristique de sortie* « idéalisée » du BJT, correspondant à ce courant de commande.

- Positionnez le point de fonctionnement du transistor et déterminez-le graphiquement :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_C \approx \dots\dots\dots \\ V_{CE} \approx \dots\dots\dots \end{array} \right\}. \text{ Vérifiez à l'aide des multimètres. Justifiez les résultats obtenus.}$$

- Type de fonctionnement du transistor :

- Imposez $I_B = I_{B_2} = \frac{6\text{ mA}}{\beta} = \dots\dots\dots \mu\text{A}$

- Déterminez analytiquement le nouveau point de fonctionnement du transistor et vérifiez-le graphiquement, ainsi qu'à l'aide des multimètres :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_C \approx \dots\dots\dots \\ V_{CE} \approx \dots\dots\dots \end{array} \right.$$

- Type de fonctionnement du transistor :

- Imposez $I_B = I_{B_3} = \frac{12 \text{ mA}}{\beta} = \dots\dots\dots \mu\text{A}$
- Déterminez analytiquement le nouveau point de fonctionnement du transistor et vérifiez-le graphiquement, ainsi qu'à l'aide des multimètres :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_C \approx \dots\dots\dots \\ V_{CE} \approx \dots\dots\dots \end{array} \right.$$
- Type de fonctionnement du transistor :

- Imposez $E_{CC} = 24 \text{ V}$ (ne changez ni I_B , ni R_C)
- Positionnez le point de fonctionnement du transistor et déterminez-le graphiquement :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_C \approx \dots\dots\dots \\ V_{CE} \approx \dots\dots\dots \end{array} \right\}$$
. Vérifiez à l'aide des multimètres. Justifiez les résultats obtenus.
- Type de fonctionnement du transistor :

- Précisez graphiquement le parcours du point de fonctionnement lorsque E_{CC} varie de 12 à 24 V.
Justifiez et vérifiez alors que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{pour } 12 \text{ V} \leq E_{CC} \leq 18 \text{ V (environ)} : V_{CE} \approx C^{ste} \text{ et } I_C \approx \div \text{ à } E_{CC} \\ \text{pour } 18 \text{ V} \leq E_{CC} \leq 24 \text{ V (environ)} : I_C \approx C^{ste} \text{ et } V_{CE} \approx \div \text{ à } E_{CC} \end{array} \right\}$$
- Imposez $R_C = 6,5 \text{ k}\Omega$ (rhéostat à fond vers la droite) (ne changez ni I_B , ni E_{CC} (24V)).
- Positionnez le point de fonctionnement du transistor et déterminez-le graphiquement :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_C \approx \dots\dots\dots \\ V_{CE} \approx \dots\dots\dots \end{array} \right\}$$
. Vérifiez à l'aide des multimètres. Justifiez les résultats obtenus.
- Type de fonctionnement du transistor :

- Précisez graphiquement le parcours du point de fonctionnement lorsque R_C varie de 1,5 kΩ à 6,5 kΩ. Justifiez et vérifiez.

4 Structure interne et fonctionnement des transistors

Dans ce chapitre, nous allons analyser la structure interne et étudier le fonctionnement des différents types de transistors.

Objectifs de ce chapitre :

Après l'étude de ce chapitre, vous devriez être en mesure de :

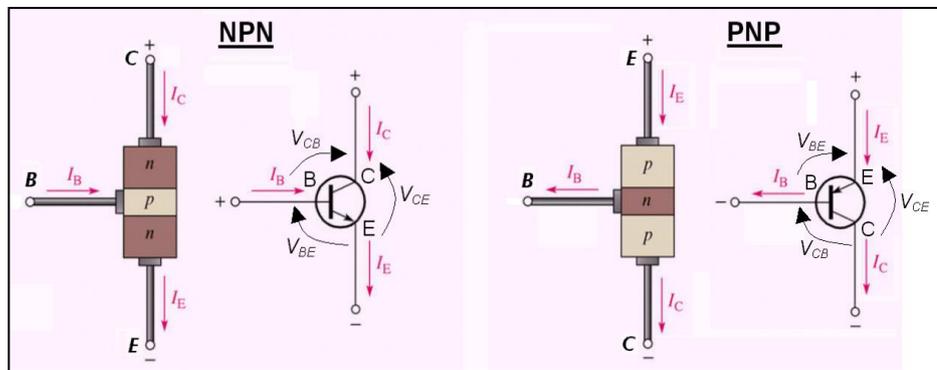
- décrire la structure interne de chaque type de transistors, de types N et P.
- expliquer le fonctionnement interne de chaque type de transistors en zone « à courant constant », en zone « résistive » et au blocage, ainsi que donner et justifier physiquement les conditions d'existence de chacun de ces types de fonctionnement.
- discuter du paramètre de commande de chaque type de transistors (... *paramètre réel ... paramètre pratique dans le cas du BJT*), sur base du fonctionnement interne.
- discuter de la « réalité physique » du modèle « injecteur de courant » d'un transistor.
- donner et justifier, sur base du fonctionnement interne, l'allure des *caractéristiques d'entrée, de sortie et de transfert* (uniquement pour le BJT dans le cas de la *caractéristique de transfert*), ainsi que les modèles du BJT et leur condition d'obtention respective.
- tester l'intégrité d'un BJT ou d'un JFET et identifier leurs brochages, à l'aide d'appareils de mesures.

4.1 BJT (Bipolar Junction Transistor) ^[1]

4.1.1 Structure interne d'un BJT et types de BJT

Un BJT comporte 3 couches de silicium dopé de types alternés, formant ainsi 2 jonctions PN.

Puisqu'il y a 2 façons d'agencer ces 3 couches, on rencontre des transistors bipolaires de **type NPN** et de **type PNP**. ^[2]



Le type de transistors le plus couramment utilisé est le NPN, non seulement pour des raisons pratiques, mais également parce qu'il possède de meilleures performances dynamiques étant donné la meilleure mobilité des électrons vis-à-vis des trous ^[3].

La figure ci-dessus illustre le symbole des deux types de transistors.

La flèche de chaque symbole précise la position de l'émetteur et pointe dans la direction conventionnelle ^[4] du courant d'émetteur. Elle précise également le type de transistor : NPN pour un courant d'émetteur sortant du transistor, et PNP dans le cas inverse.

La figure illustre aussi le sens obligatoire des divers courants et tensions, selon le type de transistor ^[5].

Il est important de noter que les transistors sont des composants unidirectionnels et donc polarisés : **les sens de courant indiqués sont les seuls possibles pour un fonctionnement correct**. En conséquence, il faudra choisir le type de transistor adapté aux besoins (NPN ou PNP) (voir plus loin) et faire attention aux branchements.

¹ Historiquement le premier type de transistor.

² Leurs principes de fonctionnement sont similaires, mais les fonctions des électrons et des trous, les polarités des tensions et les directions des courants sont toutes inversées (là où le transistor NPN utilise les électrons, le transistor PNP utilise les trous, ...).

³ Dans le cas d'un transistor PNP, le courant principal est dû à un courant « de trous » (é de valence), alors qu'il est dû à un courant d'électrons dans le cas d'un transistor NPN (é de conduction).

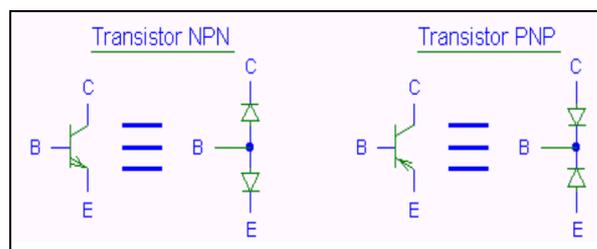
⁴ Inverse du sens des électrons.

⁵ Notons que V_{CB} s'inverse en fonctionnement saturé.

4.1.2 BJT \neq 2 diodes montées en « tête-bêche »

Etant donné la présence de deux jonctions PN dans sa structure interne, un transistor bipolaire semble être équivalent à 2 diodes montées en « tête-bêche », ce qui semble empêcher tout courant entre émetteur et collecteur.

Cependant, les caractéristiques très particulières de la zone commune aux deux diodes (*couche unique, très fine et peu dopée, appelée la « base »*) permettent l'apparition de « l'effet transistor » qui permet de générer et commander le courant de collecteur.



Un BJT se comporte donc très différemment d'un couple de 2 diodes placées en « tête-bêche » et, il est impossible de réaliser un BJT à l'aide de 2 diodes distinctes !^[6]

Un BJT se comporte donc très différemment d'un couple de 2 diodes placées en « tête-bêche » et, il est impossible de réaliser un BJT à l'aide de 2 diodes distinctes !^[6]

4.1.3 Fonctionnement en zone « à courant c^{st} » ... « l'effet transistor »

4.1.3.1 Principe de « l'effet transistor »

Dans une diode polarisée en inverse, les « porteurs minoritaires » (électrons dans la zone P et trous dans la zone N) sont poussés à traverser la jonction. Si habituellement le courant inverse est faible, c'est tout simplement parce que ces « porteurs minoritaires » sont en très faible nombre.

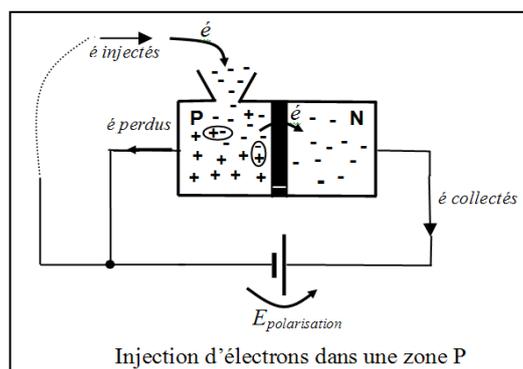
Ainsi, pour augmenter ce courant inverse, il « suffit » d'en accroître le nombre.

En pratique, les moyens pour y parvenir sont : l'agitation thermique^[7], les effets d'avalanche et Zéner, l'absorption de l'énergie véhiculée par des photons^[8] et ... « l'effet transistor ».

Cet « effet transistor » consiste à injecter directement des porteurs de charges ayant la polarité des minoritaires dans la zone P ou N d'une jonction PN polarisée en inverse (*é injectés* dans la figure ci-contre).

☞ On perçoit donc la possibilité de concevoir 2 types de transistor bipolaire

Etant donné que ces porteurs de charges ont une certaine « durée de vie »^[9], un certain nombre d'entre eux aura atteint la jonction avant d'être happé par le circuit de commande (*é perdus* dans la figure ci-contre), créant alors un courant dans le circuit extérieur (*é collectés* dans la figure ci-contre).



⁶ Les porteurs injectés par la diode émettrice ne parviendraient pas à la jonction de la diode CB, car ils seraient absorbés par le circuit de base (mis à part ceux formant le courant de fuite) !

⁷ Phénomène mis à profit pour réaliser des capteurs de température.

⁸ Phénomène mis à profit dans les photodiodes, pour réaliser notamment des liaisons IR.

⁹ Le phénomène de recombinaison n'a lieu que si les conditions nécessaires sont remplies.

La figure ci-dessus illustre ces propos dans le cas d'injection d'électrons dans une zone P.

La tension d'alimentation $E_{polarisation}$ assure la polarisation inverse de la diode.

4.1.3.2 Application pratique ... le BJT

Ce que nous venons de décrire est « l'effet transistor » : il ne manque que le moyen de réaliser l'injection des porteurs de charges ayant la polarité des minoritaires dans la zone choisie (P ou N) de la jonction PN polarisée en inverse et, de faire en sorte de limiter la quantité d'électrons perdus, afin que la majorité de ces porteurs de charges traverse la jonction.

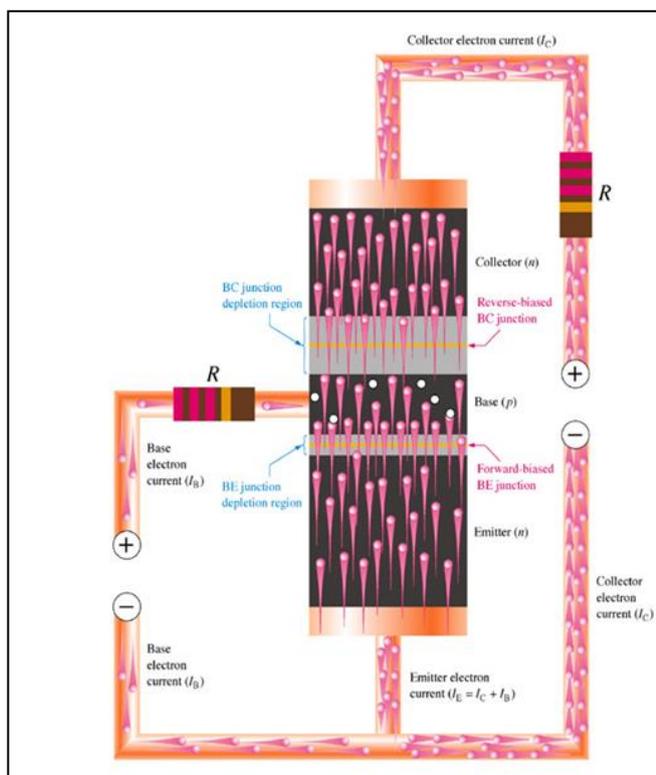
Dans le transistor réel, cette « injection » est réalisée à l'aide d'une diode que l'on va polariser en direct. Dans le cas d'une injection d'électrons dans la zone P, on ajoute ainsi une zone N avant cette zone P. On forme alors un transistor bipolaire (NPN dans ce cas-ci).

Cette zone N est fortement dopée et abonde ainsi en électrons dans la bande de conduction.

Dès que la diode PN, qu'elle forme avec la zone P, est polarisée en direct, ces électrons traversent la jonction, ce qui réalise l'injection d'électrons dans la zone P ^[10]. Ces électrons seront alors collectés par la deuxième zone N.

Puisque la fonction de la première zone N est d'injecter des « porteurs minoritaires » (électrons ici), elle est appelée « **émetteur** », tandis que la deuxième zone N, qui les collecte, est appelée « **collecteur** ». La zone P, quant à elle, est appelée « **base** ».

Un certain nombre de charges injectées par l'émetteur seront cependant perdues dans le circuit de base, soit par recombinaison avec les porteurs de charges opposés dits majoritaires (« trous » dans la figure), soit parce qu'ils subissent une attraction plus importante de la part du circuit de base que de la part du champ électrique de la jonction.



¹⁰ Notons que les porteurs majoritaires de la zone N (émetteur), deviennent minoritaires (de par leur polarité et non de par leur nombre) dans la zone P (base).

Afin de réduire cette perte d'électrons, et ainsi optimiser « l'effet transistor », on utilise les deux précautions suivantes :

- la base est faiblement dopée, afin de réduire au maximum le nombre de « pièges » (porteurs majoritaires de la base ... trous dans le cas d'un transistor NPN) qui engendrent les recombinaisons.
- la base est étroite ^[11], afin d'une part que les charges injectées dans la base soient préférentiellement sous l'influence du champ électrique de la jonction BC et afin d'autre part de limiter le temps de transit à travers la base, réduisant ainsi la probabilité de recombinaisons.

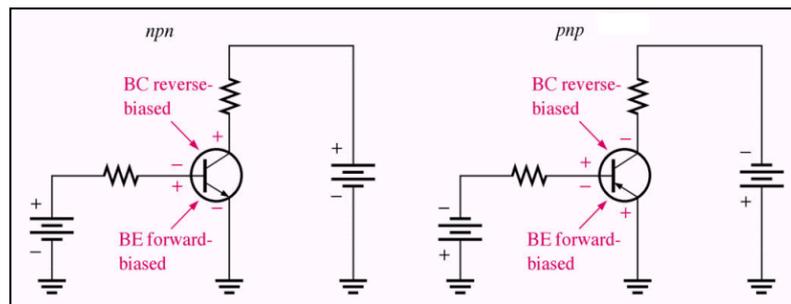
Remarques : Le qualificatif « bipolaire » dans l'appellation de ce type de transistor provient du fait qu'il a recours aux deux types de porteurs de charges (électrons et trous).

Les explications ci-dessus sont relatives au cas d'un transistor NPN, mais ont montré la possibilité de concevoir un transistor PNP. Il est aisé de les adapter à ce cas (*Injection de trous dans la zone N de la jonction de départ (« base »). Il faudra cette fois ajouter une nouvelle zone P (« émetteur ») devant la zone N, ...*).

Il est à noter que si la structure du transistor bipolaire semble symétrique (NPN ou PNP), il n'en est rien en pratique (émetteur plus dopé que le collecteur, collecteur plus large pour une meilleure dissipation de la chaleur, ...). L'émetteur et le collecteur ne sont donc pas interchangeables en pratique ^[12].

4.1.3.3 Conditions d'obtention de « l'effet transistor »

Outre la grande proximité des jonctions, pour que « l'effet transistor » puisse exister, la polarisation des jonctions doit respecter les conditions suivantes :



⇒ **jonction BE en polarisation directe** ... afin de créer une injection de charge dans la base.

⇒ **jonction BC en polarisation inverse** ... afin de créer le champ électrique capable d'attirer ces charges préférentiellement vers le collecteur.

Par conséquent, la « tension de coude » d'un BJT est d'environ 0,7 V.

¹¹ La largeur de la base est petite devant la longueur de diffusion des porteurs minoritaires injectés par l'émetteur.

¹² Si on les inverse, le transistor obtenu offre un très mauvais gain en courant (β).

4.1.4 Fonctionnement en zone « résistive »

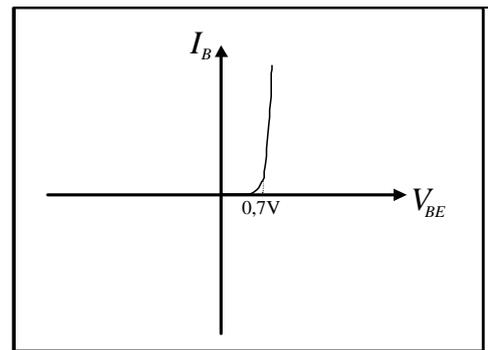
Lorsque V_{CE} descend en dessous de $0,7\text{ V}$, la diode BC n'est plus en polarisation inverse et « l'effet transistor » disparaît d'autant plus que V_{CE} diminue. Par conséquent, les électrons injectés via l'émetteur ne sont plus autant attirés vers le collecteur et ils comblent alors d'autant plus les trous de la base que le courant de base est plus intense (cas du BJT NPN) ... La zone de base de type P devient alors de plus en plus une zone de type N (cas du BJT NPN), ce qui fait disparaître progressivement les jonctions du transistor ... transformant ainsi le BJT en **résistance** (R_{TR}).

Puisqu'une augmentation du courant de base induit un plus grand nombre de porteurs présents dans la base, la résistance R_{TR} du BJT est d'autant plus faible que le courant de commande est élevé.

Remarquons que puisque le fonctionnement en zone « résistive » d'un BJT est dû à la saturation de sa base en porteurs de charges, cette région porte aussi le nom de « zone de saturation ».

4.1.5 Fonctionnement au « blocage »

Si $V_{BE} < 0,5\text{ V}$ ^[13], la diode BE est « bloquée » et elle n'émet plus de charges. Les courants I_B et I_C sont alors nuls ... On dit que le transistor est « bloqué ».

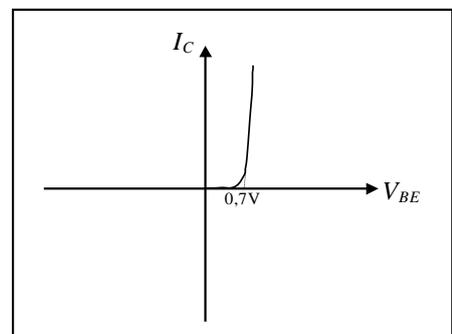


4.1.6 Paramètre de commande d'un BJT

4.1.6.1 Commande « réelle » du BJT ... commande en tension

L'analyse du fonctionnement du transistor bipolaire montre que la tension V_{BE} commande le nombre de porteurs injectés par l'émetteur, soit le courant I_C . Un transistor bipolaire peut ainsi être vu comme un « robinet électronique », commandé par V_{BE} , qui module le débit d'électrons (I_C), fournis par l'alimentation, à travers le circuit de charge.

Cependant, le lien (représenté ci-contre) reliant la tension de commande V_{BE} au courant commandé I_C n'est pas pratique, puisqu'il correspond à la caractéristique d'une diode en polarisation directe ! En effet, comme le courant I_C double chaque fois que V_{BE} augmente d'environ 20 mV , cette tension V_{BE} varie très peu, ce qui en rend difficile la maîtrise.

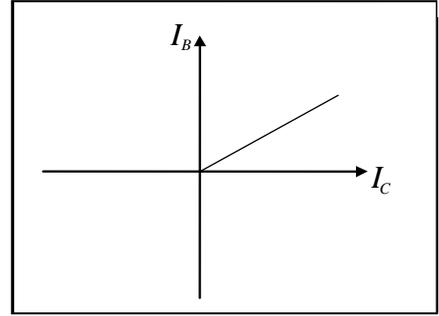


¹³ $0,5\text{ V}$, et non $0,7\text{ V}$, afin d'éviter le coude de la caractéristique d'entrée (diode BE).

4.1.6.2 Commande « pratique » du BJT ... commande en courant

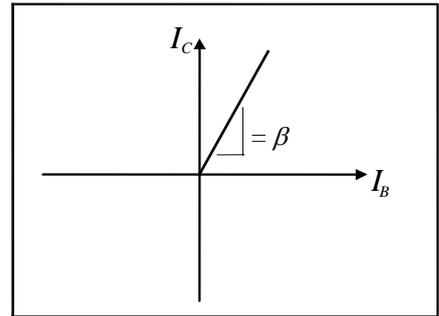
Tant que l'« effet transistor » a lieu, on peut considérer, en première approximation, que dans l'ensemble des porteurs injectés par l'émetteur, les proportions de ceux « perdus » dans le circuit de base et de ceux collectés par le collecteur sont sensiblement constantes, ce qui permet d'écrire : $\frac{I_C}{I_B} \approx C^{ste}$

Un lien sensiblement linéaire apparaît ainsi entre I_B et I_C .



Puisque ce lien est univoque, on peut, mathématiquement, écrire : $I_C = \beta \cdot I_B$ (relation fondamentale du BJT).

Ainsi, d'un point de vue « extérieur » au transistor, *tout semble se passer comme si c'était le courant de base qui commandait le courant de collecteur*.

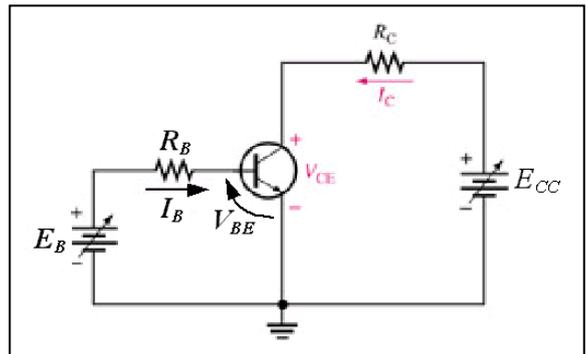


En réalité, étant donné le lien univoque qui relie I_B et I_C , si on parvient à imposer une certaine intensité à I_B , c'est que l'intensité du courant de collecteur I_C est à ce moment égale à $\beta \cdot I_B$... En imposant donc l'intensité du courant relatif à la perte de porteurs injectés à l'émetteur (I_B), on détermine le courant de collecteur I_C .

Le caractère linéaire de la relation $I_C = \beta \cdot I_B$ fait du courant I_B un paramètre de commande pratique. C'est pourquoi, on dira en pratique qu'**un BJT est commandé en courant**.

En outre, étant donné que la tension V_{BE} est pratiquement constante et de valeur assez connue (environ 0,7V), il est aisé de maîtriser l'intensité du courant de base.

Dans le schéma ci-contre, par exemple, la tension de commande E_B , associée à la résistance R_B , détermine assez précisément l'intensité du courant de commande ^[14] : $I_B = \frac{E_B - V_{BE}}{R_B} \approx \frac{E_B - 0,7}{R_B}$... et ce, d'autant plus que la valeur de la tension de commande est élevée.



Notons que le caractère linéaire de la relation $I_C = \beta \cdot I_B$ (... *caractéristique de transfert*) explique le nom de « zone linéaire » donné également à la zone « à courant constant » de la *caractéristique de sortie* d'un BJT.

¹⁴ Si toutefois $E_B \gg 0,7V$, afin de pouvoir négliger l'imprécision sur la valeur de 0,7V (de l'ordre de 0,1V pour les BJT de faibles puissances).

4.1.7 « Gain » en courant

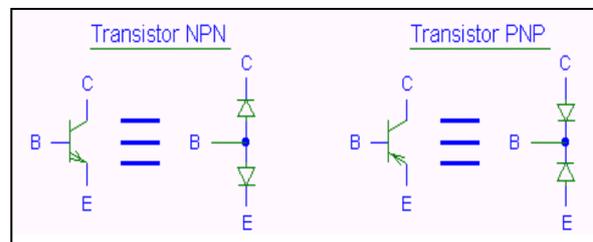
Le rapport de proportionnalité entre les courants I_C et I_B est appelé « **gain en courant** » β .

Il dépend essentiellement des caractéristiques physiques du transistor et relativement peu de la tension collecteur-émetteur et du courant de collecteur.

Le gain en courant β d'un transistor varie fortement selon le type de transistor : de 100 à 1000 pour des transistors de faible puissance (« *small signal* »), de 10 à 100 pour des transistors de moyenne puissance, et de 5 à 10 pour des transistors de forte puissance.

4.1.8 Test d'un BJT

Puisqu'un BJT comprend 2 diodes (certes spéciales), il est possible de vérifier l'intégrité d'un BJT en utilisant un « testeur de diodes ».



Exemple : Essai d'un transistor PNP au testeur de diodes

$V(+)$	$COM(-)$	Lecture	$V(+)$	$COM(-)$	Lecture
B	C car	C	B car
B	E car	E	B car
C	E car	E	C car

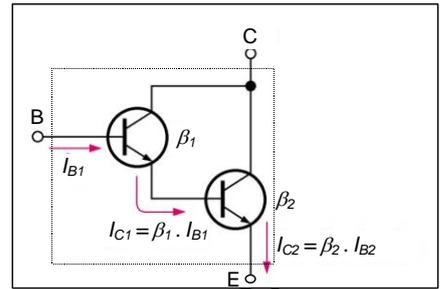
Remarquons qu'il est même possible de retrouver le type et le brochage d'un BJT à l'aide d'un *testeur de diodes* et d'un *bêtamètre*, selon la séquence suivante :

1. *Testeur de diodes* \Rightarrow trouver 2 "pattes" entre lesquelles il y a blocage dans les 2 sens \Rightarrow la 3^{ème} = B
2. *Testeur de diodes* \Rightarrow si 0,7V de E \rightarrow B et C \rightarrow B \Rightarrow NPN sinon PNP (0,7V de B \rightarrow E et B \rightarrow C)
3. *Bêtamètre* \Rightarrow mesurer β dans un sens, puis dans l'autre (la meilleure valeur de β est obtenue lorsque l'on respecte le brochage du constructeur) \Rightarrow E et C par lecture sur l'appareil.

4.2 Transistor Darlington

Le montage représenté ci-contre, appelé *montage Darlington*, est équivalent (entre B, C et E dans la figure ci-contre) à un transistor dont le gain en courant vaut $\beta_{equ} = \beta_1 \cdot \beta_2$ (quelques milliers !)

... Un très faible courant de commande (I_{B1}) permet donc de commander de forts courants (I_{C2}).

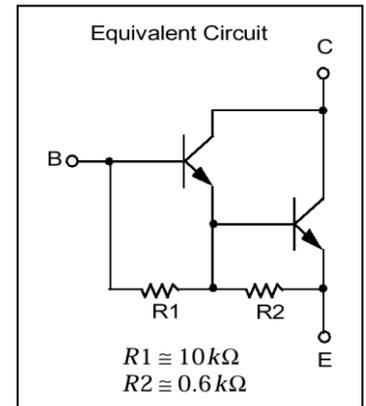


En pratique, on place des résistances en parallèle sur les jonctions BE des deux transistors, dimensionnées de manière à obtenir un gain en courant plus constant ^[15] (Voir figure ci-contre extraite des data sheets du transistor TIP112).

Les constructeurs fabriquent des composants comprenant ce montage. Ils sont appelés transistors *Darlington*.

Remarquons que, pour un transistor *Darlington*, on a :

- $V_{BE} \approx 1,4 \text{ V}$ minimum ... souvent plus car les transistors *Darlington* sont des transistors de puissance.
- $V_{CE_{sat}} \approx 1 \text{ V}$ minimum (... plus si composant de forte puissance) car à l'état ON (*utilisation en commutation*), la tension de saturation ne peut descendre en-dessous d'environ 1 V car la tension V_{BE} du transistor 2 empêche celui-ci de saturer ^[16], ce qui est à la fois un inconvénient et un avantage : $V_{CE_{sat}}$ plus élevée, mais plus grande rapidité ^[17].



¹⁵ Courbe $\beta = f(I_C)$ plus horizontale.

¹⁶ La saturation du transistor 1 provoque pratiquement la connexion de la base du transistor 2 avec son collecteur $\Rightarrow V_{CE} \approx V_{BE} > V_{coude} \Rightarrow$ fonctionnement en zone « linéaire ».

¹⁷ Pas de charges excédentaires dû à la *sursaturation*.

4.3 JFET (Junction Field Effect Transistor)

4.3.1 Domaines d'utilisation du JFET

La *caractéristique de transfert* d'un JFET est très peu linéaire étant donné sa loi quadratique ^[18] (risque de distorsion). En fonctionnement « amplificateur », le JFET ne peut donc convenir qu'aux applications très petits signaux. Ainsi, le JFET est exploité dans des montages à haute impédance d'entrée : préamplificateurs pour signaux de faible niveau (entrée des voltmètres, oscilloscopes, ..., étage d'entrée des récepteurs RF radio ou télévision).

Par ailleurs, la dispersion des caractéristiques des JFETs est plus importante encore que celle observée dans le cas des transistors bipolaires : le JFET est difficile à maîtriser dans des montages à composants discrets. Dans ces conditions, l'utilisation la plus importante qui en est faite est basée sur leur grande impédance d'entrée au sein de circuits intégrés tels que les amplificateurs opérationnels.

Notons qu'il n'existe pas de JFET de puissance car il n'est pas possible d'obtenir une résistance R_{DS} de suffisamment faible valeur pour convenir à ce domaine d'applications. En outre, il existe un autre transistor très bien adapté dans ce cas : le MOSFET.

4.3.2 Structure interne et principe de fonctionnement d'un JFET

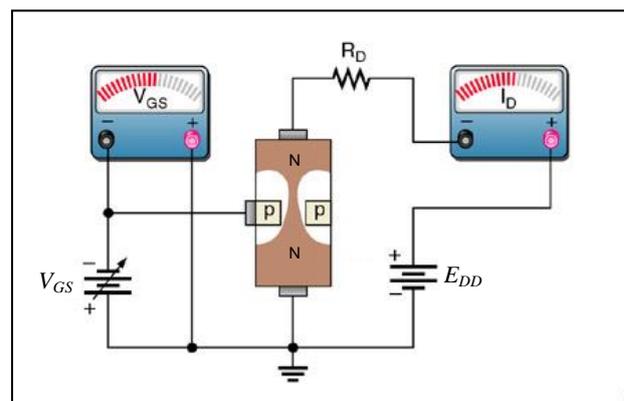
Le principe général de fonctionnement des transistors à effet de champ est de contrôler la section d'un canal de conduction (réalisé en matériau semi-conducteur N (\Rightarrow FET canal N) ou P (\Rightarrow FET canal P)), grâce à un champ électrique transversal dépendant de la tension de commande V_{GS} .

Dans le cas d'un JFET, le fonctionnement exploite une jonction en polarisation inverse pour contrôler la section d'un canal de conduction.

En effet, dans une diode polarisée en inverse apparaît une zone de déplétion (zone non conductrice) dont la largeur augmente avec la tension appliquée.

Le JFET met à profit ce phénomène pour moduler la largeur de son canal de conduction, grâce à la tension de commande V_{GS} (figure ci-contre).

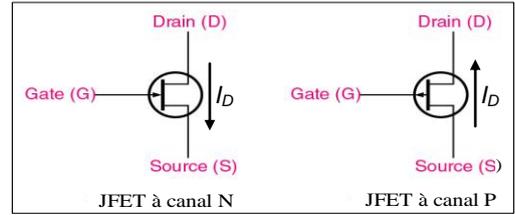
Notons déjà qu'étant donné sa structure interne, un JFET possède une très forte résistance d'entrée R_{GS} . Son courant de commande I_G sera donc très faible, ce qui est un des avantages des FET.



¹⁸ Et en plus, les caractéristiques sont telles que l'amplification que l'on peut attendre du transistor bipolaire est environ 5 à 10 fois plus élevée que celle d'un FET typique. L'amplification qu'on pourra attendre d'un FET sera plus faible que celle obtenue dans les mêmes conditions avec un bipolaire.

4.3.3 Types de JFET et leur symbole

Le symbole d'un JFET est représenté ci-contre, dans les 2 cas possibles (canal N et canal P).



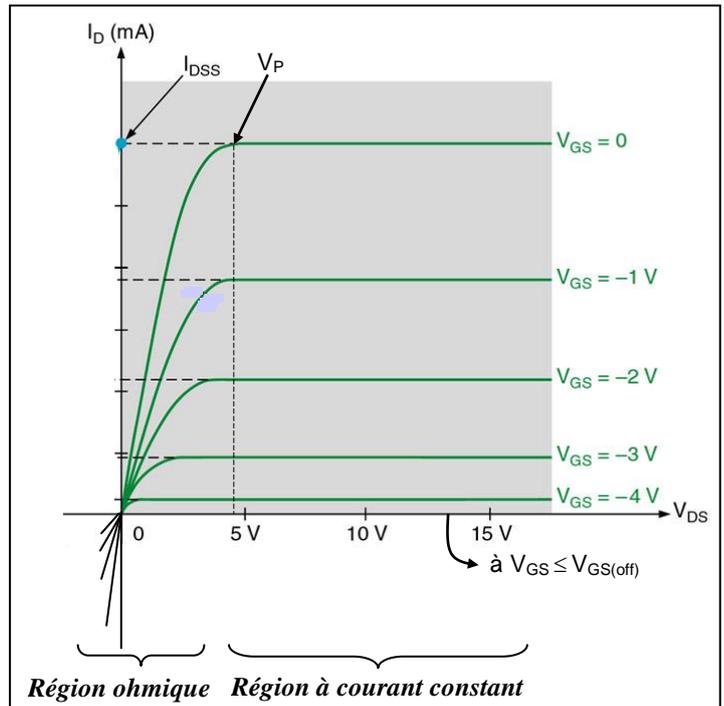
4.3.4 Fonctionnement en zone « résistive »

Puisqu'à chaque valeur de V_{GS} correspond une certaine « largeur du canal », on observe, tant que $V_{DS} < V_P$, une augmentation de I_D sensiblement directement proportionnelle à V_{DS} .

La caractéristique de transfert débute donc par une « **région ohmique** » très intéressante car le JFET se comporte alors comme une **résistance** dont la valeur est **commandée** par la **tension** de commande V_{GS} [19].

Rem. : Dans la région ohmique, le JFET a une valeur de la résistance $R_{DS_{ON}}$ assez élevée (de l'ordre de quelques centaines d'ohms).

En fonctionnement « interrupteur » cette résistance ne peut donc être considérée comme négligeable qu'en cas de résistances de charge de valeurs suffisamment élevées.



4.3.5 Fonctionnement en zone « à courant c^{st} » ... « pincement »

Vu la constitution du JFET, on observe que la polarisation inverse de la diode transversale dépend non seulement de la tension V_{GS} , mais également de la tension $V_{GD} = V_{GS} - V_{DS}$, donc de V_{DS} [20].

La largeur du canal dépend ainsi non seulement de la tension de commande V_{GS} , mais également

de la tension V_{DS} , donc du courant I_D traversant le canal puisque : $I_D = \frac{V_{DS}}{R_{DS}}$ en région ohmique

[21].

¹⁹ Pour autant que sa valeur soit suffisamment faible ($V_{DS} > -0,5V - V_{GS}$), le JFET tolère une tension V_{DS} et donc un courant I_D négatifs, ce qui permet d'utiliser le JFET en résistance commandée en régime alternatif (cas du montage oscillateur pour signaux sinusoïdaux à pont de Wien).

²⁰ Ce qui explique la dissymétrie de la zone de déplétion (figure page précédente).

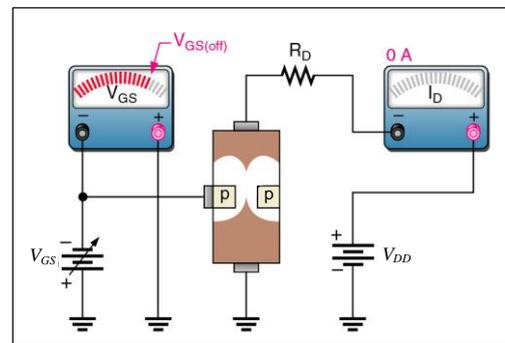
Le canal se rétrécit donc davantage lorsque V_{DS} (donc I_D) augmente ^[22], jusqu'à atteindre le « pincement » à partir d'une certaine valeur de V_{DS} (donc de I_D). On observe alors une nouvelle zone de fonctionnement : la « **région à courant constant** » ^[23].

Ce phénomène de « pincement » apparaît évidemment pour une valeur de V_{DS} d'autant plus faible que la tension de commande V_{GS} est élevée (en valeur absolue), puisque le canal est alors déjà d'autant plus étroit à $I_D = 0$.

À $V_{GS} = 0$, la valeur de V_{DS} au « pincement » est maximale et est appelée « tension de pincement » V_P .

4.3.6 Fonctionnement au « blocage »

Par contre, à partir de $(V_{GS})_{off}$ le canal est complètement obstrué (blocage) dès $V_{DS} = 0$ ($I_D = 0$), et le JFET est alors équivalent à un « **interrupteur ouvert** » (figure ci-contre).



4.3.7 Paramètres d'un JFET

- I_{DSS} ^[24] : $I_{D_{max}}$ à $V_{GS} = 0$ (correspond à l'intensité du courant I_D à laquelle se produit le « pincement », lorsque $V_{GS} = 0$).
- V_P (tension de pincement) : valeur de V_{DS} provoquant le « pincement » lorsque $V_{GS} = 0$.
- $(V_{GS})_{off}$: valeur de V_{GS} à partir de laquelle on peut considérer que le canal est complètement obstrué (**blocage**) dès $V_{DS} = 0$ ($I_D = 0$). Notons que : $(V_{GS})_{off} = -V_P$ ^[25]

²¹ Ceci explique que la « région ohmique » n'est pas parfaitement linéaire.

²² Notons qu'à $V_{DS} = 0$, on a : $V_{GD} = V_{GS}$ et la tension V_{GS} détermine donc la largeur du canal à $I_D = 0$. Remarquons également que c'est à $V_{DS} = 0$ que le JFET se comporte le mieux comme une résistance, puisque I_D n'a alors aucun effet sur la linéarité de la caractéristique $I_D = f(V_{DS})$.

²³ Le courant reste en effet quasi constant, suite à un « phénomène d'autorégulation ». En effet, une diminution de I_D , donc de V_{DS} , engendrerait une plus grande réouverture du canal, donc une augmentation de I_D et vice versa. Ainsi, dans cette région, lorsque V_{DS} varie, la largeur du canal est automatiquement réglée de manière telle que le courant I_D reste (quasi) constant.

²⁴ Drain to Source current with gate Shorted.

²⁵ Puisqu'à $V_{GS} = 0$, le pincement est atteint lorsque $V_{DS} = V_P$, soit $V_{GD} = -V_P$ (car $V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} = -V_{DS}$), à $V_{DS} = 0$, le canal est complètement obstrué (blocage) lorsque $V_{GS} = V_{GD} = -V_P$.

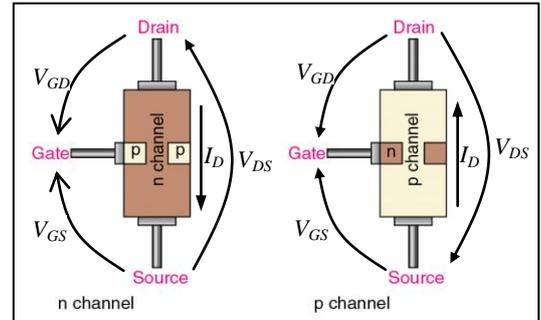
- $(V_{DS})_{\max}$: valeur de V_{DS} à partir de laquelle apparaît le claquage du composant.

4.3.8 Précaution d'utilisation particulière d'un JFET relative à sa polarisation



Sous peine de destruction, la tension V_{GS} doit toujours être telle que la diode transversale (présente entre grille et source) soit polarisée en inverse, d'où le sens de cette tension dans la figure ci-contre ($V_{GS} < 0$ pour un JFET canal N et $V_{GS} > 0$ pour un JFET canal P).

En outre, une diode existe également entre grille et drain (soumise à la tension V_{GD}), laquelle ne peut également jamais entrer en conduction, ce qui explique les sens des tensions V_{GD} et V_{DS} , ainsi que du courant I_D ^[26].



4.3.9 Test d'un JFET

Puisqu'un JFET comprend 2 diodes (*grille-source et grille-drain*), il est possible de vérifier l'intégrité d'un JFET en utilisant un « testeur de diodes ».

En outre, en plaçant un pontage entre la source et la grille du JFET, on peut mesurer sa résistance R_{DS} à $V_{GS} = 0$ à l'aide d'un ohmmètre.

²⁶ Notons qu'en polarisation directe, une diode reste bloquée tant que la tension à ses bornes reste inférieure à 0,5 V, ce qui permettra une utilisation du JFET en résistance commandée avec des signaux V_{DS} et I_D alternatifs.

4.4 MOSFET (Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor) ^[27]

Le transistor MOSFET est de loin le plus répandu actuellement, spécialement dans la conception de circuits intégrés. Comparés aux bipolaires, ils sont plus petits et plus simples à fabriquer et comparativement aux bipolaires, la consommation des circuits conçus en technologie MOS est bien moins importante. Les concepteurs de CIs ont trouvé des moyens pour concevoir des CIs quasi exclusivement avec des transistors MOS (très peu ou pas de résistances). Toutes ses propriétés font qu'il est possible de concevoir des CIs contenant un grand nombre de transistors (> 200 millions ...) sur un seul chip pour implémenter des fonctions complexes (microprocesseurs, mémoires, ...). Les circuits analogiques sont eux aussi de plus en plus fréquemment conçus en technologie MOS mais avec une densité d'implantation plus faible que les numériques. Il existe même des circuits mixtes contenant des montages numériques et analogiques sur la même puce (*mixed-signal design*).

Dans le domaine des circuits intégrés numériques, l'avènement des E-MOSFETs a été une révolution car leur tension de seuil est idéale pour une utilisation en commutation et parce qu'ils présentent une consommation particulièrement faible.

Enfin, contrairement au JFET, le MOSFET est mieux adapté au fonctionnement en commutation de puissance, étant donné qu'il est possible de fabriquer des MOSFETs ayant une faible résistance à l'état ON ($R_{DS_{ON}}$).

Il existe 2 types fondamentaux de MOSFET : le MOSFET à appauvrissement et celui à enrichissement. Pour chaque type, on rencontre des composants à canal N et à canal P. Notons que les types N sont plus rapides étant donné la meilleure mobilité des électrons de conduction vis-à-vis de ceux de valence (« trous »).

Un MOSFET utilise une couche d'oxyde de silicium (SiO_2) pour isoler sa grille, ce qui permet à la tension V_{GS} d'être positive ou négative, sans risque de destruction de la grille du composant (pour autant qu'elle respecte les valeurs limites évidemment). Remarquons cependant que l'épaisseur de cette couche isolante est très mince, afin de donner à la grille un contrôle plus efficace, ce qui la rend fragile (voir paragraphe 4.6 « Précautions de manipulations des FETs »).

4.4.1 Principe général de fonctionnement

Le principe général de fonctionnement des transistors à effet de champ est de contrôler la section d'un canal de conduction (réalisé en matériau semi-conducteur N (\Rightarrow FET canal N) ou P (\Rightarrow FET canal P)), grâce à un champ électrique transversal dépendant de la tension de commande V_{GS} .

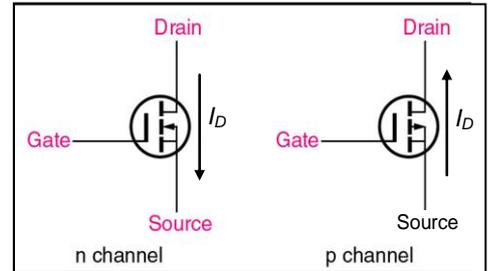
Dans le cas d'un MOSFET, le principe de fonctionnement repose sur l'utilisation d'une diode polarisée en inverse dans le trajet du canal de conduction pour en régler l'obstruction. Pour modifier la taille de cette diode, donc la section du canal de conduction, la tension de commande

²⁷ Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor. Ce type de composant est aussi parfois appelé IGFET (Insulated Gate Field Effect Transistor) à cause de sa grille « isolée ».

V_{GS} génère un champ électrique transversal qui induit l'inversion partielle de la nature d'une zone de dopage de cette diode.

4.4.2 E-MOSFET ^[28] : MOSFET « à enrichissement »

Ce type de MOSFET est le composant le plus répandu : il ne possède pas de canal conducteur à $V_{GS} = 0$, ce qu'illustre la ligne discontinue de son symbole (figure ci-contre). Son canal ne peut donc être qu'« enrichi », ce qui explique son appellation.

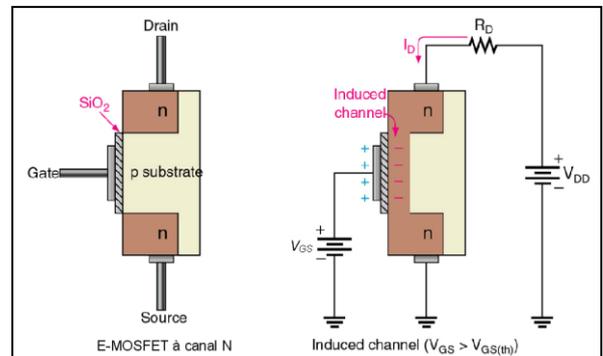


Notons que la conduction du canal n'apparaît qu'à partir de la valeur seuil $V_{GS_{th}}$ ^[29] car jusqu'à cette valeur, il y a d'abord formation d'une zone de déplétion et, ce n'est qu'au-delà de $V_{GS_{th}}$ qu'apparaît la zone d'inversion responsable de l'apparition d'un canal conducteur.

4.4.3 Fonctionnement en zone « résistive »

La figure ci-contre illustre l'effet de V_{GS} dans le cas d'un MOSFET à enrichissement à canal N (le plus courant).

On observe qu'une tension de commande V_{GS} positive augmente la concentration en électrons provoquant la transformation de la partie concernée de la zone P en zone N, ce qui augmente la largeur effective du canal de conduction.



Le E-MOSFET se comporte alors comme une *résistance*, dont la valeur est d'autant plus faible que la tension de commande V_{GS} est élevée.

4.4.4 Fonctionnement en zone « à courant c^{st} » ... « pincement »

Lorsque $V_{DS} > V_{GS}$ la tension V_{GD} s'inverse et le « pincement » commence à apparaître.

Le E-MOSFET se comporte alors d'autant plus comme un *injecteur de courant* que la valeur de la tension V_{DS} est élevée ... L'intensité du courant I_{TR} dépend alors de la tension de commande V_{GS} .

²⁸ « E » de « enhancement », c.à.d. augmentation, enrichissement.

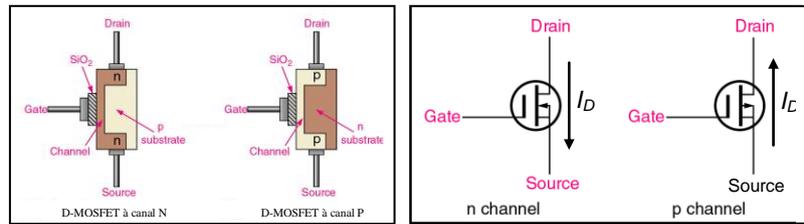
²⁹ « th » de « threshold »

4.4.5 Fonctionnement au « blocage »

Lorsque $V_{GS} \leq V_{GS_{th}}$, il n'y a pas de canal conducteur (significatif) et le E-MOSFET est alors bloqué.

4.4.6 D-MOSFET ^[30] : MOSFET « à appauvrissement (et enrichissement) »

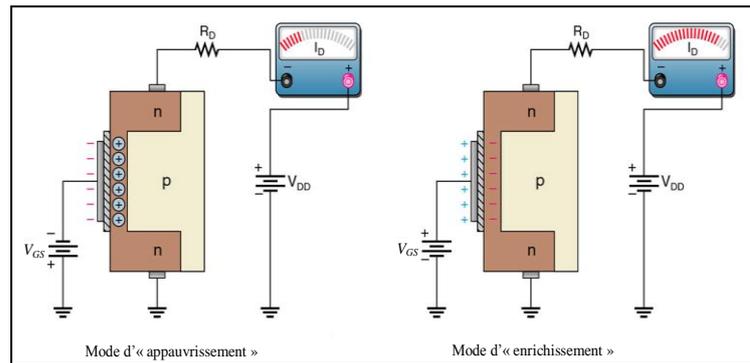
Ce type de MOSFET possède déjà un canal conducteur à $V_{GS} = 0$, ce qu'illustre la ligne continue de son symbole (figure ci-contre). Ce canal peut donc être « enrichi » ou « appauvri » selon la polarité de V_{GS} , ce qu'illustre la figure ci-dessous, dans le cas d'un MOSFET « à appauvrissement » à canal N.



Comme dans le cas du E-MOSFET,

une tension de commande V_{GS} positive augmente la concentration en électrons provoquant la transformation d'une partie de la zone P en zone N, augmentant ainsi la largeur effective du canal.

A l'inverse, une tension de commande V_{GS} négative engendre la répulsion d'un certain nombre d'électrons du canal (laissant alors des ions positifs), transformant la partie concernée de la zone N en zone P, réduisant ainsi la largeur effective du canal.



Remarquons qu'utilisé « en appauvrissement », les caractéristiques de fonctionnement du D-MOSFET sont similaires à celles du JFET ; à tel point que ses caractéristiques sont similaires à celles du JFET ^[31].

4.4.7 Fonctionnement au « blocage »

Lorsque $V_{GS} \leq V_{GS_{off}}$, le canal est complètement obstrué et le D-MOSFET est alors bloqué.

³⁰ « D » de « depletion » c.à.d. appauvrissement.

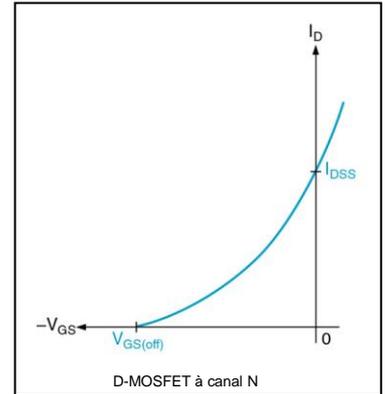
³¹ $I_{DSS}, V_P, (V_{GS})_{off}, (V_{DS})_{max}$.

4.4.8 Caractéristique de transfert d'un D-MOSFET

Comme dans le cas du JFET, on a : $I_D = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{(V_{GS})_{off}}\right)^2$ qui

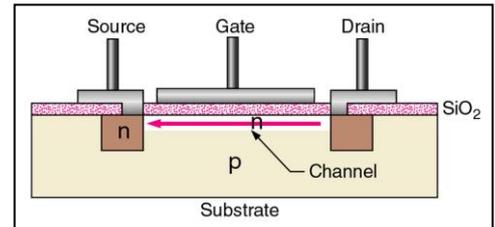
peut aussi s'écrire : $I_D = k \cdot (V_{GS} - (V_{GS})_{off})^2$.

Cependant, dans le cas du MOSFET « à appauvrissement », il est en outre possible de dépasser $V_{GS} = 0$ et il y a alors « enrichissement ».

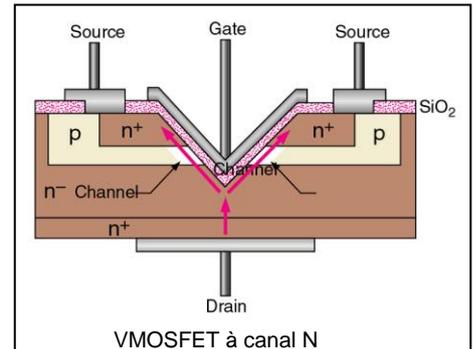
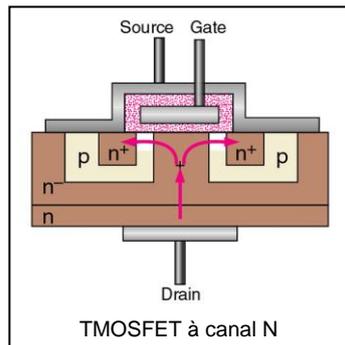
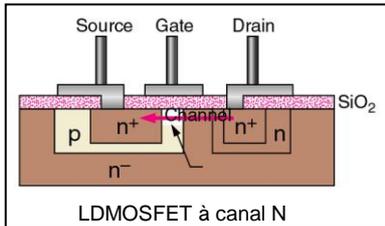


4.4.9 MOSFET de puissance

Dans le cas d'un MOSFET conventionnel, le canal conducteur est long et étroit, ce qui engendre une résistance de canal relativement élevée ($R = \frac{\rho \cdot L}{S}$ avec $L \gg$ et $S \ll$).



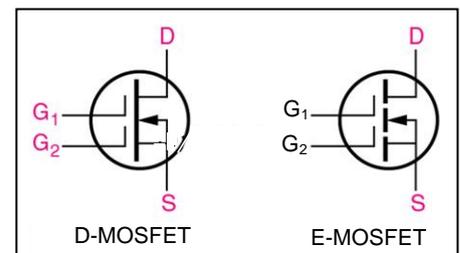
Dans le cas d'un MOSFET de puissance, cette résistance doit absolument être réduite, ce que l'on réalise de différentes manières, illustrées ci-dessous : le LDMOSFET ^[32], le TMOSFET ^[33] et le VMOSFET ^[34].



La version la plus efficace est le VMOSFET, mais c'est aussi la plus difficile à fabriquer, donc la plus coûteuse. Le TMOSFET offre une solution intermédiaire entre le LDMOSFET et le VMOSFET (principe du VMOSFET, mais plus simple à fabriquer).

4.4.10 MOSFET à double grille

L'intérêt d'un MOSFET à double grille est de présenter une capacité de grille plus faible, ce qui permet notamment d'utiliser ce type de composant à des fréquences plus élevées (RF).



³² « LD » de « Lateral Double diffused »

³³ « T » en raison de sa structure en T

³⁴ « V » en raison de sa structure en V

4.5 IGBT

Les IGBT peuvent commuter autant de forts courants que de grandes tensions. On les rencontre ainsi dans des circuits de commandes de fortes charges (Circuits de redressement de puissance, amplificateur audio de puissance ^[35], ...).

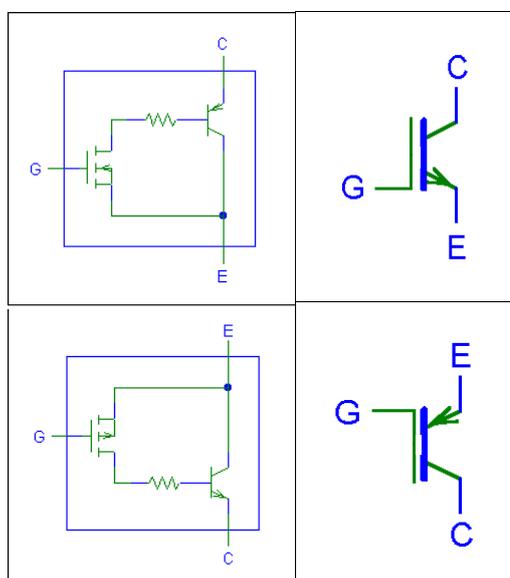
L'intérêt d'un IGBT vis-à-vis d'un MOSFET est d'engendrer de plus faibles pertes de conduction, suite à leur plus faible résistance à l'état ON.

4.5.1 Structure interne d'un IGBT

Un transistor IGB (Insulated Gate Bipolar) est constitué d'un transistor bipolaire attaqué par un E-MOSFET. Ce type de transistor est donc commandé en tension et le courant de commande est quasi nul.

Puisqu'il existe des transistors bipolaires de types NPN et PNP, on fabrique également des IGBT de 2 types.

Cependant, pour des raisons de commande, un IGBT dont le symbole est similaire à celui d'un BJT ^[36] de type NPN contient en réalité un BJT de type PNP, associé à un FET à canal N. De même, un IGBT dont le symbole est similaire à celui d'un BJT de type PNP contient en réalité un BJT de type NPN, associé à un FET à canal P.



Courant de commande d'un IGBT aux états ON et OFF

Etant donné qu'un IGBT possède un FET du côté « attaque », le courant de commande d'un IGBT est très faible aux états ON et OFF.

Rem. : *Thyristor parasite*

Notons que la structure interne d'un IGBT laisse apparaître une structure PNPN, soit un thyristor parasite, pouvant provoquer un effet de « latch-up » (verrouillage à l'état ON) !

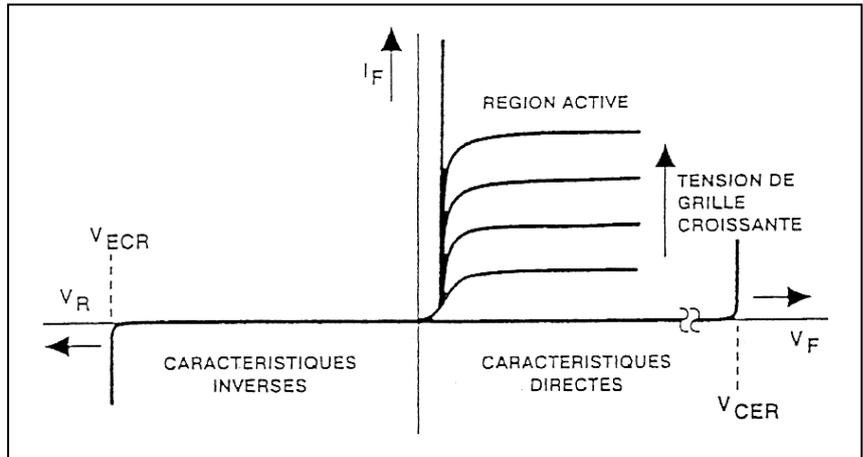
³⁵ Les transistors bipolaires sont mieux adaptés pour une utilisation en amplificateur que les FET, car ils permettent d'atteindre un meilleur gain en tension.

³⁶ Bipolar Jonction Transistor

4.5.2 Caractéristique de sortie

Etant donné qu'un IGBT possède un transistor bipolaire du côté charge, sa caractéristique de sortie est similaire à celle d'un transistor bipolaire.

Tant que la tension de commande est inférieure au seuil $V_{GE_{th}}$ (2 à 5V), le courant de collecteur reste nul.

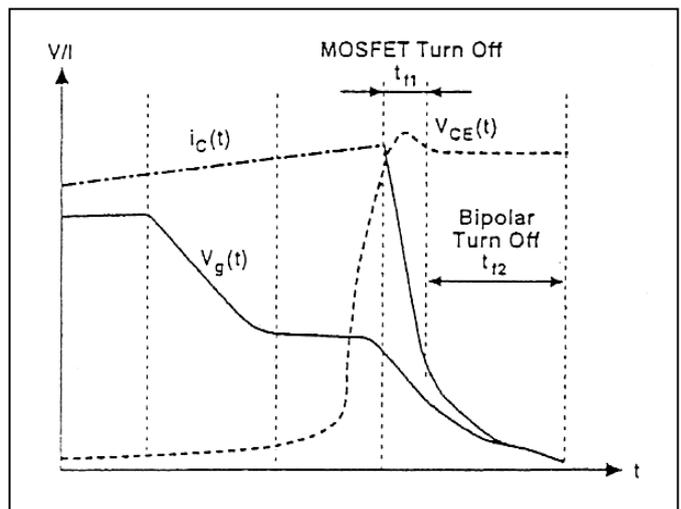


4.5.3 Caractéristiques en commutation

Etant donné la constitution d'un IGBT, sa réponse en commutation résulte de la synthèse de celle d'un FET et de celle d'un BJT. La figure ci-contre illustre l'allure des signaux V_{GE} , V_{CE} et I_C lors du blocage d'un IGBT (commutation ON vers OFF).

Il existe des IGBT « lents » et « rapides » (durées de commutations intrinsèques plus ou moins importantes).

En outre, étant donné qu'un IGBT possède un FET du côté « attaque », il hérite d'une relativement forte capacité d'entrée provoquant de forts courants de commande lors des commutations, ainsi qu'une augmentation des durées de commutations ^{[37] [38]}.



³⁷ Pour rappel, suite à la constante de temps formée par le couple « capacité d'entrée/résistance de grille », la tension V_{GE} suit le signal de commande du FET avec un certain retard (charge/décharge de la capacité d'entrée).

³⁸ Notons que, couramment, la décharge de la capacité de grille se fait à travers une résistance placée entre grille et émetteur (R_{GE}). Il est alors possible d'allonger expressément le temps de blocage (en augmentant R_{GE}) lorsque l'IGBT doit commander une charge inductive, afin de pouvoir se passer d'un circuit d'amortissement (*snubber*).

4.6 Précautions de manipulations des FET

Une tension V_{GS} excessive est capable de détruire la grille d'un FET (claquage de la diode GS par effet Zéner ou d'avalanche dans le cas d'un JFET ou claquage de la couche isolante par dépassement de rigidité diélectrique dans le cas d'un MOSFET).

Une tension V_{GS} excessive peut apparaître dans les conditions suivantes :

- application directe d'une tension V_{GS}
- en enlevant ou plaçant un FET dans un circuit alimenté, par création de tensions transitoires engendrées par réactions induites
- accumulation de charges statiques en prenant le composant en mains. En effet, la résistance d'entrée d'un FET est si élevée qu'une accumulation de charges statiques est possible, ce qui peut alors engendrer une tension V_{GS} destructrice !^[39]

Contrairement au BJT, un FET est donc un composant délicat et des précautions particulières devront donc être prises :

- les FETs sont souvent expédiés dans des enveloppes métalliques ou insérés dans de la mousse conductrice
- éviter de toucher les broches d'un FET lorsqu'elles sont flottantes

Si la grille du FET est susceptible de rester flottante en service (lors d'essais au laboratoire ou si la grille est directement l'entrée d'un montage), placer une résistance (de l'ordre de 100 k Ω) ou une diode zéner^[40] entre grille et source afin de créer un circuit de décharge de la capacité C_{GS}

Notons que certains MOSFET sont protégés par une diode Zéner intégrée, placée entre grille et source, qui a cependant l'inconvénient de diminuer la forte impédance d'entrée du composant

- si l'on doit prendre un FET en mains, il est nécessaire de « décharger son corps » (toucher le châssis de l'équipement sur lequel on travaille, ...)
- en entreprise : port de tablier conducteur, de talonnette et de bracelet relié au sol

³⁹ Etant donné la forte résistance d'entrée, ces charges statiques ne sont pas évacuées et s'accumulent alors dans la capacité C_{GS} provoquant une tension importante.

⁴⁰ Lorsqu'elle entre en conduction, elle évacue le « trop plein » de charges statiques qui provoqueraient la destruction de la grille.

5 Transistors en commutation

Dans ce chapitre, nous allons étudier comment un transistor est capable de matérialiser la fonction d'*interrupteur*^[1] et analyser les caractéristiques de cet « interrupteur ».

Objectifs de ce chapitre :

Après l'étude de ce chapitre, vous devriez être en mesure de :

- expliquer comment il est possible de matérialiser la fonction d'interrupteur à l'aide d'un transistor
- dimensionner le circuit de commande d'un transistor en commutation
- discuter des caractéristiques statiques d'un transistor en commutation
- discuter des caractéristiques dynamiques d'un transistor en commutation
- discuter de la puissance dégagée dans un transistor en commutation

5.1 Comparaison interrupteurs « statiques » – « électromécaniques »

Les **avantages par rapport à un interrupteur mécanique** sont nombreux :

- absence de contact mécanique mobile (ce qui explique l'appellation d'« interrupteur statique » donné à un transistor) ce qui supprime rebonds, bruit et étincelles, et augmente ainsi considérablement le nombre de « manœuvres » possibles, donc la durée de vie de l'interrupteur
- étant donné l'absence de contact mécanique mobile, le temps de réponse est beaucoup plus faible, ce qui permet une cadence de fonctionnement beaucoup plus élevée
- commande directe par un signal électrique de faible puissance, ...

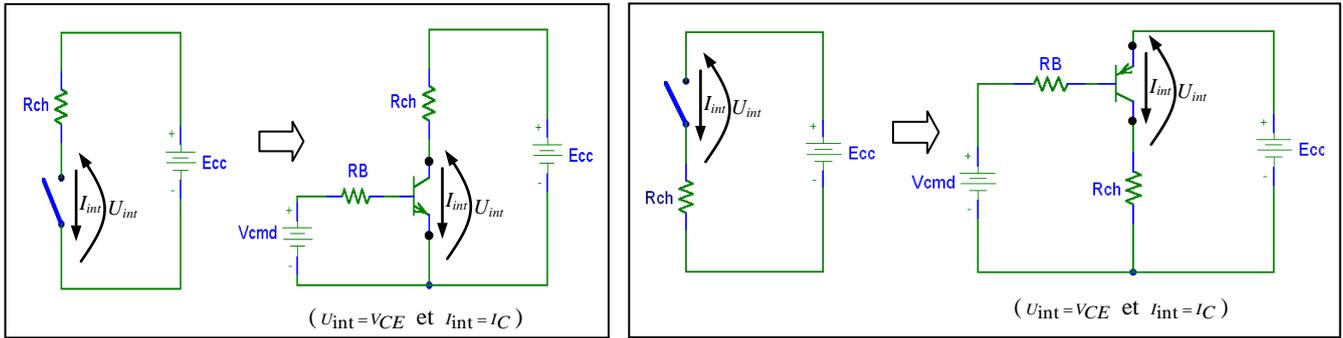
Par contre, les **inconvenients par rapport à un interrupteur mécanique** sont :

- les caractéristiques électriques aux états ON et OFF (R_{ON} et R_{OFF}) d'un transistor sont moins idéales que celles d'un interrupteur traditionnel
- courant unidirectionnel (donc utilisation réservée au cas du continu)
- pas d'isolation galvanique^[2]

¹ Que le transistor soit un BJT, FET ou IGBT, le principe reste identique.

² Liaison électrique directe entre le circuit de commande et le circuit de charge du transistor, à l'inverse d'un relais électromécanique.

5.2 Matérialisation d'un interrupteur par un transistor ^[3]

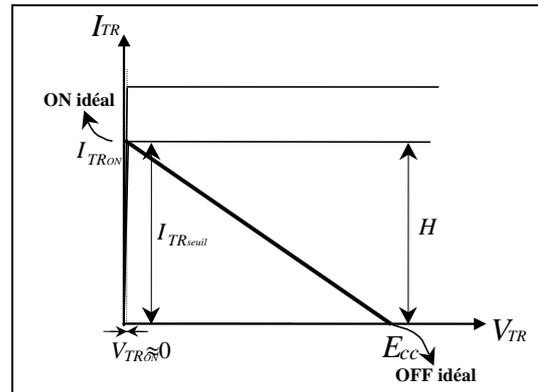


☞ Illustrations dans le cas d'un BJT

5.2.1 Etat OFF

Pour un interrupteur ouvert idéal, on a :
$$\begin{cases} I_{\text{int}} = 0 \\ U_{\text{int}} = E_{CC} \end{cases}$$

Dans le graphique ci-contre, ce point correspond à la rencontre de la droite de charge avec l'axe horizontal.



A l'état bloqué, si le transistor est bien choisi (... pas anormalement surdimensionné), le point de fonctionnement est très proche de ce point idéal ... La « matérialisation » de l'état OFF d'un interrupteur par un transistor est donc obtenue au blocage et peut être considérée comme idéale.

5.2.2 Etat ON

Pour un interrupteur idéal, on a :
$$\begin{cases} U_{\text{int}} = 0 \\ I_{\text{int}} = I_{ON} = \frac{E_{CC}}{R_{ch}} \end{cases}$$
 Dans le graphique ci-dessus, ce point

correspond à la rencontre de la droite de charge avec l'axe vertical (point « ON idéal »).

A l'état « saturé », le point de fonctionnement d'un transistor est proche de ce point idéal ... La « matérialisation » de l'état ON d'un interrupteur par un transistor est donc obtenue à la saturation.

En effet, on a :
$$\begin{cases} U_{\text{int}} = V_{TRON} \ll E_{CC} \text{ (dans un montage bien dimensionné)} \Rightarrow U_{\text{int}} \approx 0 \\ I_{\text{int}} = I_{TRON} = \frac{E_{CC} - V_{TRON}}{R_{ch}} = \frac{E_{CC}}{R_{TR} + R_{ch}} \approx \frac{E_{CC}}{R_{ch}} \end{cases}$$

³ Que le transistor soit un BJT, FET ou IGBT, le principe reste identique.

5.3 Dimensionnement

5.3.1 Choix d'un transistor utilisé en commutation

Les critères de choix d'un transistor en commutation sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \left[I_{C_{max}} \right]_{data\ sheets} > I_{ON} \\ \left[I_{C_{moy}} \right]_{data\ sheets} > I_{TR_{moy}} = \delta \cdot I_{ON} \\ \left[V_{CE_{max}} \right]_{data\ sheets} > E_{CC} \\ R_{TR_{ON}} \ll R_{charge} \\ t_{ON} \text{ et } t_{OFF} \text{ suffisamment faibles} \end{array} \right.$$

En outre, il faudra veiller à maintenir la température du transistor à une valeur acceptable. ^[4]

5.3.2 Dimensionnement du circuit de commande

Etant donné la *grande dispersion* des paramètres d'un transistor et sa forte *sensibilité à la température*, le dimensionnement du circuit de commande doit être réalisé sur base des valeurs les plus défavorables de ces paramètres et il peut être nécessaire d'effectuer un « déclassé » en température.

5.3.2.1 Etat OFF

Pour rappel, l'état OFF d'un transistor est obtenu si : *Paramètre de commande* < *Seuil*_{OFF}, ce qui devient, dans le cas le plus défavorable :

⇒ dans le cas d'un BJT : $V_{BE_{OFF}} < 0,5 \text{ V}$

⇒ dans le cas d'un E-MOSFET : $V_{GS_{OFF}} < (V_{GS_{TH}})_{\min}$

⇒ dans le cas d'un JFET : $V_{GS_{OFF}} < (V_{GS_{OFF}})_{\min}$ (en valeurs algébriques)

5.3.2.2 Etat ON

Pour rappel, la « condition pratique » de fonctionnement en zone « résistive » est : $H > I_{TR_{seuil}}$, avec $I_{TR_{ON}} \approx I_{TR_{seuil}}$ car, si le transistor est correctement choisi : $R_{TR} \ll R_{charge}$

⁴ La puissance dégagée dans un transistor bipolaire utilisé en commutation est souvent faible en dessous d'une dizaine de kHz (voir « Pertes dans un transistor en commutation »). Si ce n'est pas le cas, un refroidisseur peut être nécessaire.

En outre, comme R_{TR} est d'autant plus faible que la « hauteur H » de la caractéristique de sortie du transistor est élevée ($H \gg I_{TR_{seuil}}$), il est très utile de « sursaturer »^[5] le transistor.

On appellera « **coefficient de sursaturation (CS)** » le rapport $\frac{H}{I_{TR_{ON}}}$ ^[6].

La « condition pratique », relative à l'état ON, devient donc : $H \geq CS \cdot I_{TR_{ON}}$

ce qui devient, dans le cas le plus défavorable (H_{min}) : $H_{min} \geq CS \cdot I_{TR_{ON}}$

ce qui donne :

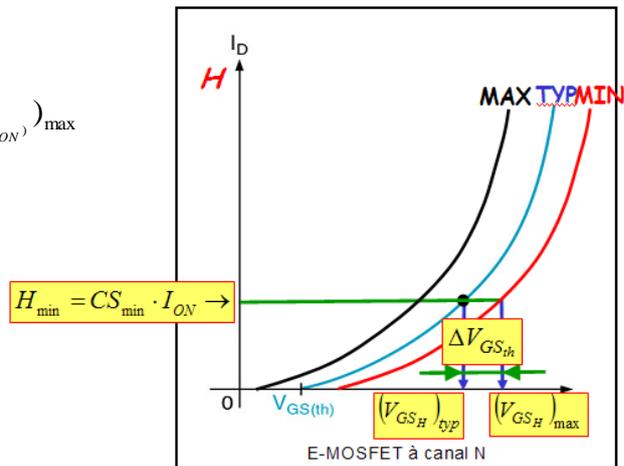
| dans le cas d'un BJT : $H_{min} = (\beta_{min})_{H=CS \cdot I_{TR_{ON}}} \cdot I_{B_{ON}} \geq CS \cdot I_{TR_{ON}} \Rightarrow I_{B_{ON}} \geq \frac{CS \cdot I_{TR_{ON}}}{(\beta_{min})_{H=CS \cdot I_{TR_{ON}}}}$

On pourra estimer la valeur de β_{min} en admettant : $\frac{\Delta\beta}{\beta} \approx C^{ste}$ pour des transistors de même référence.

| dans le cas d'un E-MOSFET : $V_{GS_{ON}} \geq (V_{GS_{(H=CS \cdot I_{TR_{ON}})}})_{max}$
 $\Rightarrow V_{GS_{ON}} \geq (V_{GS_{(H=CS \cdot I_{TR_{ON}})}})_{typ} + (\Delta V_{GS})_{max}$

On pourra estimer la valeur de $(\Delta V_{GS})_{max}$ en admettant : $(\Delta V_{GS})_{max} \approx (\Delta V_{GS_{th}})_{max}$

| dans le cas d'un JFET : $V_{GS_{ON}} > (V_{GS_{(H=CS \cdot I_{TR_{ON}})}})_{max}$
 (en valeurs algébriques)



Avantages de la sursaturation :

| R_{TR} diminue ... La *sursaturation* permet au transistor d'avoir un comportement plus proche d'un interrupteur parfait à l'état ON.

| Les fronts de commutation sont plus raides ... La *sursaturation* permet au transistor d'avoir des commutations plus rapides (voir « *Caractéristiques dynamiques d'un transistor en commutation* »).

Inconvénients de la sursaturation :

Dans le cas d'un BJT, puisque le courant de commande est plus important en cas de *sursaturation*, la puissance de commande augmente, ce qui est l'inverse du but recherché !

⁵ Pour rappel, il y a *sursaturation* lorsque la valeur du paramètre de commande dépasse le *seuil de saturation*.

⁶ $\frac{H}{I_{TR_{seuil}}}$ en réalité, mais $I_{TR_{ON}}$ est proche de $I_{TR_{seuil}}$.

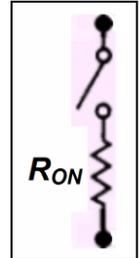
5.4 Caractéristiques statiques d'un transistor en commutation

5.4.1 Modèle d'un transistor utilisé en commutation

A l'état OFF, si le transistor n'est pas exagérément surdimensionné, il n'est traversé que par un courant de fuite négligeable : $I_{TR_{OFF}} = I_{TR_{fuite}} \lll I_{TR_{ON}}$ et il peut donc vraiment être considéré comme un parfait interrupteur ouvert.

Par contre, à l'état ON, il faut tenir compte d'une résistance R_{ON} .

On peut donc modéliser un transistor en commutation par le schéma unique ci-contre.



5.4.2 Pertes de conduction

Pour rappel, l'expression de la puissance P_{TR} dégagée dans un transistor est : $P_{TR} = V_{TR} \cdot I_{TR}$ [7].

$$\text{On a ainsi : } \left\{ \begin{array}{l} \bullet \text{ à l'état ON : } P_{TR_{ON}} = \underbrace{V_{TR_{ON}}}_{\lll E_{CC}} \cdot \underbrace{I_{TR_{ON}}}_{\approx I_{ON}} \lll P_{\text{charge}} \quad P_{TR_{ON}} \text{ est appelé } \textit{pertes de conduction} \\ \bullet \text{ à l'état OFF : } P_{TR_{OFF}} = \underbrace{V_{TR_{OFF}}}_{\approx E_{CC}} \cdot \underbrace{I_{TR_{OFF}}}_{= I_{fuite} \lll I_{TR_{ON}}} \approx 0 \quad \dots \text{ vraiment négligeable en utilisation normale} \end{array} \right.$$

Aux états ON et OFF établis, la puissance dégagée dans un transistor est souvent faible devant la puissance commutée.

Si le signal de commande du transistor est périodique de fréquence f , les *pertes de conduction*

$$\text{deviennent : } P_{\text{conduction}_{\text{moy}}} \approx \frac{W_{ON_T}}{T} \approx \frac{V_{TR_{ON}} \cdot I_{ON} \cdot \text{Durée}_{ON}}{T} \text{ soit : } \boxed{P_{\text{conduction}_{\text{moy}}} \approx \delta \cdot V_{TR_{ON}} \cdot I_{ON}} \text{ [8]}$$

⁷ Relation correcte dans le cas des FET et IGBT et quasi correcte dans le cas des BJT car, en utilisation normale, la « puissance de commande » d'un BJT est négligeable devant la « puissance de sortie ».

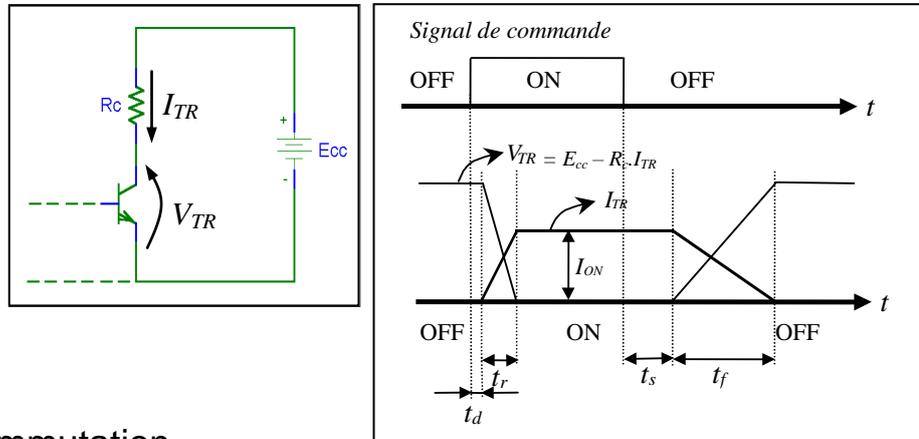
⁸ $\delta = \frac{\text{Durée}_{ON}}{T}$, appelé « rapport cyclique » (« duty cycle » en anglais).

5.5 Caractéristiques dynamiques d'un transistor en commutation

5.5.1 Réponse d'un transistor en commutation

Lors des commutations, un transistor nécessite évidemment un certain laps de temps pour passer d'un état à l'autre.

La réponse d'un transistor en commutation est celle représentée ci-contre ^[9].



5.5.2 Retards à la commutation

5.5.2.1 Temps d'établissement du canal conducteur

A l'état OFF, il n'y a aucun canal de conduction. t_{ON} est donc la durée nécessaire à l'établissement du canal conducteur.

5.5.2.1.1 Temps de retard $t_{d(ON)}$ (ON delay time)

Dans un conducteur, les électrons (porteurs de charges) sont présents en tout point, de sorte que le courant électrique apparaît dès la fermeture de l'interrupteur ^[10].

Par contre, dans un transistor à l'état OFF, le canal est dépourvu de porteurs de charges ^[11]. Ainsi, lors de l'application du signal de commande, il faut d'abord attendre la durée nécessaire à l'agencement des charges, lié au nouvel état de polarisation, permettant aux premiers porteurs de charges de circuler, avant de voir apparaître un courant. Le courant du transistor I_{TR} reste donc nul pendant ce laps de temps, appelé *temps de retard (delay time)*.

Ce *temps de retard* $t_{d(ON)}$ augmente ainsi avec la tension de commande à l'état OFF (en inverse), puisque l'état de polarisation à l'état OFF est alors plus prononcé, poussant les porteurs de charges d'autant plus loin de leur position à l'état ON ^[12]. Cependant, comme $t_{d(ON)}$ est faible devant t_r , ce phénomène a relativement peu d'importance.

⁹ Illustration dans le cas d'une charge résistive.

¹⁰ Par contre, avec un interrupteur électromécanique, il existera un laps de temps important entre l'instant de l'ordre de fermeture et l'instant de fermeture effective de l'interrupteur, dû à l'effet de l'inertie mécanique. En outre, des rebonds de l'interrupteur auront lieu !

¹¹ En négligeant le courant de fuite.

¹² Par exemple, dans le cas du BJT, une plus forte tension de commande à l'état OFF accentue la largeur de la zone de déplétion de la jonction BE.

BJT : Dans le cas d'un BJT le champ électrique induit par le signal de commande place brusquement la jonction BE en polarisation directe. Le temps de retard $t_{d_{ON}}$ est donc le laps de temps nécessaire à l'agencement des porteurs de charges permettant à la jonction BE de devenir suffisamment passante pour que des premiers porteurs de charges de l'émetteur puissent s'écouler dans la base ; ajouté au laps de temps nécessaire pour que ceux-ci atteignent la jonction CB. A ce moment, un courant électrique commence à s'établir dans le circuit.

MOSFET : Dans le cas d'un MOSFET, le champ électrique induit par le signal de commande engendre le déplacement des charges vers la zone du futur canal conducteur, provoquant d'abord progressivement l'apparition d'une *zone de déplétion*, qui devient ensuite progressivement une *zone d'inversion*. Le temps de retard $t_{d_{ON}}$ est donc le laps de temps nécessaire à l'agencement des porteurs de charges permettant l'apparition d'une « première » *zone d'inversion* permettant l'établissement d'un courant électrique.

JFET : Dans le cas d'un JFET, le champ électrique induit par le signal de commande modifie brusquement la polarisation inverse de la jonction GS (et GD). Le temps de retard $t_{d_{ON}}$ est donc le laps de temps nécessaire à la modification de l'agencement des porteurs de charges vers le nouvel état d'équilibre des *zones de déplétion* des jonctions GS et GD. Le $t_{d_{ON}}$ d'un JFET est donc pratiquement inexistant.

5.5.2.1.2 Temps de montée t_r (*rise time*)

Si le courant électrique commence avec l'écoulement des premiers porteurs de charges, il ne sera cependant « complètement » établi que lorsqu'ils seront suffisamment nombreux pour engendrer un courant d'une intensité égale à $I_{TR_{ON}}$.

Ainsi, après le temps de retard $t_{d_{ON}}$, on observe une augmentation progressive ^[13] du courant pendant une durée appelée *temps de montée (rise time)*, correspondant à la durée de la phase transitoire nécessaire à la généralisation de l'agencement des charges nécessaires à l'établissement de la « totalité » du canal conducteur ^[14].

5.5.2.1.3 Effet de la sursaturation

$t_{d_{ON}}$ et t_r , donc t_{ON} , diminue lorsque l'on accentue la *sursaturation*, puisque le champ électrique qui génère l'agencement des charges, permettant de former le canal conducteur, est plus intense.

La *sursaturation* permet donc de rendre les fronts de commutation OFF vers ON plus raides.

¹³ ... sensiblement linéaire dans le cas d'une charge résistive.

¹⁴ Ce qui revient à parler de charge des capacités de jonctions.

5.5.2.1.4 Durée de commutation OFF/ON : t_{ON}

La durée de commutation de OFF vers ON est donc : $t_{ON} = t_{d_{ON}} + t_r$.

Pour des transistors « petits signaux » courants, utilisés avec une *sursaturation* soutenue, la durée t_{ON} est de l'ordre de 100 ns pour un BJT, tandis qu'elle est de l'ordre de 10 ns pour un FET. Cependant, il est important de noter que t_{ON} est plus élevé pour les transistors de plus forte puissance. Ainsi, le $t_{ON_{max}}$ d'un BS170 est de 10 ns, tandis qu'il est de 100 ns pour un IRF530.

5.5.2.2 Temps de suppression du canal conducteur

Pour que l'état OFF puisse exister, il faut qu'il n'y ait plus de canal de conduction. t_{OFF} est donc la durée nécessaire à la suppression du canal conducteur.

Lors de l'application du signal de commande à l'état OFF, la modification de polarisation engendre la modification progressive de l'agencement des charges vers le nouvel état d'équilibre permettant la disparition du canal conducteur.

5.5.2.2.1 Temps de retard $t_{d(OFF)}$ (OFF delay time) ou Temps de stockage t_s (storage time)

En cas de *sursaturation*, l'état de conduction induit par le signal de commande à l'« état ON » dépasse le minimum requis pour assurer le courant I_{ON} . Par conséquent, lorsque le signal de commande passe à « l'état OFF », l'état de conduction reste encore suffisant pour assurer le courant I_{ON} pendant un laps de temps appelé *temps de retard* ^[15], durée nécessaire pour atteindre un état de conduction insuffisant pour assurer la « totalité » du courant I_{ON} . Le courant du transistor I_{TR} reste donc à sa valeur I_{ON} pendant $t_{d_{OFF}}$.

Le temps de retard $t_{d_{OFF}}$ augmente donc en cas de *sursaturation* plus soutenue.

BJT : Dans le cas d'un BJT, une plus forte polarisation de la jonction BE engendre une plus grande injection de charges dans la base. Au *seuil de saturation*, le courant d'émetteur est « juste » suffisant pour assurer le courant I_{ON} . Ainsi, en cas de *sursaturation*, l'excédent de charges injectées par l'émetteur engendrent une accumulation de charges excédentaires dans la base. Lorsque le signal de commande passe à « l'état OFF », cette charge supplémentaire provoque le maintien du courant à sa valeur I_{ON} pendant $t_{d_{OFF}}$ (t_s), durée nécessaire pour l'évacuer.

¹⁵ appelé *temps de stockage* dans le cas d'un BJT, puisque le phénomène est ici lié aux charges excédentaires accumulées dans la base.

FET : Dans le cas d'un FET, une plus forte polarisation engendre une plus grande largeur du canal conducteur. Au *seuil de saturation*, le canal est à la limite du *pincement*. Par contre, en cas de *sursaturation*, la largeur du canal est plus éloignée de celle à laquelle apparaît le « pincement ». Lorsque le signal de commande passe à « l'état OFF », cet « excédent de largeur » provoque le maintien du courant à sa valeur I_{ON} pendant t_{dOFF} (t_s), durée nécessaire pour atteindre la largeur à laquelle apparaît le « pincement ».

5.5.2.2.2 Temps de descente t_f (fall time)

A partir de l'instant où l'état de conduction devient insuffisant pour assurer le courant I_{ON} , on observe une diminution progressive^[16] du courant pendant une durée appelée *temps de descente (fall time)*, correspondant à la durée de la phase transitoire nécessaire à la généralisation de l'agencement des charges nécessaire à la suppression de la « totalité » du canal conducteur^[17].

BJT : t_f est la durée nécessaire pour « vider la base » et modifier l'agencement des porteurs de charges permettant à la jonction BE de devenir bloquante.

MOSFET : t_f est la durée nécessaire à la modification de l'agencement des porteurs de charges permettant la suppression de toute la *zone d'inversion*.

JFET : t_f est la durée nécessaire à la modification de l'agencement des porteurs de charges permettant d'atteindre des *zones de déplétion* des jonctions qui « se touchent ».

5.5.2.2.3 « Sur-polarisation » à l'état OFF

t_{OFF} diminue si l'on applique une plus forte polarisation à l'état OFF, puisque le champ électrique est plus intense. Pour rendre les fronts de commutation ON vers OFF plus raides, il est donc profitable d'appliquer une tension de commande négative lors du blocage d'un transistor.

Rappelons cependant que l'application d'une tension de commande négative a pour effet d'accroître le temps de retard t_{dON} , lequel reste toutefois négligeable le plus souvent.

Notons que, dans le cas d'un BJT, comme t_{OFF} dépend essentiellement de la vitesse à laquelle on « vide » la base (I_{BOFF}), t_{OFF} diminue également si la valeur de R_B diminue.^[18]

¹⁶ ... sensiblement linéaire dans le cas d'une charge résistive.

¹⁷ Ce qui revient à parler de décharge des capacités de jonctions.

¹⁸ On peut également utiliser un condensateur dit « accélérateur ». Ce condensateur, disposé en parallèle sur la résistance de base, permet non seulement de créer une tension de commande de base négative (même lorsque $V_{cmd_L} = 0$), mais réduit en outre « l'impédance » du circuit de base (un front est équivalent à la superposition de composantes sinusoïdales de hautes fréquences), augmentant ainsi le courant de base lors de chaque commutation, ce qui réduit à la fois t_{ON} (sursaturation plus soutenue) et t_{OFF} . Par contre, aux états ON et OFF établis, le condensateur « accélérateur » n'a plus d'effet, ce qui limite la consommation du circuit de commande et diminue le

Notons également qu'il faut prendre garde au fait que le seuil Zéner de la jonction BE d'un BJT est assez faible (souvent inférieure à 10 V).

5.5.2.2.4 Durée de commutation ON/OFF : t_{OFF}

La durée de commutation de ON vers OFF est donc : $t_{OFF} = t_{d_{OFF}} + t_f$

Pour des transistors « petits signaux » courants, la durée t_{OFF} est de l'ordre de quelques centaines de ns pour un BJT, tandis qu'elle est de l'ordre de 10 ns pour un FET. Cependant, il est important de noter que t_{OFF} est plus élevé pour les transistors de plus forte puissance.

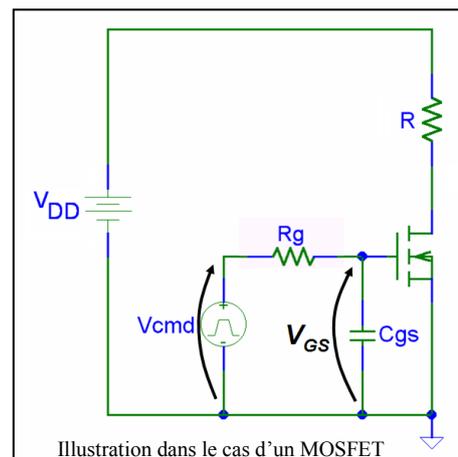
Remarque : Comme dans le cas d'une diode en commutation, t_{OFF} est supérieur à t_{ON} , suite à la relative lenteur du phénomène de « recouvrement inverse ».

5.5.2.3 Effet de la capacité d'entrée d'un FET ou d'un IGBT

En utilisation en « interrupteur », la capacité d'entrée C_{in} impose l'ajout d'une résistance de grille R_G ^[19], afin de limiter le courant de grille I_G lors des commutations, en cas de risque de dysfonctionnement, voire de destruction de la source de commande.

Le couple R_G-C_{in} est alors responsable d'un retard à la commutation du transistor, puisque, lors des commutations du signal de commande V_{cmd} , il faut attendre la charge/décharge suffisante du condensateur d'entrée avant que la tension de commande propre du transistor V_{GS} atteigne « son » niveau de commutation.

Pour augmenter les vitesses de commutations, on peut ainsi avoir recours à des circuits de commande de grille assez complexes.

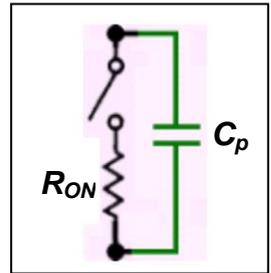


temps de stockage (sursaturation plus faible avant le passage ON vers OFF). Le condensateur « accélérateur » permet donc de réduire fortement les durées de commutations tout en limitant la puissance de commande nécessaire. Notons cependant que la source de commande doit être capable de fournir les pointes de courants transitoires induites par la présence du condensateur « accélérateur ».

¹⁹ La résistance interne de la source de commande peut éventuellement suffire.

5.5.2.4 Effet de la capacité de sortie d'un transistor

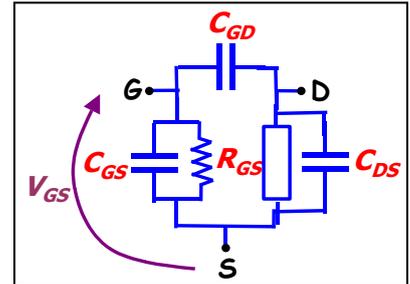
Lors de l'analyse des transitions entre états ON et OFF, il faut tenir compte de l'effet du condensateur parasite présent entre les 2 bornes principales du transistor.



5.5.2.5 Effet de la capacité entrée-sortie d'un transistor

Dans le modèle complet d'un transistor apparaît également un condensateur entre le « côté entrée » et le « côté sortie » du transistor.

Ce condensateur sera responsable de légères perturbations parasites du signal de sortie lors des variations du signal de commande.



5.5.3 Pertes de commutation

Lors des commutations, le passage d'un état à l'autre n'étant pas immédiat, une plus forte puissance instantanée $P_{TR} = V_{TR} \cdot I_{TR}$ est dégagée dans le transistor.

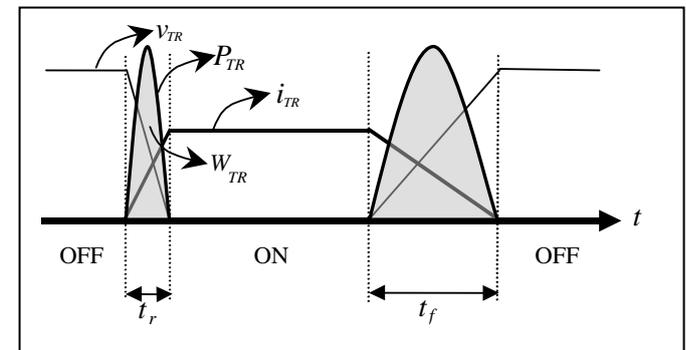
En admettant une évolution linéaire du courant I_{TR} lors des commutations (valable en cas de charge résistive), cette puissance instantanée est maximale au milieu de chaque intervalle $t_{r/f}$ et vaut :

$$\left(P_{TR,t_r}\right)_{\max} \approx \frac{E_{CC} \cdot I_{ON}}{4}$$

Et, l'énergie perdue dans le transistor pendant chaque intervalle $t_{r/f}$ vaut : $W_{t_{r/f}} \approx \frac{E_{CC} \cdot I_{ON} \cdot t_{r/f}}{6}$

Si le signal de commande du transistor est périodique de fréquence f , les pertes de commutation

sont donc données par : $P_{com_{moy}} = \frac{W_{commutation_T}}{T} = \frac{W_{t_r} + W_{t_f}}{T}$ soit : $P_{com_{moy}} \approx f \cdot \frac{E_{CC} \cdot I_{ON} \cdot (t_r + t_f)}{6}$



Notons que les *pertes de commutation* augmentent avec la fréquence. Un échauffement considérable du transistor peut ainsi survenir dans une application de commutation, et un « refroidisseur » (+ ventilation éventuelle ^[20]) peut alors être indispensable.

Remarquons qu'une entrée en oscillation (provoquée par une rétroaction positive engendrée par des capacités parasites) peut donc provoquer des pertes de commutation destructrices !

5.6 Pertes dans un transistor en commutation

Si le signal de commande du transistor est périodique de fréquence f , les pertes totales dans le

$$P_{TR_{\text{moy}}} \approx \underbrace{\delta \cdot V_{TR_{ON}} \cdot I_{ON}}_{P_{TR_{\text{conduction}}}} + f \cdot \underbrace{\frac{E_{CC} \cdot I_{ON} \cdot (t_r + t_f)}{6}}_{P_{TR_{\text{commutation}}}}$$

5.6.1 En « basses » fréquences

Lorsque t_r et $t_f \ll T$, les *pertes de commutation* sont négligeables devant les *pertes de conduction*, et les pertes dans le transistor dépendent alors essentiellement des pertes à l'état ON $P_{TR_{ON}}$.

En « basses » fréquences, les pertes et donc l'échauffement d'un transistor en commutation sont ainsi le plus souvent négligeables et ne constituent que rarement un élément de choix du transistor à utiliser.

5.6.2 En « hautes » fréquences

En « hautes » fréquences, les *pertes de commutation* ne sont plus négligeables, voire même prépondérantes, et les pertes dans le transistor deviennent alors d'autant plus importantes que la fréquence est élevée. Un échauffement considérable du transistor peut ainsi survenir dans une application de commutation, et un « radiateur » peut alors être indispensable.

²⁰ Cas du système de refroidissement du processeur d'un PC notamment.

6 Amplification à transistors

Dans ce chapitre, nous allons étudier comment il est possible de réaliser la fonction d'amplification à l'aide d'un transistor.

En électronique, une telle fonction va permettre d'**amplifier** un signal ^[1], soit pour permettre la commande d'un actionneur requérant de la puissance ^[2], proportionnellement à ce signal, soit pour faciliter ou améliorer le « traitement » ou le « transport » de signaux de trop faibles amplitudes ^[3].

Il est possible de concevoir des amplificateurs utilisant des BJT, des JFET ou encore des MOSFET. Les principes de fonctionnement sont similaires, mais les caractéristiques sont différentes : un amplificateur à BJT permettra d'obtenir de meilleurs gains en tension, tandis qu'un amplificateur à FET aura une plus forte résistance d'entrée.

Dans la suite de ces notes, nous analyserons les concepts des amplificateurs dans le cas d'amplificateurs utilisant des BJT.

Objectifs de ce chapitre :

Après l'étude de ce chapitre, vous devriez être en mesure de :

- expliquer le principe de l'amplification et expliquer comment il est possible de réaliser cette fonction d'amplification à l'aide d'un transistor.
- donner les 2 types fondamentaux d'amplificateurs (... *amplificateur de tension (préamplificateur) et amplificateur de puissance*) et discuter de leur rôle respectif.
- expliquer l'intérêt du régime de polarisation (*point de repos*) d'un montage amplificateur et, expliquer l'intérêt d'utiliser le montage de polarisation *par pont diviseur de tension*, plutôt que le montage de polarisation *de base* (c.à.d. discuter de la stabilisation du point Q).
- expliquer et justifier le rôle de chaque composant d'un montage amplificateur (... *résistance de stabilisation du gain et les condensateurs de liaisons et de découplage, ...*).
- comprendre et appliquer le concept d'étude en régime continu (DC) et en régime alternatif (AC).
- déterminer et justifier le modèle AC d'un transistor bipolaire.
- déterminer et expliciter les caractéristiques AC d'un montage amplificateur : *résistance d'entrée, gains en tension et en courant, résistance de sortie, bande passante*.
- expliquer le principe et l'intérêt de l'amplificateur de puissance à collecteur commun et analyser ses caractéristiques.
- comprendre le concept des amplificateurs « push-pull ».

¹ Signaux de faibles niveaux issus de capteurs (microphone, sonde de température, de pression, ...).

² Haut-parleurs, moteurs, ...

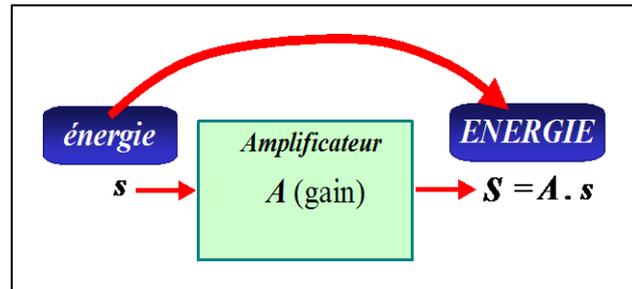
³ Exemples : amplification de signaux afin d'utiliser correctement la *dynamique d'entrée* d'un ADC (Analog Digital Converter), pour réduire l'influence des signaux parasites captés par le câble de liaison entre un capteur et l'électronique de traitement, ...

6.1 Notion d'amplification

6.1.1 Qu'est-ce qu'un amplificateur ? ... Objectif de l'amplification

Un amplificateur est un organe

- ◆ dont la grandeur de sortie S est :
 - proportionnelle à la grandeur d'entrée s
 - plus grande que la grandeur d'entrée s
 - ☛ notion de « *gain* »
 - de même nature que la grandeur d'entrée s



- ◆ dont l'énergie de sortie est plus importante qu'en entrée

L'objectif premier de l'amplification est ainsi de parvenir à commander un « actionneur » nécessitant une certaine énergie, à l'aide d'un signal de commande de plus faible énergie et ce, de manière linéaire.

Analyse de cas

S'il existe toute une série de dispositifs (qu'ils soient électriques, mécaniques, etc ...) capables d'obtenir en sortie une grandeur proportionnelle au stimulus d'entrée et de même nature, tous ne sont pas des « amplificateurs ». C'est le cas notamment des dispositifs suivants :

- le levier, qui permet d'avoir en sortie un effort plus important que celui appliqué à l'entrée, ou bien un déplacement plus important qu'en entrée.
- le transformateur, qui permet de multiplier ou diviser la tension d'entrée ou bien le courant.

Si dans chacun de ces cas, la variable de sortie est bien proportionnelle au stimulus d'entrée et de même nature, il est important de remarquer qu'il n'y a **pas d'augmentation d'énergie** (il y a ici conservation d'énergie^[4]). En effet :

- dans le cas du levier, il y a conservation du produit $F \cdot d$
- dans le cas du transformateur, il y a conservation du produit $U \cdot I$

Il n'en est pas de même pour les dispositifs suivants dans lesquels il y a cette fois **augmentation d'énergie**, en plus d'un signal de sortie proportionnel au stimulus d'entrée et de même nature. On peut ici parler d'« **amplificateurs** ».

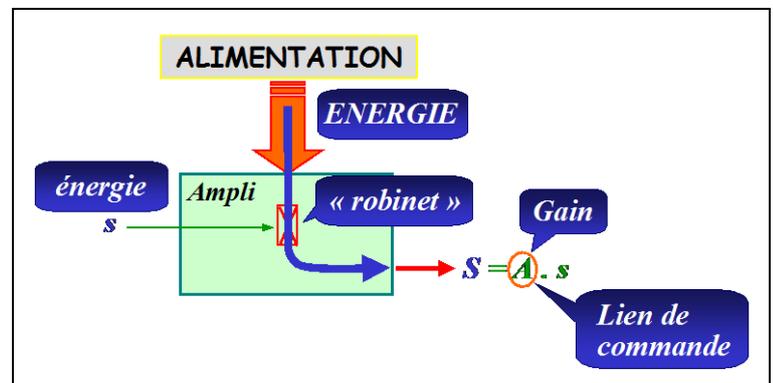
⁴ En négligeant les pertes évidemment.

- La direction assistée. Le couple appliqué aux roues est commandé linéairement par le couple appliqué au volant, mais la plus grosse partie de l'effort est prise en charge par un dispositif hydraulique. Il y a donc non seulement un « gain » en couple, mais également un « gain » d'énergie. La source d'énergie est ici une pompe qui met les circuits sous pression. L'énergie nécessaire pour cela est développée par le moteur qui actionne la pompe ... Le moteur puise son énergie du carburant, ..., soleil ... « big-bang » !
- L'amplificateur électronique. Par exemple, le faible signal tension issu d'un microphone va commander linéairement (Hi-Fi) un haut-parleur. L'énergie nécessaire est ici puisée dans une source d'énergie de nature électrique (piles, batterie de voiture, alimentation issue du secteur, ...).

6.1.2 Principe de l'amplification

Dans un « amplificateur », on trouve en sortie une énergie supérieure à celle fournie à l'entrée. Puisqu'il n'y a pas de génération spontanée d'énergie, un « amplificateur » ne pourra donc fonctionner que s'il comporte une source d'énergie, appelée « alimentation ».

Ainsi, si vu de l'extérieur le signal d'entrée s semble être amplifié par l'amplificateur ($S = A \cdot s$), en réalité, **le signal d'entrée s commande un transfert d'énergie de l'alimentation vers la sortie, à l'aide d'un « robinet ».**



Il est à remarquer que :

- ◆ Le signal de sortie S est en réalité issu de l'alimentation.
- ◆ Etant donné que $S = A \cdot s$, le coefficient A sera appelé « gain », alors que physiquement il correspond au « lien de commande » du transfert d'énergie.
- ◆ L'amplificateur sera efficace si le coefficient A est constant (c.à.d. si la commande du transfert d'énergie s'effectue linéairement) et connu avec précision.
- ◆ Il faut un élément capable de remplir la fonction de « robinet électronique » ... En électronique, c'est ici qu'intervient le transistor.
- ◆ En électronique, le signal ^[5] s est soit une tension (on parle alors de « gain en tension » : $A_v = \frac{v_o}{v_i}$), soit un courant (on parle alors de « gain en courant » : $A_i = \frac{i_o}{i_i}$). Rappelons que lors du processus d'amplification, il y a également un « gain en puissance » : $A_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{v_o \cdot i_o}{v_i \cdot i_i} = A_v \cdot A_i \gg 1$

⁵ Pour rappel, on entend par « signal » une grandeur porteuse d'information.

6.2 Types et structures fondamentales des amplificateurs

6.2.1 Types d'amplificateurs

Il y a deux types principaux d'amplificateurs : l'**amplificateur de tension** ou **préamplificateur** ^[6] et l'**amplificateur de puissance** ^[7].

Si tous les deux offrent plus d'énergie en sortie qu'en entrée, et sont donc bien à ce titre des « amplificateurs », la vocation du premier est d'abord d'amplifier la tension, tandis que l'objectif essentiel du second est d'amplifier la puissance sans modifier la tension (il amplifie donc le courant).

En pratique, les signaux issus de capteurs divers sont souvent des tensions. Ainsi, dans une chaîne d'amplification typique, le premier étage est le plus souvent un étage « amplificateur de tension », afin d'amener l'amplitude du signal tension à un niveau suffisant, avant « d'attaquer » un étage « amplificateur de puissance », permettant alors de fournir ce signal tension à une charge de faible impédance, soit avec une plus grande puissance ^[8].

6.2.2 Structures fondamentales des amplificateurs

Il est possible de définir 3 types de structure pour les amplificateurs, selon la broche du transistor qui est « commune » entre l'entrée et la sortie (en régime alternatif) :

- **Structure « émetteur commun »**, lorsque la broche commune est l'émetteur. L'entrée se fait sur la base et la sortie est prise au collecteur. Cette structure offre un gain en tension, une impédance d'entrée et une impédance de sortie de valeurs intéressantes. Cette structure est la plus utilisée en amplification de tension.
- **Structure « collecteur commun »**, lorsque la broche commune est le collecteur. L'entrée se fait sur la base et la sortie est prise à l'émetteur. Cette structure est utilisée en amplification de puissance, car il offre une faible impédance de sortie, mais un gain unitaire.
- **Structure « base commune »**, lorsque la broche commune est la base. L'entrée se fait sur l'émetteur et la sortie est prise au collecteur ^[9]. Cette structure est utilisée en amplification de tension lorsque de meilleures caractéristiques de réponse en fréquence sont requises, mais au détriment d'une plus faible valeur de l'impédance d'entrée.

⁶ ... utilise le plus souvent un amplificateur de classe A à structure en « émetteur commun » ou un montage différentiel (cas d'un *amplificateur opérationnel*).

⁷ ... utilise le plus souvent un amplificateur de classe B (AB) et parfois un amplificateur de classe A à structure en « collecteur commun »).

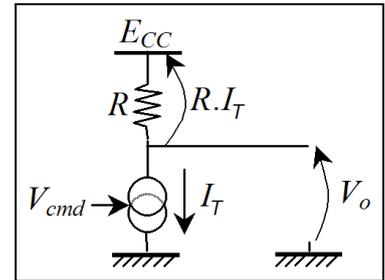
⁸ C'est le cas notamment d'une chaîne d'amplification HIFI, dans laquelle l'étage amplificateur de tension amène les quelques dizaines de millivolts d'un microphone, par exemple, à un niveau de quelques volts ou dizaines de volts, mais sans grande capacité de puissance, avant « d'attaquer » l'étage amplificateur de puissance, afin d'accroître considérablement cette capacité en puissance, permettant alors « d'attaquer » les haut-parleurs, charges réclamant une forte puissance (faible impédance (quelques Ohms) et « forte » tension (quelques volts à quelques dizaines de volts)).

⁹ Le cas d'un montage avec entrée au collecteur n'existe pas car le signal d'entrée doit piloter l'attaque du transistor, laquelle s'opère entre base et émetteur.

6.3 Amplificateur de tension « classe A » ^[10]

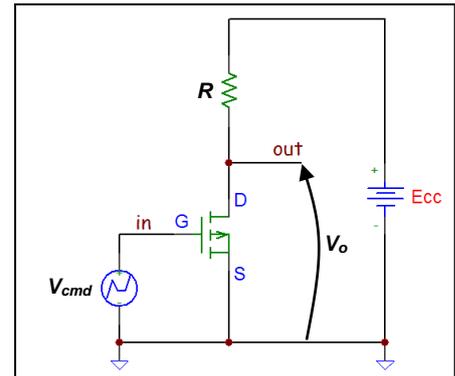
6.3.1 Principe

Puisqu'un transistor permet de réaliser un « robinet électronique » contrôlant le courant I_T fourni par la source d'alimentation E_{CC} , on place la résistance R afin d'engendrer une tension de sortie contrôlable par le transistor ($V_o = E_{CC} - R \cdot I_T$)



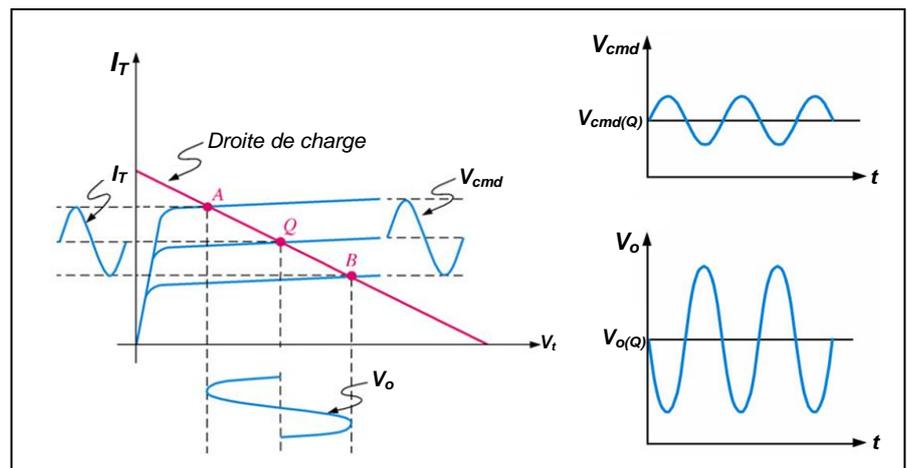
Le signal d'entrée (V_{cmd}) peut ainsi contrôler la tension de sortie puisque $I_T = f(V_{cmd})$.

Ainsi, si le signal d'entrée (V_{cmd}) varie, le signal de sortie varie « proportionnellement », mais avec une amplitude plus importante. On obtient donc une **fonction d'amplification**. Cette fonction ne peut cependant se définir qu'entre les variations du signal d'entrée et les variations du signal de sortie et non sur leur valeur absolue.



Dans le montage étudié au cours, lorsque la tension de commande V_{cmd} varie entre 1,47 V et 1,57 V, la tension de sortie V_o varie entre 10,9 V et 6,7 V. Le « gain » en tension est ainsi de :

$$A_v = \frac{\Delta v_o}{\Delta v_i} = -42$$



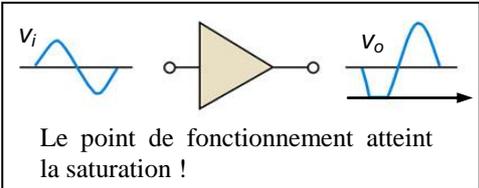
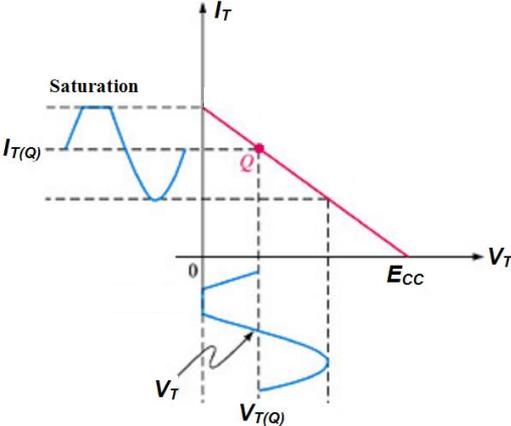
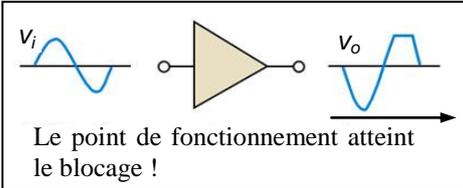
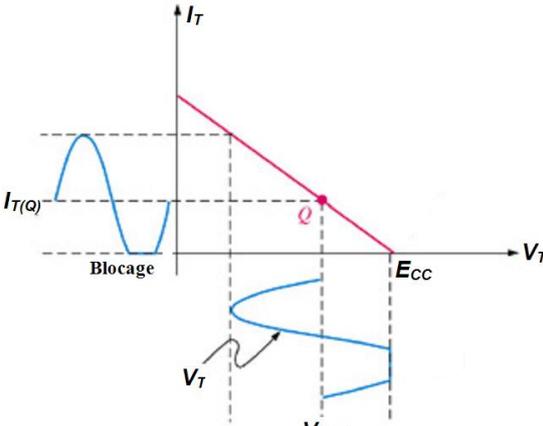
Il est à remarquer que :

- ◆ L'effet « amplificateur » provient du fait qu'une faible variation de la tension de commande engendre une forte variation de la « conduction » du « robinet électronique » qu'est le transistor.
- ◆ Le fonctionnement « amplificateur » n'est possible qu'en régime linéaire du transistor, puisque l'état de conduction du transistor doit être dépendant du signal de commande.
- ◆ Le montage utilisé en pratique est sensiblement différent de celui analysé ici, afin d'optimiser les performances de l'amplificateur. Seul le principe de fonctionnement est conservé.
- ◆ Le transistor utilisé peut être un MOSFET ou un BJT (Même principe de fonctionnement).

¹⁰ On entend par « amplificateur classe A » un amplificateur dont le transistor travaille continuellement en régime linéaire (il amplifie autant les alternances positives que négatives).

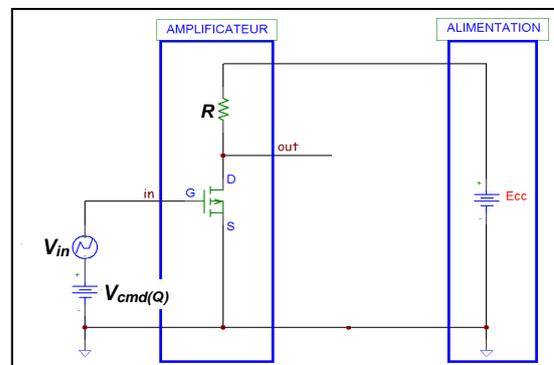
6.3.2 Point de repos Q

Puisque le courant de collecteur d'un transistor ne peut varier qu'entre $I_{T_{MIN}} = 0$ et $I_{T_{MAX}} \approx E_{CC}/R$ [11], le montage amplificateur doit être tel que l'intensité du courant présumé reste confinée entre ces deux bornes pour toute valeur du signal d'entrée à amplifier ... sans quoi le signal de sortie V_o sera tronqué !

 <p>Le point de fonctionnement atteint la saturation !</p> <p>Si V_{cmd} est tel que $V_T < V_{T_{coude}}$, le transistor fonctionne en saturation et on a alors :</p> $\begin{cases} I_T = I_{T_{MAX}} \approx E_{CC}/R \\ V_o = V_{o_{min}} = E_{CC} - R \cdot I_C \approx 0 \end{cases}$  <p>Point de repos (Q) choisi trop près de la saturation.</p>	 <p>Le point de fonctionnement atteint le blocage !</p> <p>Si $V_{cmd} < V_{seuil OFF}$, le transistor fonctionne au blocage et on a alors :</p> $\begin{cases} I_T = I_{T_{MIN}} = 0 \\ V_o = V_{o_{max}} = E_{CC} - R \cdot I_T = E_{CC} \end{cases}$  <p>Point de repos (Q) choisi trop près du point de blocage.</p>
---	---

Si le signal d'entrée v_{in} à amplifier est susceptible d'engendrer le blocage du transistor, on lui ajoute une tension de repos continue V_{cmd_Q} (figure ci-contre).

On appelle alors « **point de repos (Q)** » le point de fonctionnement imposé au repos (c.à.d. lorsque $v_{in} = 0$) par la source de polarisation continue.

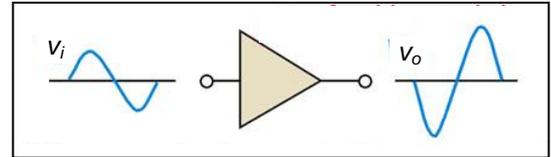


¹¹ Pour rappel, en régime linéaire le modèle d'un transistor bipolaire est un injecteur de courant pouvant aller de 0 à

$$I_{C_{sat}} \approx \frac{E_{CC}}{R}.$$

Selon le théorème de superposition, lorsque le signal d'entrée v_{in} est alors appliqué, le point de fonctionnement du transistor oscille autour de ce « point de repos » : v_{in} oscille autour de V_{cmd_Q} , produisant une oscillation de V_{GS} autour de V_{GS_Q} , ce qui engendre une oscillation de I_T autour de I_{T_Q} , produisant ainsi finalement une oscillation de la tension V_T , soit de la tension de sortie, autour de sa valeur de repos V_{T_Q} .

Si le « point de repos » est judicieusement choisi, le courant du transistor (et donc V_o) peut varier sans atteindre ni le blocage, ni la saturation.



Choix de la position du point de repos Q

Etant donné ce qui vient d'être dit, le choix de la position du point de repos Q ^[12] s'effectue en fonction des variations maximales désirées en sortie de l'amplificateur, ce que l'on appelle « dynamique de sortie ».

En effet, les variations maximales possibles de la tension de sortie d'un amplificateur de point de repos donné (V_{T_Q}, I_{T_Q}) sont :

$$\begin{cases} (\Delta V_o)_+ \approx V_{R_Q} = R \cdot I_{T_Q} = E_{CC} - V_{T_Q} & \text{(limite du blocage)} \\ (\Delta V_o)_- \approx -(V_{T_Q} - V_{T_{coude}}) & \text{(limite de la saturation)} \end{cases} \quad [13]$$

Ainsi, par exemple, si l'on désire réaliser un amplificateur devant amplifier un signal alternatif pouvant aller jusqu'à 4 V de crête en sortie, il faut choisir un point de repos respectant les

conditions suivantes :

$$\begin{cases} V_{T_Q} > 4 \text{ V} + V_{T_{coude}} \\ V_{T_Q} < E_{CC} - 4 \text{ V} \quad \text{et} \quad I_{T_Q} > \frac{4 \text{ V}}{R} \end{cases}$$

¹² « Q » du terme anglais « Quiet » (repos)

¹³ Relations déduites directement de l'observation du montage (Mathématiquement : Puisque $V_o = V_T = V_{T_Q} + \Delta V_o$, lorsque la saturation est atteinte, on a : $V_T = V_{T_{coude}} \Rightarrow \Delta V_o = -(V_{T_Q} - V_{T_{coude}})$. De même, lorsque le blocage est atteint, on a : $V_T = E_{CC} \Rightarrow \Delta V_o = E_{CC} - V_{T_Q} = V_{R_Q}$.

6.3.3 Montage de polarisation

L'objectif du montage dit « de polarisation » est d'obtenir et maintenir un point de repos Q suffisamment proche du point de repos désiré (« *Stabilité du point de repos* » suffisante).

Étant donné la grande précision des résistances et des sources d'alimentation, les seuls paramètres susceptibles de provoquer une fluctuation significative du point Q sont ceux du transistor ^[14] car ils sont sujet à une forte dispersion de caractéristiques et très dépendant des variations de température.

Nous allons montrer qu'un montage simple, dit à « *polarisation de base* », ne permet pas d'atteindre cet objectif, et qu'il est donc nécessaire de recourir à un montage de polarisation particulier, dont un cas classique est le montage de polarisation dit « *par pont diviseur de tension* ».

6.3.3.1 « Polarisation de base »

Dans ce type de montage, on peut écrire : $V_{T_Q} = E_{CC} - R \cdot I_{T_Q}$

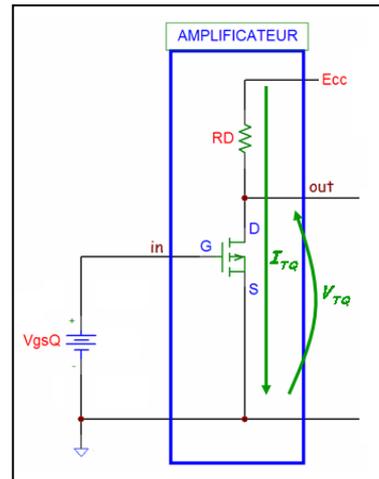
$$\Rightarrow \Delta V_{T_Q} = R \cdot \Delta I_{T_Q} \text{ et la stabilité du point Q est donc donnée par : } \frac{\Delta V_{T_Q}}{V_{T_Q}} = \frac{E_{CC} - V_{T_Q}}{V_{T_Q}} \cdot \frac{\Delta I_{T_Q}}{I_{T_Q}}$$

6.3.3.1.1 Cas d'un MOSFET (« Polarisation de grille »)

Dans ce montage, on a : $I_{T_Q} = k \cdot (V_{GS_Q} - V_{GS_{th}})^2$

Le paramètre « *k* » étant lié à des paramètres géométriques, sa valeur est relativement bien maîtrisée. Par contre, le paramètre « $V_{GS_{th}}$ » étant lié aux dopages, sa valeur est fortement dispersée. Comme la valeur de V_{GS_Q} est bien maîtrisée, la stabilité du courant de repos I_{T_Q} est essentiellement dépendante de $V_{GS_{th}}$:

$$\frac{\Delta I_{T_Q}}{I_{T_Q}} \approx \frac{2}{\left(\frac{V_{GS_Q}}{V_{GS_{th}}} - 1\right)} \cdot \frac{\Delta V_{GS_{th}}}{V_{GS_{th}}}$$



Étant donné que la dispersion de $V_{GS_{th}}$ est de l'ordre de 50 % et que V_{GS_Q} est proche de $V_{GS_{th}}$, l'instabilité du point Q est de plusieurs centaines de pourcents ! ^[15] Le montage à *polarisation de*

¹⁴ Essentiellement β_s (mais aussi V_{BE}) dans le cas d'un BJT, essentiellement $V_{GS(th)}$ dans le cas d'un MOSFET à enrichissement.

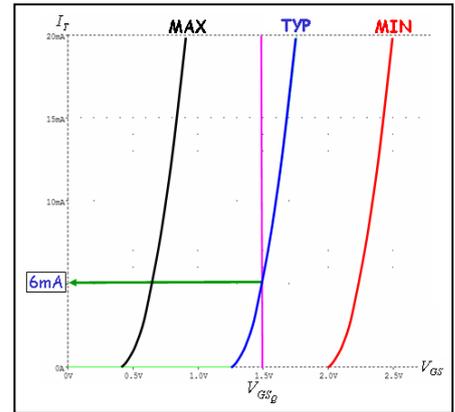
¹⁵ Dans l'exemple analysé au cours : $E_{CC} = 15V$, $V_{T_Q} = 9V$, transistor BS170 : $V_{GS_{th}} = 1,2V$ et $\Delta V_{GS_{th}} / V_{GS_{th}} \approx 60\%$,

$$V_{GS_Q} = 1,5V \Rightarrow \frac{\Delta I_T}{I_T} \approx \frac{2 \cdot 60\%}{\left(\frac{1,5V}{1,2V} - 1\right)} \approx 500\% ! \Rightarrow \frac{\Delta V_{T_Q}}{V_{T_Q}} \approx \frac{15V - 9V}{9V} \cdot 500\% \approx 300\% !$$

base est donc incapable d'assurer une stabilité suffisante au point Q et, il n'est donc pas utilisé en fonctionnement « amplificateur ».

La résolution graphique du montage (ci-contre) illustre bien cette forte instabilité du point de repos.

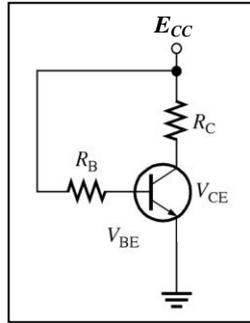
On observe que, outre la très mauvaise maîtrise du point Q, il est même possible d'avoir saturation ou blocage du transistor !!!



6.3.3.1.2 Cas d'un BJT

Dans ce montage, on a :

$$I_{T_Q} = \beta_s \cdot I_{B_Q} = \beta_s \cdot \frac{E_{CC} - V_{BE_Q}}{R_B}$$



La valeur de la tension « V_{BE} » étant liée à la nature des matériaux, sa valeur est relativement bien maîtrisée et ses faibles fluctuations sont de toute manière masquée par la valeur importante du terme E_{CC} . Par contre, le paramètre « β » étant lié aux dopages, sa valeur est fortement dispersée. La stabilité du courant de repos I_{T_Q} est donc essentiellement dépendante du gain en courant

$$\text{statique } \beta_s : \frac{\Delta I_{T_Q}}{I_{T_Q}} \approx \frac{\Delta \beta_s}{\beta_s} \quad [16]$$

Etant donné que la dispersion de β_s est de l'ordre de 50 %, le montage à polarisation de base est incapable d'assurer une stabilité suffisante au point Q et, il n'est donc pas utilisé en fonctionnement « amplificateur ». ^[17]

6.3.3.2 « Polarisation par pont diviseur de tension »

La structure classique du montage utilisé pour la polarisation d'un transistor utilisé en régime linéaire est celle représentée ci-dessous, mais il en existe d'autres variantes.

Dans ce type de montage, on peut écrire : $V_{T_Q} = E_{CC} - R_{Tot} \cdot I_{T_Q}$ avec R_{Tot} = somme des 2 résistances

$$\Rightarrow \Delta V_{T_Q} = R_{Tot} \cdot \Delta I_{T_Q} \quad \text{« côté charge ».}$$

¹⁶ En réalité, on a : $\frac{\Delta I_{T_Q}}{I_{T_Q}} = \frac{\Delta V_{BE_Q}}{E_{CC} - V_{BE_Q}} + \frac{\Delta \beta_s}{\beta_s}$ Dans l'exemple : $\frac{\Delta I_{T_Q}}{I_{T_Q}} = \frac{50 \text{ mV}}{10 \text{ V} - 0,7 \text{ V}} + 80\% \approx 0,5\%$

¹⁷ Dans l'exemple analysé au cours : $\beta_s = 170$ à 80% près $\Rightarrow \frac{\Delta C_Q}{I_{C_Q}} \approx 80\% \Rightarrow \frac{\Delta V_{T_Q}}{V_{T_Q}} \approx \frac{15 \text{ V} - 9 \text{ V}}{9 \text{ V}} \cdot 80\% \approx 50\%$

La stabilité du point Q est donc donnée par : $\frac{\Delta V_{T_Q}}{V_{T_Q}} = \frac{R_{Tot} \cdot I_{T_Q}}{V_{T_Q}} \cdot \frac{\Delta I_{T_Q}}{I_{T_Q}}$ ou $\frac{\Delta V_{T_Q}}{V_{T_Q}} = \frac{E_{CC} - V_{T_Q}}{V_{T_Q}} \cdot \frac{\Delta I_{T_Q}}{I_{T_Q}}$

6.3.3.2.1 Cas d'un MOSFET

Dans ce type de montage, on a :

$$\begin{cases} I_{T_Q} = k \cdot (V_{GS_Q} - V_{GS_{th}})^2 \\ I_{T_Q} = \frac{V_{G_Q} - V_{GS_Q}}{R_S} \end{cases}$$

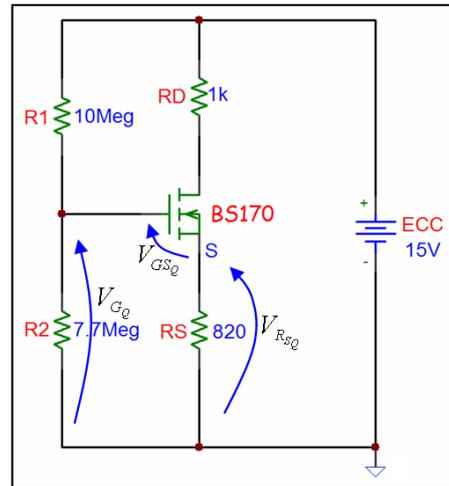
La résolution de ce système d'équations étant relativement lourd, on peut en chercher simplement la solution soit par itérations^[18], soit graphiquement (voir figure ci-dessous).

Comme la valeur de V_{G_Q} est bien maîtrisée, la stabilité du

courant de repos est donnée par : $\frac{\Delta I_{T_Q}}{I_{T_Q}} \approx \frac{\Delta V_{GS}}{V_{G_Q} - V_{GS_Q}}$

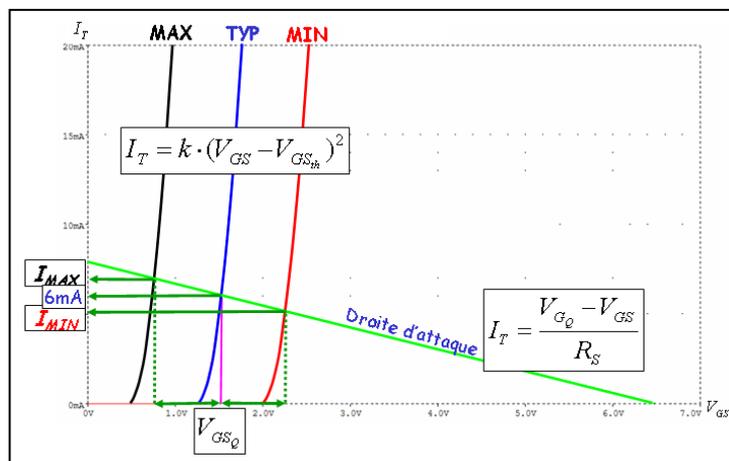
Puisque $I_{T_Q} = k \cdot (V_{GS_Q} - V_{GS_{th}})^2$, on a : $V_{GS_Q} = V_{GS_{th}} + \sqrt{\frac{I_{T_Q}}{k}}$

$\Rightarrow \Delta V_{GS_Q} \approx \Delta V_{GS_{th}}$ ^[19] car la valeur de « k » est relativement peu dispersée.



La stabilité du courant de repos I_{T_Q} peut donc être estimée par : $\frac{\Delta I_{T_Q}}{I_{T_Q}} \approx \frac{\Delta V_{GS_{th}}}{V_{G_Q} - V_{GS_Q}}$

La figure ci-contre illustre la solution graphique de l'exemple traité au cours. Contrairement au cas de la polarisation « de base », on observe que si le courant de repos I_{T_Q} tend à s'éloigner de sa valeur typique, la variation induite de la tension V_{GS_Q} est telle qu'elle engendre une opposition à cet éloignement. Cette « réaction négative », ou encore « contre-réaction », permet d'obtenir une maîtrise suffisante de la position du point de repos.^[20]



6.3.3.2.2 Cas d'un BJT

¹⁸ En sachant que, puisque le montage fonctionne en régime linéaire (« injecteur de courant ») : $V_{GS_{th}}(\text{blocage}) < V_{GS_Q} < V_{GS_{I_{max}}}$ (saturation)

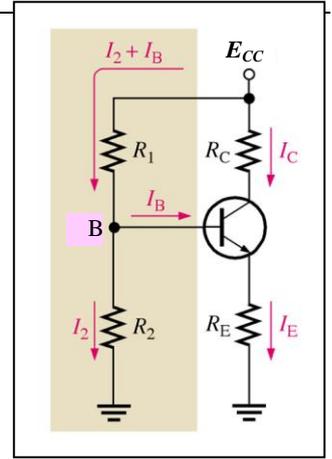
¹⁹ En réalité, on a : $\Delta V_{GS_H} = \Delta V_{GS_{th}} + \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{H}{k^3}} \cdot \Delta k$

²⁰ Dans le cas de l'exemple traité au cours : $\frac{\Delta I_{T_Q}}{I_{T_Q}} \approx \frac{0,8V}{6,5V - 1,5V} \approx 15\% \Rightarrow \frac{\Delta V_{T_Q}}{V_{T_Q}} \approx \frac{15V - 4V}{4V} \cdot 15\% \approx 40\%$

- En simplifiant le « circuit d'attaque », en utilisant le théorème de Thévenin, on peut écrire :

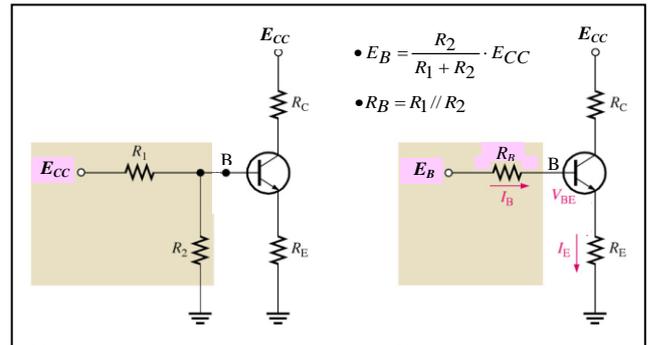
$$E_B = R_E \cdot I_E + V_{BE} + R_B \cdot I_B \text{ avec : } \left\{ \begin{array}{l} I_B = \frac{I_C}{\beta_s} \\ I_E = I_C + I_B \approx I_C \end{array} \right.$$

$$\Rightarrow I_{C_Q} = \frac{E_B - V_{BE_Q}}{R_E + R_B / \beta_s}$$



La stabilité du courant de repos I_{T_Q} peut donc être estimée par :

$$\frac{\Delta I_{C_Q}}{I_{C_Q}} = \frac{\Delta V_{BE_Q}}{E_B - V_{BE_Q}} + \frac{\Delta \beta_s / \beta_s}{1 + \beta_s \cdot R_E / R_B}$$



Comme celle du courant I_{C_Q} , cette relation

montre que la résistance R_E permet de « masquer » les fluctuations de β_s si sa valeur est suffisamment élevée devant celle de R_B / β_s . Par contre, l'influence des fluctuations de V_{BE} est plus forte que dans le cas du « montage de base », mais elle reste toutefois suffisamment faible.

Le montage de « polarisation par pont diviseur de tension » permet donc de « stabiliser » suffisamment le point de repos et il sera ainsi utilisé dans le cas d'un montage « amplificateur ».

- Dimensionnement

Dans un montage bien conçu (bonne stabilisation du point Q), on a :

$$R_B \cdot I_B \ll E_B \Rightarrow V_{B_Q} \approx E_B \Rightarrow E_B - V_{BE_Q} \approx V_{B_Q} - V_{BE_Q} = V_{E_Q}$$

et $R_E \gg \frac{R_B}{\beta_s}$

$$\Rightarrow \frac{\Delta I_{C_Q}}{I_{C_Q}} \approx \frac{\Delta V_{BE}}{V_{E_Q}} + \frac{\Delta \beta_s / \beta_s}{\beta_s \cdot R_E / R_B}$$

²¹ Exemple : $E_{CC} = 15 \text{ V}$, $R_1 = 39 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 5,6 \text{ k}\Omega$, $R_C = 1 \text{ k}\Omega$, $R_E = 180 \Omega$, $\beta_s = 170$ à 80% près, $V_{BE} = 0,65 \pm 50 \text{ mV}$

$$\Rightarrow E_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot E_{CC} = 1,88 \text{ V} \text{ et } R_B = R_1 // R_2 = 4,9 \text{ k}\Omega$$

$$\Rightarrow \frac{\Delta I_{C_Q}}{I_{C_Q}} = \frac{50 \text{ mV}}{\underbrace{1,88 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}_{\approx 4\%}} + \frac{80\%}{\underbrace{1 + 170 \cdot 180 \Omega / 4,9 \text{ k}\Omega}_{\approx 10\%}} \approx 15\% \Rightarrow \frac{\Delta V_{T_Q}}{V_{T_Q}} \approx \frac{15 \text{ V} - 8,33 \text{ V}}{8,33 \text{ V}} \cdot 15\% \approx 12\%$$

$$\text{En pratique : } \frac{\Delta I_{C_Q}}{I_{C_Q}} \approx 5 \text{ à } 10\% \Rightarrow \begin{cases} \frac{\Delta V_{BE}}{V_{E_Q}} \approx 2 \text{ à } 5\% \Rightarrow V_{E_Q} \approx \frac{50 \text{ mV}}{2 \text{ à } 5\%} \approx 1 \text{ à } 2 \text{ V} \\ \frac{\Delta \beta_s / \beta_s}{\beta_s \cdot R_E / R_B} \approx 2 \text{ à } 5\% \Rightarrow \frac{R_E}{R_B} \approx \frac{50\%}{500 \cdot 2 \text{ à } 5\%} \approx \frac{1}{50} \text{ à } \frac{1}{20} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \boxed{\begin{matrix} V_{E_Q} \approx 1 \text{ à } 2 \text{ V} \\ R_E \approx \frac{1}{50} \text{ à } \frac{1}{20} \cdot R_B \end{matrix}} \quad (\text{la stabilité augmentant en même temps que ces 2 valeurs})$$

Remarque : considérer $R_B \cdot I_B \ll E_B$ revient à écrire : $I_B \ll I_{R_{1Q}} \approx I_{R_{2Q}} (= I_{\text{pont}})$

6.3.3.2.3 Principe physique de fonctionnement de la stabilisation par « pont diviseur »

Contrairement au cas de la polarisation « de base », si le courant de repos I_{T_Q} tend à s'éloigner de sa valeur typique, le montage induit une variation de la tension de commande du transistor V_{BE/GS_Q} qui engendre une réaction du transistor s'opposant à la variation initiale.

En effet, si I_{T_Q} tend à s'éloigner de $I_{T_{Q_{typ}}}$ (valeur désirée), on a :

$$\dots \text{ si } I_{T_Q} \nearrow \Rightarrow V_{E/S} \approx R_{E/S} \cdot I_{T_Q} \nearrow \Rightarrow V_{BE/GS} = V_{B/G} - V_{E/S} \searrow \Rightarrow I_{T_Q} \searrow \dots \quad (\text{idéalement : } V_B = E_B \text{ [22]}).$$

Ainsi, quand I_{T_Q} tente de s'éloigner de $I_{T_{Q_{typ}}}$, le système s'y oppose (on parle de « *contre-réaction* »).

Cette « contre-réaction » permet d'obtenir une maîtrise suffisante de la position du point de repos.

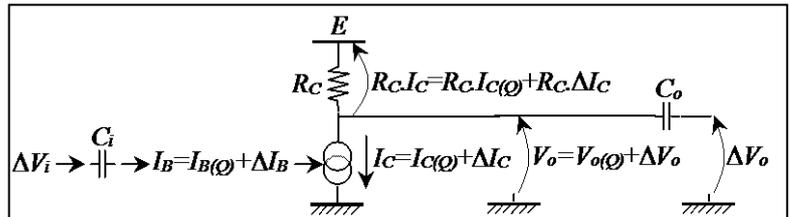
²² Puisque $V_B = E_B - R_B \cdot I_B$, lorsque la *contre-réaction* pousse I_C , donc I_B , à diminuer, V_B augmente, ce qui tend à augmenter I_C ! La *contre-réaction*, et donc la stabilisation du point Q, est donc meilleure si l'on réduit la valeur de R_B , puisque la valeur de V_B est alors plus constante.

6.3.4 Condensateurs de liaisons

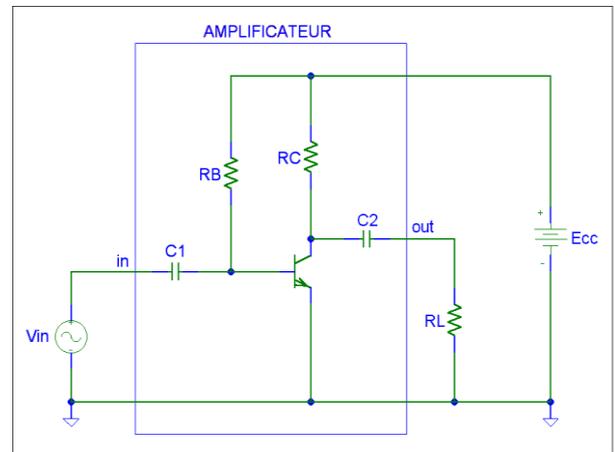
Etant donné l'importance de la position du point de repos, il est impératif qu'elle soit indépendante des caractéristiques électriques^[23] de la source d'entrée et de la charge de l'amplificateur.

Pour ce faire, des condensateurs dits « de liaisons » sont placés en entrée et en sortie de l'amplificateur car ils permettent à la fois de découpler la source d'entrée et la charge de l'amplificateur en DC^[24], et de les coupler en AC^[25].

Ainsi le condensateur « de liaison » d'entrée permet d'entrer le signal AC de la source d'entrée (Δv_i dans la figure ci-contre), tandis que le condensateur « de liaison » de sortie transmet le signal AC amplifié (Δv_o dans la figure ci-dessus) à la charge de l'amplificateur, tout cela **sans modifier le point de repos** de l'amplificateur.

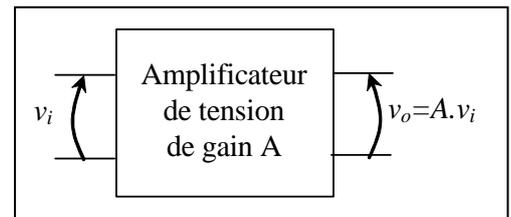


Notons que de toutes façons seules les variations du signal de sortie v_o sont liées au signal d'entrée (la composante DC de v_o étant liée au point de repos), et que la notion de gain de l'amplificateur ne peut donc ici se définir qu'entre les composantes alternatives des signaux d'entrée et de sortie : $A = \frac{\Delta v_o}{\Delta v_i}$, ce qui justifie encore l'intérêt



des condensateurs de liaison qui ne laissent entrer et sortir que les signaux utiles de l'amplificateur.

Remarquons enfin que ces condensateurs de liaisons permettent en outre d'éviter que la source de polarisation de l'amplificateur débite dans la source d'entrée d'une part (microphone par exemple) et dans la charge d'autre part (haut-parleur par exemple), ce qui en réduirait les performances, voire les détruirait !



Le dimensionnement d'un condensateur se fait en écrivant : $(Z_C)_{\max} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\min} \cdot C} < \frac{R_{\text{équivalente}}}{10 \dots}$

²³ Résistances et composantes continues éventuelles.

²⁴ En régime DC établi, un condensateur est équivalent à un interrupteur ouvert (Seule sa résistance de fuite est présente mais sa valeur peut être considérée comme infinie vis-à-vis de la valeur des autres résistances).

²⁵ En régime AC établi, un condensateur peut être assimilé à un interrupteur fermé si son impédance a une valeur négligeable vis-à-vis de la valeur de la résistance équivalente en série (ou parallèle) avec lui.

Notons que **ces équivalences ne peuvent s'envisager qu'en DC ou AC séparément**. L'analyse d'un montage doit donc être réalisée en ayant recours au théorème de Superposition.

- Calcul des paramètres du schéma équivalent de Thévenin du circuit d'« attaque » : $\begin{cases} E_G = \\ R_G = \end{cases}$
- $\Rightarrow V_G =$

- Détermination du courant $I_{D_{Q_{np}}}$:

➤ $V_{S_{Q_{np}}} =$

➤ $V_{D_{Q_{np}}} =$

➤ $V_{T_{Q_{np}}} = V_{DS_{Q_{np}}} =$

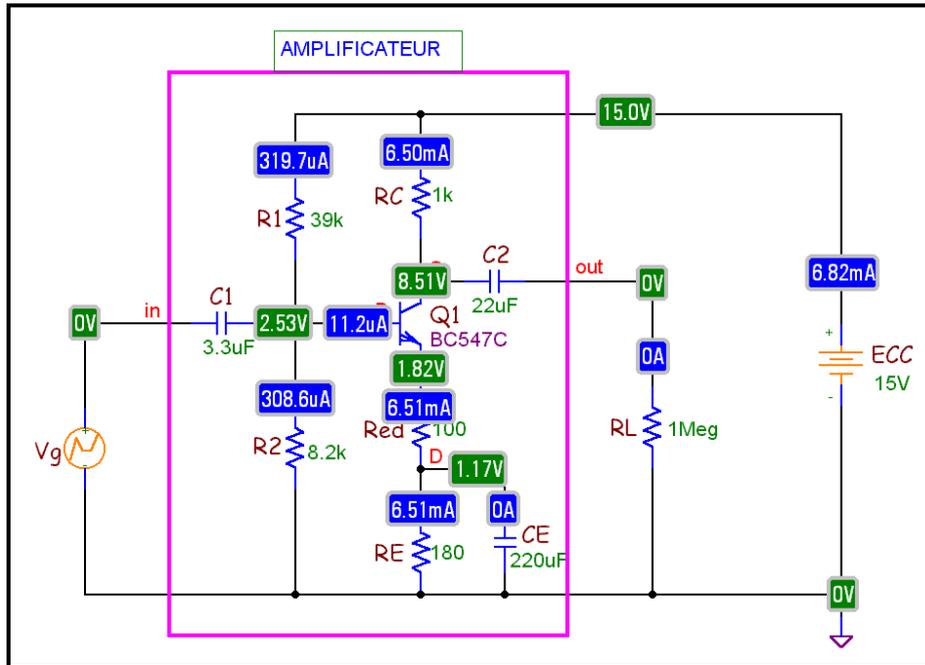
- Evaluation de la stabilité du point de repos Q :

$$\blacktriangleright \frac{\Delta I_{T_Q}}{I_{T_Q}} \approx$$

$$\blacktriangleright \frac{\Delta V_{T_Q}}{V_{T_Q}} \approx$$

6.3.5.1.2 Cas d'un amplificateur à BJT

Exemple



- Calcul des paramètres du schéma équivalent de Thévenin du circuit d'« attaque » : $\begin{cases} E_B = \\ R_B = \end{cases}$
- Valeur du $\beta_s (=h_{FE})$ du BC547C, indiquée dans les *Data Sheets* : $400 \leq \beta_s \leq 800 \Rightarrow \beta_{s_{np}} = \sqrt{400 \cdot 800} \approx 550$
- Prédétermination du point de repos *typique* ^[26] :

$$\begin{cases} I_{T_{Q(np)}} = \frac{\dots\dots\dots}{\dots\dots\dots} = \dots\dots\dots \text{mA} \Rightarrow V_{R_{CQ(np)}} = \dots\dots\dots = \dots\dots\dots \text{V} \\ V_{CE_{Q(np)}} = \dots\dots\dots = \dots\dots\dots \text{V} \end{cases}$$

- Autres grandeurs :

$$V_{E_{Q(np)}} = \dots\dots\dots = \dots\dots\dots \text{V} \quad \left(I_E = I_C + I_B \approx I_C \text{ car } I_B = \frac{I_C}{\beta_s} \right)$$

$$V_{B_{Q(np)}} = \dots\dots\dots = \dots\dots\dots \text{V} \approx E_B \quad \text{Rem. : On observe que, en pratique : } V_{B_{Q(np)}} \approx E_B$$

Rem. : Puisque $V_{B_{Q(np)}} \approx E_B$, on a : $I_{R_{1Q(np)}} \approx I_{R_{2Q(np)}} = I_{pont}$

- Evaluation de la stabilité du point de repos Q :

$$\frac{\Delta I_{T_Q}}{I_{T_Q}} \approx \quad \quad \quad \frac{\Delta V_{T_Q}}{V_{T_Q}} \approx$$

²⁶ c.à.d. en prenant $\beta_{s_{np}}$ comme valeur pour β_s

Essais de laboratoire : *Vérification expérimentale du point de repos prédéterminé ci-dessus*

- Alimentation du montage : $E_{CC} = 15\text{ V} \pm 0,1\text{ V}$ (ATTENTION : respectez la polarité !)
- Générateur (e_g) : Amplitude nulle ou générateur inexistant étant donné la présence de C_1
- S_1 , S_E et $S_2 \rightarrow$ position quelconque car régime statique \Rightarrow "C \equiv interrupteur ouvert"
- Mesures du point de repos Q :

Mesures directes			Mesures indirectes	
V_{B_Q}	V_{C_Q}	V_{E_Q}	V_{CE_Q}	I_{C_Q}
			$V_{CE_Q} = V_{C_Q} - V_{E_Q} = \dots\dots\dots\text{V}$	$I_{C_Q} = \frac{V_{RC_Q}}{R_C} = \frac{E_{CC} - V_{C_Q}}{R_C} = \dots\dots\dots\text{mA}$

- Déterminez la cause essentielle du léger écart entre les valeurs mesurées et calculées :

6.3.5.2 Etude du « régime dynamique »

L'analyse du régime alternatif consiste à étudier les liens existant entre les composantes alternatives (variations) des différentes grandeurs électriques du montage amplificateur.

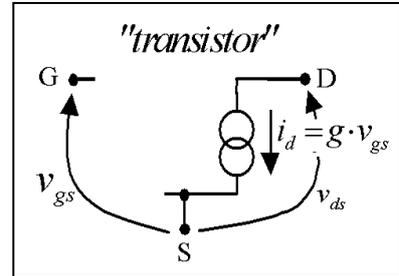
Les objectifs de l'étude en régime alternatif sont :

- évaluer la capacité à amplifier le signal d'entrée. La grandeur représentative est le gain en tension à vide A_o
- évaluer si le montage peut s'interfacer avec la source d'entrée sans la perturber (c.à.d. sans perte importante de tension). La grandeur représentative est l'impédance d'entrée \overline{Z}_i (assimilable le plus souvent à une résistance (R_i)).
- évaluer si le montage peut s'interfacer avec la charge placée en sortie sans être perturbé (c.à.d. sans perte importante de tension). La grandeur représentative est ici l'impédance de sortie \overline{Z}_o (assimilable le plus souvent une résistance (R_o)).

6.3.5.2.1 Cas d'un amplificateur à MOSFET

◆ **Modélisation d'un MOSFET en régime alternatif (AC)** ^[27]

Pour évaluer les liens existant entre les composantes alternatives (variations) des diverses grandeurs du transistor (que l'on notera v_{gs} pour ΔV_{GS} , i_d pour ΔI_D et v_{ds} pour ΔV_{DS}), on utilise le modèle AC du transistor.



La formulation de ces liens et le modèle qui en découle sont déduits directement des caractéristiques du transistor.

En vertu du théorème de Superposition, lorsqu'un signal d'entrée v_{in} est appliqué en entrée de l'amplificateur, le point de fonctionnement du transistor oscille autour du « point de repos Q », en se déplaçant dans le réseau de caractéristiques.

A chaque instant, les axes des grandeurs v_{gs} , i_d et v_{ds} sont centrés sur le point de fonctionnement instantané P, puisqu'elles correspondent respectivement aux différentielles des grandeurs : V_{GS} , I_D et V_{DS} .

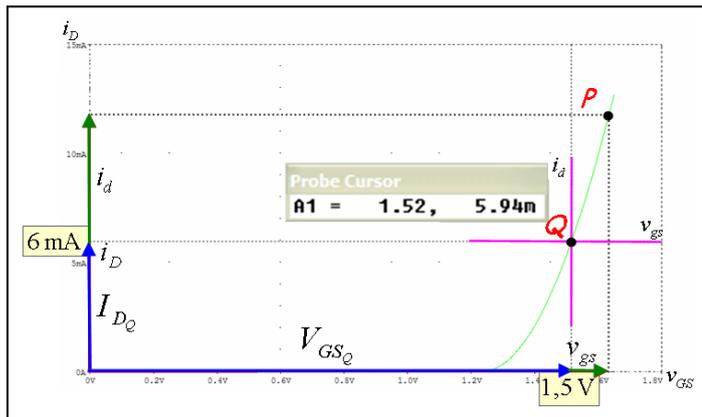
En suivant la progression du signal, on peut écrire :

◆ Attaque du transistor :

La composante alternative du signal d'entrée v_{in} de l'amplificateur induit une variation v_{gs} de la tension V_{GS} .

◆ Transfert « entrée-sortie » du transistor :

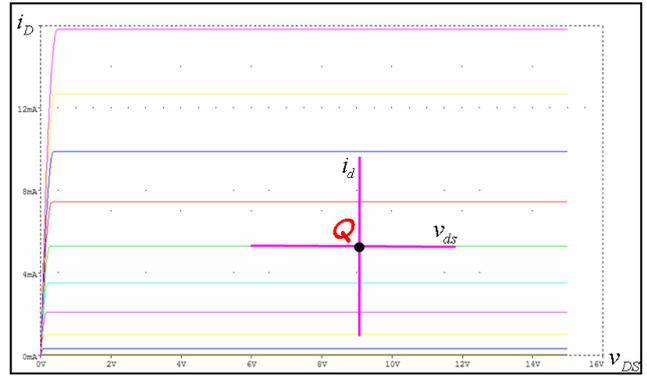
La caractéristique de transfert $I_D = f(V_{GS})$ indique qu'une variation v_{gs} engendre une variation i_d , ce qui peut se formuler de la manière suivante : $i_d = g \cdot v_{gs}$ (g est la transconductance).



²⁷ Modèle « basses fréquences » car la modélisation faite ici ne prend pas en compte l'effet des capacités intrinsèques du transistor.

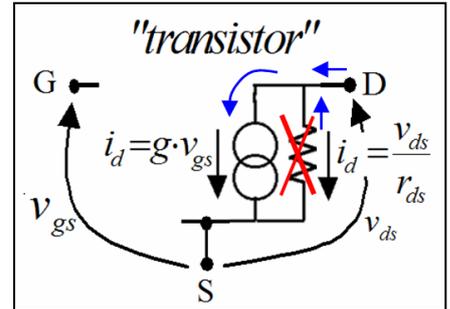
◆ Effet des variations de V_{DS} :

La variation i_d provoque des variations de chutes de tension dans les composants du circuit de charge du transistor, ce qui induit une variation v_{ds} , laquelle, selon la *caractéristique de sortie* $I_D = f(V_{DS})$, engendre une variation de i_d : $i_d = k \cdot v_{ds}$, soit $i_d = \frac{v_{ds}}{r_{ds}}$. Cependant, la caractéristique $I_D = f(V_{DS})$ montre que $r_{ds} \approx \infty$.



Modèle d'un MOSFET en régime AC

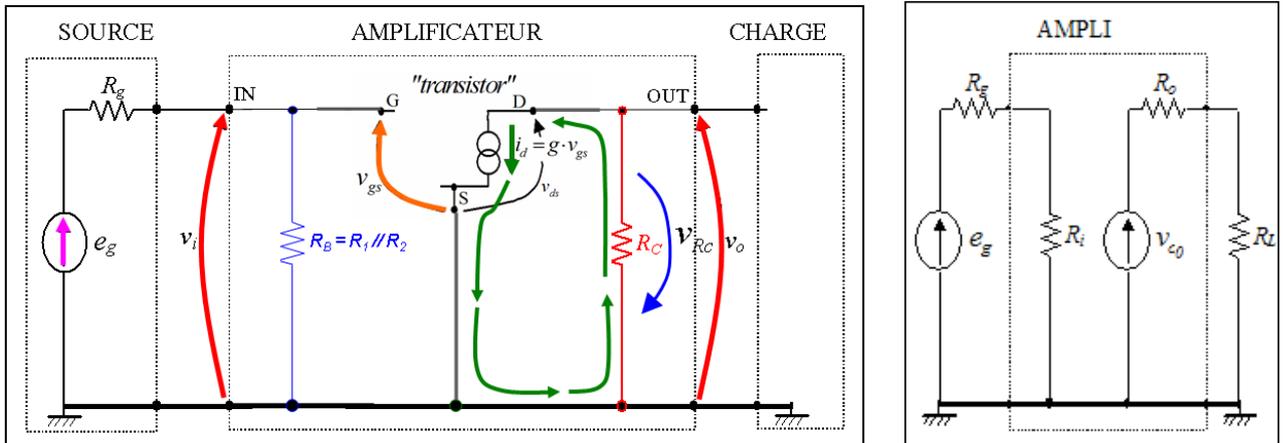
Puisque dans le cas d'un MOSFET, la variation totale i_d est essentiellement due au signal d'entrée v_{gs} ($i_d = g \cdot v_{gs}$) et que $R_{GS} \approx \infty$, le modèle AC d'un MOSFET est celui représenté ci-contre.



En outre, un effet capacitif existe entre chaque paire de broches du transistor et des condensateurs parasites (C_{GS} , C_{DS} et C_{GD} [28]) doivent donc être ajoutés. Ils engendrent notamment une réduction de la *transconductance* g du transistor.

◆ Schéma équivalent en AC du montage, en « bande passante »

En « bande passante », on peut à la fois considérer les *condensateurs de liaison et de découplage* comme des « courts-circuits » et ignorer l'effet des *condensateurs intrinsèques du transistor* (c.à.d. les considérer comme des « interrupteurs ouverts »). Le schéma équivalent AC du montage est alors le suivant.



²⁸ Ordre de grandeur : quelques pF

◆ **Gain en tension à vide A_0**

Par définition, le gain à vide (c.à.d. sans charge en sortie de l'amplificateur) est : $A_0 = \frac{v_{o_0}}{v_i}$

En observant le schéma équivalent AC de l'amplificateur, on peut écrire :

$$A_0 = \frac{v_{o_0}}{v_i} = \frac{-R_C \cdot g \cdot v_{gs}}{v_i} = \frac{-R_C \cdot g \cdot v_i}{v_i} \Rightarrow \boxed{A_0 = -R_C \cdot g}$$

Dans l'exemple : $A_0 = -1 \text{ k}\Omega \cdot 38 \text{ mS} \approx -40$

Ce gain n'est pas satisfaisant, pour les raisons suivantes :

- Etant donné la forte dispersion des caractéristiques d'un transistor (g ici), la **valeur du gain est très dispersée** : la valeur de A_0 diffère ainsi selon le transistor utilisé (de même référence) !
- Puisque les caractéristiques d'un transistor ne sont pas très linéaires, la valeur instantanée de g , donc de A_0 , diffère selon le point de fonctionnement du transistor, c.à.d. selon la valeur instantanée de v_i ! Ceci engendre une mauvaise reproduction du signal (déformation, mauvaise fidélité), ce que l'on appelle « **distorsion** ».

En outre, suite à ce problème de non linéarité, le gain du montage dépend directement de la tension d'alimentation. En effet, si cette dernière est modifiée, le « point de repos » se déplace et les paramètres du transistor, donc le gain, changent.

- Puisque les paramètres d'un transistor sont influencés par les variations de température, il en sera de même pour le gain de l'amplificateur !

Stabilisation du gain ... Découplage partiel de R_E

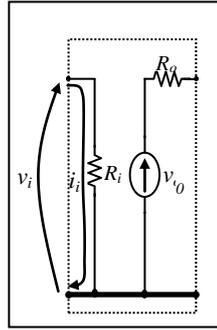
Afin de « stabiliser le gain »^[29], on « masque » plus ou moins fortement le terme g à l'aide de la résistance R_e . Cependant, ceci se fait au détriment d'une valeur élevée du gain, et il est ainsi judicieux de réaliser un découplage partiel de la résistance R_E , afin d'obtenir un compromis acceptable entre une « stabilisation » suffisante et une valeur suffisante du gain.

²⁹ c.à.d. en maîtriser mieux la valeur et la rendre plus constante.

◆ Résistance d'entrée de l'amplificateur (en « bande passante »^[30])

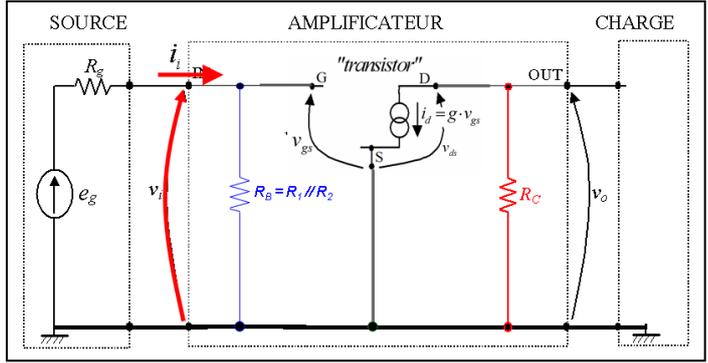
La résistance d'entrée de l'amplificateur est la résistance apparente d'entrée en régime AC, soit par définition de la

loi d'Ohm : $R_i = \frac{v_i}{i_i}$



En observant le schéma équivalent de

l'amplificateur en AC, on observe que : $R_i = R_B$ ^[31]

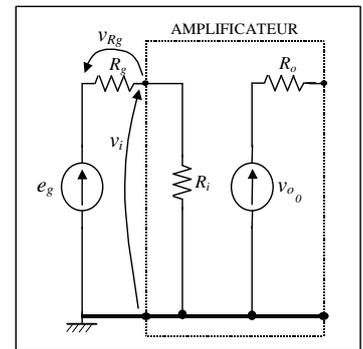


Importance d'une résistance (impédance) d'entrée de valeur élevée

Le schéma équivalent de l'entrée du montage (ci-contre) montre que le couple R_g, R_i engendre une atténuation du signal d'entrée avant même de l'amplifier ! En effet :

$$v_i = \frac{R_i}{R_i + R_g} \cdot e_g$$

Pour limiter cette atténuation, il faut : $R_i \gg R_g$ (Idéalement : $R_i = \infty$)



En pratique, on admet que l'atténuation est suffisamment faible si : $R_i > 10 \cdot R_g$

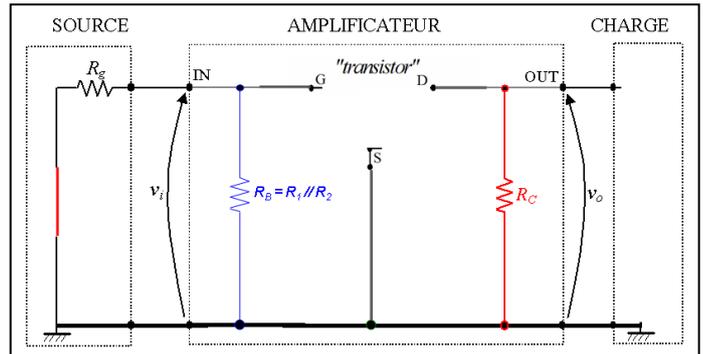
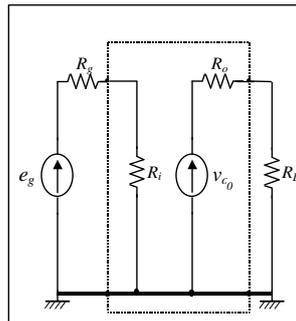
L'avantage essentiel d'un amplificateur à MOSFET est de posséder une forte impédance d'entrée.

◆ Résistance de sortie de l'amplificateur (en « bande passante »)

La résistance de sortie d'un montage quelconque est la

résistance du schéma équivalent de Thévenin « vu » de la sortie de ce montage, soit R_o

dans la figure ci-contre.



En « passifiant » le schéma équivalent AC de l'amplificateur, on trouve immédiatement : $R_o = R_C$ ^[32]

Importance d'une résistance (impédance) de sortie de valeur faible

³⁰ « Résistance » en « bande passante » (fréquences normales d'utilisation du montage), sinon « impédance ».

³¹ Dans notre application : $R_i = 10\text{M}\Omega // 2,7\text{M}\Omega \approx 2\text{M}\Omega$

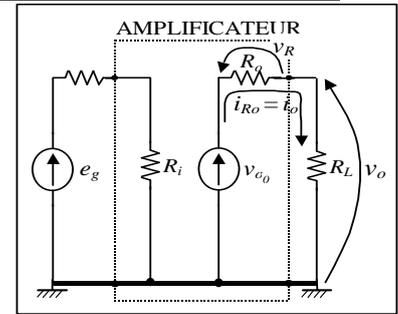
³² Dans notre application : $R_o = R_C = 1\text{k}\Omega$

Le schéma équivalent du côté sortie du montage (ci-contre) montre que le couple R_o, R_L engendre une atténuation du signal de sortie fourni à la

charge ! En effet :
$$v_o = \frac{R_L}{R_L + R_o} \cdot v_{o_0}$$

Pour limiter cette atténuation, il faut : $R_o \ll R_L$ (Idéalement : $R_o = 0$)

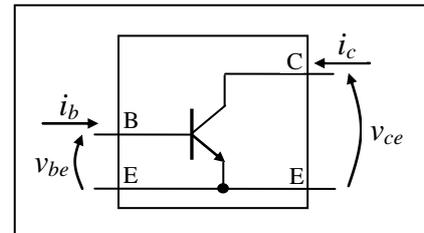
En pratique, on admet que l'atténuation est suffisamment faible si : $R_o < \frac{R_L}{10}$



6.3.5.2.2 Cas d'un amplificateur à BJT

◆ Modélisation du transistor bipolaire en régime alternatif (AC) ^[33] ^[34]

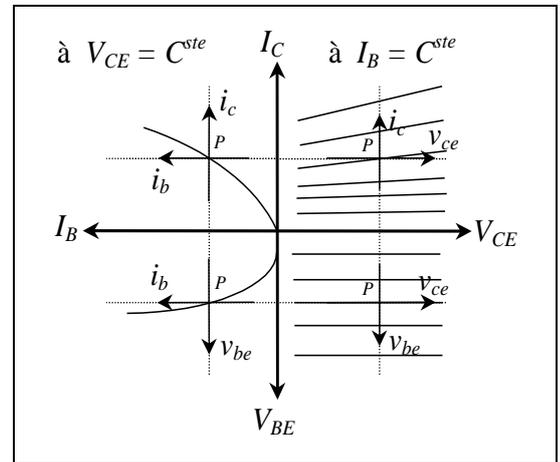
Pour évaluer les liens existant entre les composantes alternatives des diverses grandeurs du transistor (que l'on notera v_{be} pour ΔV_{BE} , i_b pour ΔI_B , i_c pour ΔI_C et v_{ce} pour ΔV_{CE}), on utilise le modèle AC du transistor bipolaire.



La formulation de ces liens et le modèle qui en découle sont déduits directement des caractéristiques du transistor.

En vertu du théorème de superposition, lorsqu'un signal d'entrée v_{in} est appliqué en entrée de l'amplificateur, le point de fonctionnement du transistor oscille autour du « point de repos » Q, en se déplaçant dans le réseau de caractéristiques.

A chaque instant, les axes des grandeurs v_{be} , i_b , i_c et v_{ce} sont centrés sur le point de fonctionnement instantané P, puisqu'elles correspondent respectivement aux différentielles des grandeurs : V_{BE} , I_B , I_C et V_{CE} .



³³ Modèle « basses fréquences » car la modélisation faite ici ne prend pas en compte l'effet des capacités de jonctions car les caractéristiques sont tracées en basses fréquences (le modèle complet est connu sous le nom de circuit de Giacoletto).

³⁴ Les paramètres « k » utilisés ici sont couramment appelés paramètres « h » (« h » de hybrides car ils ne possèdent pas tous la même unité). Ils sont souvent repris dans les caractéristiques d'un transistor bipolaire (notamment $h_{fe} = \beta_d$). Comme l'indique la figure ci-dessous, ils sont définis en « émetteur commun ».

En suivant la progression du signal, on peut écrire :

◆ Attaque du transistor :

La composante alternative du signal d'entrée v_{in} de l'amplificateur induit une variation v_{be} de la tension V_{BE} ^[35].

◆ Lien entre les grandeurs d'« entrée » du transistor :

La *caractéristique d'entrée* $I_B = f(V_{BE})$ indique qu'une variation v_{be} engendre une variation i_b , ce qui peut se formuler de la manière suivante : $i_b = k \cdot v_{be}$ soit $i_b = \frac{v_{be}}{r}$ puisque $\frac{1}{k}$ a la dimension d'une résistance.

On peut montrer que l'ordre de grandeur de r est : $r \approx \beta_d \cdot \frac{30 \text{ mV}}{I_C}$ ^[36] à 50..100% près !

◆ Transfert « entrée-sortie » du transistor :

La *caractéristique de transfert* $I_C = f(I_B)$ indique qu'une variation i_b engendre une variation i_c , ce qui peut se formuler de la manière suivante : $i_c = k' \cdot i_b$ soit $i_c = \beta_d \cdot i_b$ (β_d est le gain en courant dynamique).

◆ Effet des variations de V_{CE} :

La variation i_c provoque des variations de chutes de tension dans les composants du circuit de charge du transistor, ce qui induit une variation v_{ce} .

Or, la *caractéristique de sortie* $I_C = f(V_{CE})$ indique qu'une variation v_{ce} engendre également une variation i_c , ce qui peut se formuler comme suit : $i_c = k'' \cdot v_{ce}$ soit $i_c = \frac{v_{ce}}{\rho}$ puisque $\frac{1}{k''}$ a la dimension d'une résistance.

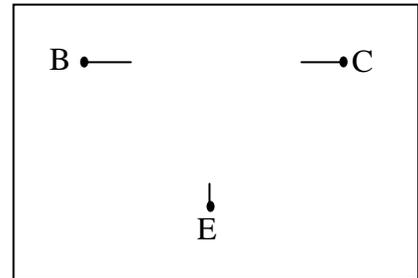
³⁵ Puisque la caractéristique $V_{BE} = f(V_{CE})$ indique qu'il n'y a pas d'influence significative de la variation v_{ce} sur v_{be} , cette variation v_{be} est « exclusivement » dépendante du v_{in} de l'amplificateur.

³⁶ Dans le cas idéalisé d'une diode de géométrie parallélépipédique, et en négligeant l'effet des résistances intrinsèques présentes de chaque côté de la jonction de la diode, Shockley a établi que : $i_{direct} = I_S \cdot \left(e^{\frac{V \cdot q}{k_{\text{Boltzmann}} \cdot T}} - 1 \right)$, relation décrivant la caractéristique d'une jonction en polarisation directe. Cette relation appliquée à la jonction BE d'un transistor à température ambiante devient : $I_E \approx I_S \cdot (e^{40V_{BE}} - 1)$. On peut alors écrire : $\frac{dI_E}{dV_{BE}} \approx 40 \cdot I_S \cdot e^{40V_{BE}} = 40 \cdot (I_S + I_E)$, qui devient, en utilisation normale, $\frac{dI_E}{dV_{BE}} \approx 40 \cdot I_C$ car $I_E \gg I_S$ et $I_E = I_C + I_B \approx I_C$. Et comme $r = \frac{dV_{BE}}{dI_B}$ et $dI_C = \beta_d \cdot dI_B$, on obtient finalement : $r = \frac{dV_{BE}}{dI_B} = \beta_d \cdot \frac{dV_{BE}}{dI_C} \approx \beta_d \cdot \frac{1}{40 \cdot I_C}$, soit : $\frac{r}{\beta_d} \approx \frac{30 \text{ mV}}{I_C}$.

En vertu du théorème de superposition, la variation totale i_c est donc : $i_c = \beta_d \cdot i_b + \frac{v_{ce}}{\rho}$

Modèle d'un BJT en régime AC

Puisque : $v_{be} \approx r \cdot i_b$ et $i_c = \beta_d \cdot i_b + \frac{v_{ce}}{\rho}$, le modèle AC d'un transistor bipolaire est celui représenté ci-contre.

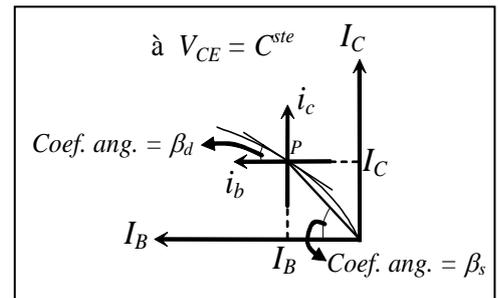


En outre, un effet capacitif existe entre chaque paire de broches du transistor et des condensateurs parasites (C_{BE} , C_{CE} et C_{BC} [37]) doivent donc être ajoutés. Ils engendrent notamment une réduction du β_d du transistor, ce que les constructeurs caractérisent par la « fréquence de transition » [38].

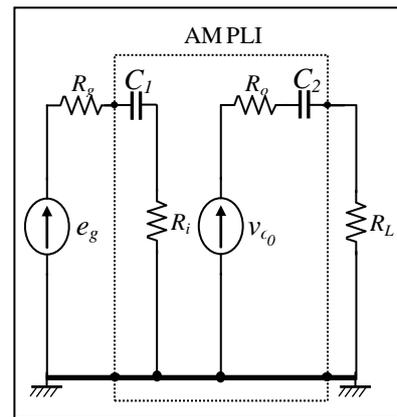
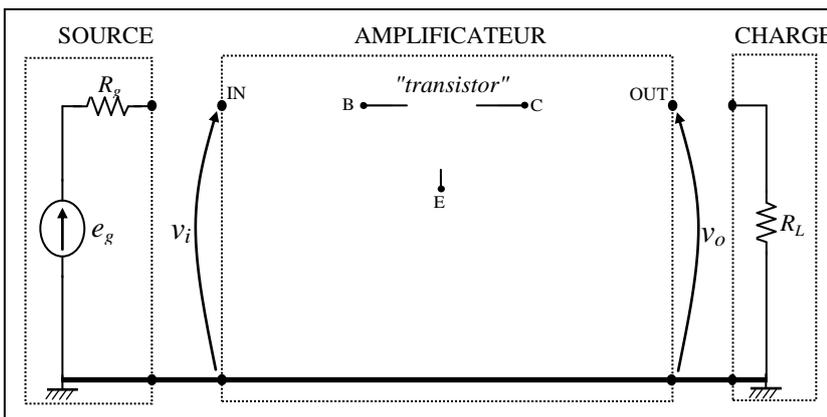
En pratique, on peut souvent négliger la variation de courant $\frac{v_{ce}}{\rho}$ devant $\beta_d \cdot i_b$.

◆ Gains en courant statique et dynamique

Etant donné que la caractéristique de transfert (quadrant 2) d'un transistor bipolaire n'est pas totalement linéaire, on observe une différence de valeur entre les coefficients angulaires des droites $I_C = \beta_s \cdot I_B$ et $i_c = \beta_d \cdot i_b$, c.à.d. entre respectivement le gain en courant statique β_s et le gain en courant dynamique β_d .



◆ Schéma équivalent en AC du montage

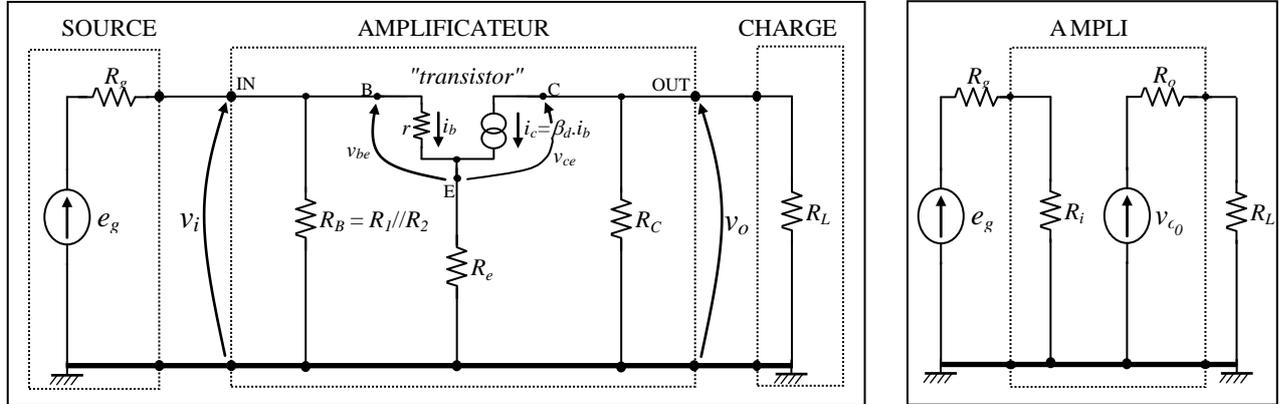


³⁷ Ordre de grandeur : quelques pF

³⁸ Fréquence à laquelle $\beta_d = 1$.

◆ Schéma équivalent en AC du montage, en « bande passante »

En « bande passante », on peut à la fois considérer les condensateurs de liaison et de découplage comme des « courts-circuits » et ignorer l'effet des condensateurs intrinsèques du transistor (soit les considérer comme des « interrupteurs ouverts »). Le schéma équivalent AC du montage est alors le suivant.



◆ Gain en tension à vide A_0

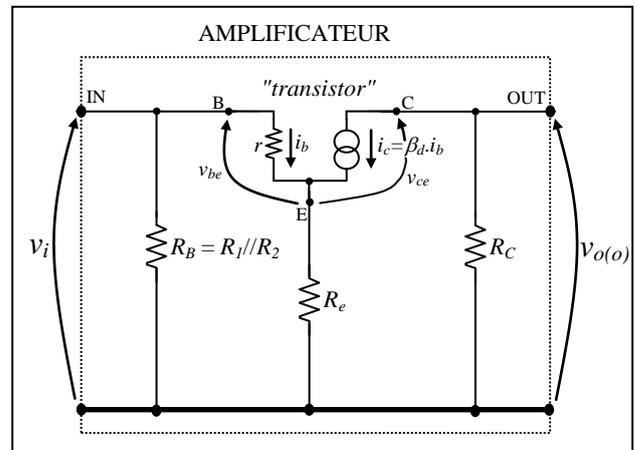
Par définition, le gain à vide (c.à.d. sans charge en sortie de l'amplificateur) est : $A_0 = \frac{v_{o0}}{v_i}$

En observant le schéma équivalent AC de l'amplificateur (ci-contre), on peut écrire :

$$\begin{cases} v_{o0} = v_{R_C} = -R_C \cdot i_c = -R_C \cdot \beta_d \cdot i_b \\ v_i = v_{R_e} + v_{be} \approx R_e \cdot \beta_d \cdot i_b + r \cdot i_b = (R_e \cdot \beta_d + r) \cdot i_b \end{cases}$$

$$\Rightarrow A_0 = \frac{v_{o0}}{v_i} = \frac{-R_C \cdot \beta_d \cdot i_b}{(R_e \cdot \beta_d + r) \cdot i_b} = \frac{-R_C \cdot \beta_d}{R_e \cdot \beta_d + r}$$

$$\Rightarrow A_0 = - \frac{R_C}{R_e + \frac{r}{\beta_d}}$$



Sans condensateur de découplage (C_D) (dans l'application : $R_e = R_E = 280\Omega$)

Sans condensateur de découplage, la résistance R_e est maximale ($R_e = R_E$) et le gain, qui est alors

minimum, est alors fort faible : $A_0 = - \frac{R_C}{R_E + r/\beta_d}$

Exemple dans notre application : $\left(\frac{r}{\beta_d}\right)_Q \approx \frac{30\text{ mV}}{6,5\text{ mA}} \approx 5\ \Omega \Rightarrow \frac{r}{\beta_d} \approx \text{quelques } \Omega$, car la relation ne donne qu'un ordre de grandeur !

$$\Rightarrow A_0 \approx \frac{\dots\dots\dots}{\dots\dots\dots} \approx \dots\dots\dots$$

Augmentation du gain ... Utilisation du « condensateur de découplage C_D »

La relation précédente montre que pour augmenter le gain en tension à vide, il est a priori nécessaire de réduire la valeur de la résistance d'émetteur R_E . Ce n'est cependant pas possible car sa valeur est indispensable pour assurer une stabilité suffisante^[39] du point de repos Q !

C'est ici qu'intervient le *condensateur de découplage* (C_D), lequel va permettre de réduire, voire supprimer, la résistance d'émetteur apparente en AC, en « découplant » une partie plus ou moins importante de la résistance R_E , tout en laissant la résistance R_E inchangée en DC.

En effet, puisqu'en régime continu (établi) les condensateurs sont équivalents à des « interrupteurs ouverts », la résistance d'émetteur « vue » par ce régime reste inchangée^[40], alors qu'en régime AC, si toutefois l'impédance du condensateur C_D peut être considérée comme nulle à la fréquence de travail, la résistance d'émetteur « vue » par ce régime devient R_e .

Découplage total de R_E (dans l'application : $R_e=0$ / $R_E=280\ \Omega$)

Si le condensateur C_D découple totalement la résistance R_E , on a : $R_e=0$, et le gain est alors

maximum : $A_0 = -\frac{R_C}{r/\beta_d}$.

Exemple dans notre application : $A_0 \approx \frac{\dots\dots\dots}{\dots\dots\dots} \approx \dots\dots\dots$

Si le gain est cette fois effectivement beaucoup plus élevé, il n'est cependant pas satisfaisant, pour les raisons suivantes :

- Etant donné la forte dispersion des caractéristiques d'un transistor (r et β_d ici), la **valeur du gain est très dispersée** : la valeur de A_0 diffère ainsi selon le transistor utilisé (de même référence) !

³⁹ c.à.d. relativement à la précision recherchée.

⁴⁰ $R_E = 280\ \Omega$ dans notre application.

- Puisque les caractéristiques d'un transistor ne sont pas totalement linéaires, la valeur instantanée de r/β_d , donc de A_0 , diffère selon le point de fonctionnement du transistor, c.à.d. selon la valeur instantanée de v_i ! Ceci engendre une mauvaise reproduction du signal (déformation, mauvaise fidélité), ce que l'on appelle « **distorsion** ». ^[41]
En outre, suite à ce problème de non linéarité, le gain du montage dépend directement de la tension d'alimentation. En effet, si cette dernière est modifiée, le « point de repos » se déplace et les paramètres du transistor, donc le gain, changent ^[42].
- Puisque les paramètres d'un transistor sont influencés par les variations de température, il en sera de même pour le gain de l'amplificateur !

Stabilisation du gain ... Découplage partiel de R_E (dans l'application : $R_e=0$ / $R_E=280\Omega$)

Afin de « stabiliser le gain » ^[43], on « masque » plus ou moins fortement le terme $\frac{r}{\beta_d}$ à l'aide de la résistance R_e . Cependant, ceci se fait au détriment d'une valeur élevée du gain, et il est ainsi judicieux de réaliser un découplage partiel de la résistance R_E , afin d'obtenir un compromis acceptable entre une « stabilisation » suffisante et une valeur suffisante du gain.

En pratique, la « stabilisation du gain » peut être jugée suffisante si : $R_e > 10 \cdot \frac{r}{\beta_d}$

soit si : $R_e \cdot I_{C_Q} > 10 \cdot \frac{30 \text{ mV}}{I_{C_Q}} \cdot I_{C_Q}$, c.à.d. si : $V_{R_{e_Q}} > 300 \text{ mV}$

Notons que la valeur du gain d'un amplificateur « stabilisé » est proche de $-\frac{R_C}{R_e}$.

⁴¹ Les caractéristiques du transistor montrent que la non linéarité est essentiellement due au paramètre « r » (le paramètre « β_d » est quant à lui plus ou moins constant, à transistor et température donnés) !

Ainsi, lorsque v_i augmente par exemple, I_C donc I_B augmente et la « caractéristique d'entrée » (ou la relation $r \approx \beta_d \cdot \frac{30 \text{ mV}}{I_C}$) montre que la valeur de « r » diminue. Le gain du montage augmente alors et le signal d'entrée sera donc d'autant plus amplifié que sa valeur est élevée, d'où un allongement de l'alternance négative du signal de sortie et un tassement de l'alternance positive.

⁴² Notons qu'une modification de température provoque également un déplacement du point de repos, mais réduit par le processus de « stabilisation du point Q ».

⁴³ c.à.d. en maîtriser mieux la valeur et la rendre plus constante.

Remarques :

Si l'inconvénient majeur de la « stabilisation du gain » est de réduire la valeur du gain de l'amplificateur, on peut montrer qu'elle entraîne en outre une diminution de la *dynamique de sortie* de l'amplificateur.

Par contre, une meilleure « stabilisation » entraîne une augmentation de l'impédance d'entrée et de la « bande passante » de l'amplificateur.

Essais au laboratoire : *Mesure du gain à vide A_0 et « stabilisation du gain »*

- > $S_1 \rightarrow pos. [1]$ $S_2 \rightarrow [NC] \Rightarrow$ à vide ($R_L = \infty$)
- > Générateur : *forme triangulaire*^[44] / $f \approx 5$ kHz
- > Mesures : *Dans chaque cas, imposez $e_{g(p)}$ tel que v_o soit juste exempt d'écrêtage*

Prédétermination			Vérifications expérimentales		
S_E	R_e	A_0 calculé	A_0 mesuré	Forme de v_o	Si E_{CC} varie
[NC]	280Ω	3,5	$\frac{v_{OPP}}{v_{iPP}} = \dots \approx \dots$ $v_{iPP} \dots$		$A_0 \dots C^{st}$
[1]	0Ω	200	$\frac{v_{OPP}}{v_{iPP}} = \dots \approx \dots$ $v_{iPP} \dots$		$A_0 \dots C^{st}$
[2]	100Ω	9,5	$\frac{v_{OPP}}{v_{iPP}} = \dots \approx \dots$ $v_{iPP} \dots$		$A_0 \dots C^{st}$

Exemples de questions :

1. Que signifie le signe "-" dans la relation de A_0 ?
2. Expliquez physiquement l'origine de ce signe "-".
3. Justifiez la présence de distorsion lorsque le sélecteur S_E est en position [1] :
4. Justifiez l'absence de distorsion lorsque le sélecteur S_E est en position [2] ou [NC] :
5. Comparez et justifiez la maîtrise de la valeur du gain selon la valeur de R_e :
6. Expliquez l'intérêt de la position [2] du sélecteur S_E :
7. Justifiez l'effet des variations de tension d'alimentation sur A_0 selon la valeur de R_e :

⁴⁴ La forme triangulaire permet d'évaluer plus aisément la distorsion du signal.

Essais au laboratoire : Fonctions des condensateurs de liaison (C_1 et C_2)

➤ $S_1 \rightarrow [1]$ $S_E \rightarrow [2]$ $S_2 \rightarrow [NC]$

➤ Générateur : forme sinusoïdale ou triangulaire / e_g tel que $v_{ipp} \approx 1V_{pp}$ / $f \approx 5$ kHz

➤ Multimètres : calibres 20 V (éventuellement 2 V pour C_1)

➤ Vérifiez que $\begin{Bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{Bmatrix} \approx \begin{Bmatrix} \bullet \text{---} \bullet \\ \bullet \text{---} \bullet \end{Bmatrix}$ pour l'AC \Rightarrow vérifiez que : $\begin{cases} v_{C_{1AC}} \approx 0 \\ v_{C_{2AC}} \approx 0 \end{cases}$

➤ Vérifiez que $\begin{Bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \bullet \text{---} \bullet \\ \bullet \text{---} \bullet \end{Bmatrix}$ pour le DC \Rightarrow vérifiez que : $\begin{cases} v_{C_{1DC}} = v_{B_{DC}} - v_{i_{DC}} = v_{B_{DC}} \\ v_{C_{2DC}} = v_{C_{DC}} - v_{o_{DC}} = v_{C_{DC}} \end{cases}$

➤ Précisez l'utilité des condensateurs de liaison :

Essais au laboratoire : Fonction du condensateur de découplage (C_D)

➤ $S_E \rightarrow [2] \Rightarrow \begin{cases} \bullet R_{E-D} \text{ n'est pas découplée, soit } R_e \\ \bullet R_{D-M} \text{ est découplée, soit } R_D \end{cases}$

➤ Vérifiez que $v_D = C^{ste}$ (c.à.d. $v_{D_{AC}} \approx 0$) car : $\begin{cases} i_c \rightarrow C_D \\ I_{C_Q} \rightarrow R_D \end{cases} \Rightarrow v_D = R_D \cdot I_{C_Q} = DC$

Remarque : Vérifiez que $v_{R_e} \neq C^{ste}$ (c.à.d. $v_{R_{e_{AC}}} \neq 0$) car : $i_{R_e} = \underbrace{I_{C_Q}}_{DC} + \underbrace{i_c}_{AC}$

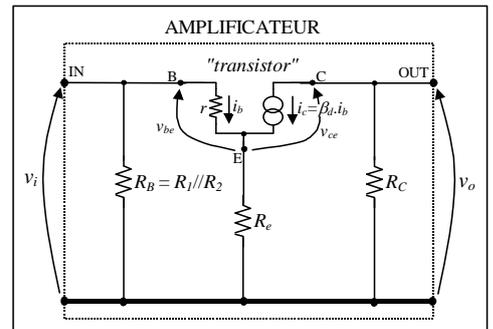
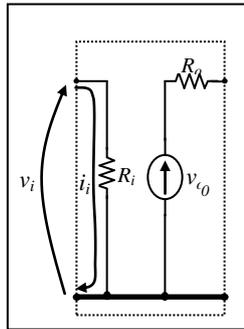
➤ Précisez l'utilité du condensateur de découplage :

◆ Résistance d'entrée de l'amplificateur (en « bande passante »^[45])

La résistance d'entrée de l'amplificateur est la résistance apparente d'entrée en régime AC, soit par définition de la loi

d'Ohm : $R_i = \frac{v_i}{i_i}$

En observant le schéma équivalent de l'amplificateur en régime alternatif, on peut écrire :



$$i_i = i_{R_B} + i_b \text{ avec : } \begin{cases} i_{R_B} = \frac{v_i}{R_B} \\ i_b = \frac{v_i}{r + R_e \cdot \beta_d} \text{ car : } v_i = v_{R_e} + v_{be} \approx R_e \cdot \beta_d \cdot i_b + r \cdot i_b = (R_e \cdot \beta_d + r) \cdot i_b \end{cases}$$

$$\Rightarrow R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{1}{\frac{1}{R_B} + \frac{1}{r + \beta_d \cdot R_e}} \text{ ou encore : } R_i = R_B // (r + \beta_d \cdot R_e)$$

⁴⁵ « Résistance » en « bande passante » (fréquences normales d'utilisation du montage), sinon « impédance ».

Influence de R_e

En pratique, on recherche une impédance d'entrée de valeur élevée, constante et connue. La résistance de « stabilisation » du gain permet ainsi d'améliorer l'impédance d'entrée.

En effet : \uparrow si $R_e \uparrow$, $R_i = R_B // (r + \beta \cdot R_e) \uparrow$

\uparrow si $\beta_d \cdot R_e \gg r$: l'effet de « r » (très peu constant) est « masqué »

\uparrow si $\beta_d \cdot R_e \gg R_B$, on a : $R_i \approx R_B = \text{constante de valeur connue} \Rightarrow \begin{cases} \bullet \text{ moins de dispersion de } A_G \\ \bullet \text{ moins de distorsion de } v_o \end{cases}$

Exemple dans notre application : $\left\{ \begin{matrix} R_B = 6,78 \text{ k}\Omega \\ \beta_{typ} \approx \sqrt{100 \cdot 900} \approx 300 \end{matrix} \right\} \Rightarrow r_{typ} \approx \left(\frac{r}{\beta} \right)_{typ} \cdot \beta_{typ} \approx 5 \cdot 300 = 1,5 \text{ k}\Omega$

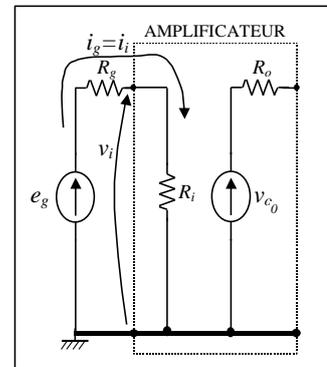
$\Rightarrow \begin{cases} \text{si } R_e = 0 \Omega : R_i \approx 6,78 \text{ k}\Omega // 1,5 \text{ k}\Omega \approx 1,2 \text{ k}\Omega \approx r_{typ} \Rightarrow \text{précision et linéarité!!} \\ \text{si } R_e = 100 \Omega : \beta_{typ} \cdot R_e \approx 30 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_i = 6,78 \text{ k}\Omega // 32 \text{ k}\Omega \approx 5,6 \text{ k}\Omega \end{cases}$

Mesure de R_i

Selon la figure ci-contre, on peut écrire : $i_i = i_{R_g} = \frac{v_{R_g}}{R_g}$

Le courant i_i peut donc être mesuré à l'oscilloscope via la tension v_{R_g} ,

ce qui permet la mesure de R_i : $R_i = \frac{v_{i_{pp}}}{i_{i_{pp}}}$ avec : $i_{i_{pp}} = \frac{v_{R_g pp}}{R_g}$



Essais au laboratoire : Mesure de l'impédance d'entrée d'un amplificateur

- > $S_2 \rightarrow$ quelconque (R_L n'a pas d'influence sur Z_i) \Rightarrow soit [NC] (à vide)
- > Générateur : forme sinusoïdale ou triangulaire / $f \approx 5 \text{ kHz}$
- ☛ Oscillo : axes horizontaux au centre / CH1 et CH2 : position AC
- > Mesures : Dans chaque cas, imposez $e_{g(p)}$ tel que v_o soit exempt de distorsion (fonctionnement « petits signaux »)

				Prédétermination	Vérifications expérimentales		
S_E	S_I	R_g	R_e	$R_{i_{calculée}}$	$v_{i_{pp}}$	$i_{i_{pp}}$	$R_{i_{mesurée}}$
[1]	[1]	560 Ω	0 Ω k Ω V μ A k Ω
[2]	[2]	5,6 k Ω	100 Ω k Ω V μ A k Ω

☛ Pour relever i_i à l'aide de l'oscillo, relevez $v_{R_g} = e_g - v_i$ (☛ fct math.) (ATTENTION : mêmes calibres !)

> Justifiez les valeurs obtenues :

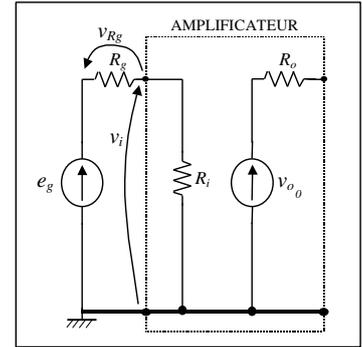
Importance d'une résistance (impédance) d'entrée de valeur élevée

Le schéma équivalent de l'entrée du montage (ci-contre) montre que le couple R_g, R_i engendre une atténuation du signal d'entrée avant même de l'amplifier ! En effet :

$$v_i = \frac{R_i}{R_i + R_g} \cdot e_g$$

Pour limiter cette atténuation, il faut : $R_i \dots\dots R_g$

soit idéalement : $R_i = \dots\dots\dots$



En pratique, on admet que l'atténuation est suffisamment faible si : $R_i > 10 \cdot R_g$ [46]

Essais au laboratoire : Importance d'une impédance d'entrée de valeur élevée

> $S_E \rightarrow [2] \Rightarrow R_i \approx 5,6 \text{ k}\Omega$

> Générateur : $e_g = \text{forme sinusoïdale ou triangulaire} / \text{environ } 0,8 \text{ V}_{pp} / f \approx 5 \text{ kHz}$

➡ Oscillo : axes horizontaux au centre / CH1 et CH2 : 0,1 V/DIV, position AC

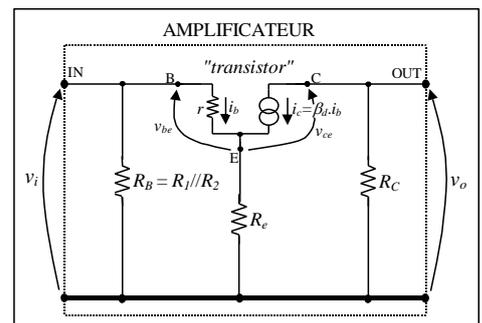
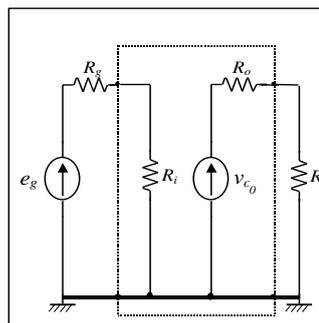
> Mesures : { e_g et v_i }

S_I	R_g	Vérification expérimentale
[1]	$560\Omega \approx 0,1 \cdot R_i$	Vérifiez que $v_i = \frac{R_i}{R_i + R_g} \cdot e_g \approx e_g \quad (0,9 \cdot e_g)$
[2]	$5,6 \text{ k}\Omega \approx R_i$	Vérifiez que $v_i = \frac{R_i}{R_i + R_g} \cdot e_g = \frac{e_g}{2}$
[3]	$56 \text{ k}\Omega \approx 10 \cdot R_i$	Vérifiez que $v_i = \frac{R_i}{R_i + R_g} \cdot e_g \approx \frac{e_g}{10}$

◆ Résistance de sortie de l'amplificateur (en « bande passante » [47])

La résistance de sortie d'un montage quelconque est la résistance du schéma équivalent de Thévenin « vu » de la sortie de ce montage, soit R_o dans la figure ci-contre.

En « passifiant » le schéma équivalent AC de l'amplificateur, on trouve immédiatement : $R_o = R_C$



Dans notre application : $R_o = R_C = 1 \text{ k}\Omega$

⁴⁶ On peut montrer que si la valeur de R_i augmente, la valeur de R_o devra également augmenter, ce qui est un inconvénient !! \Rightarrow compromis : $R_i \approx 10 \cdot R_g$

⁴⁷ « Résistance » en « bande passante » (fréquences normales d'utilisation du montage), sinon « impédance ».

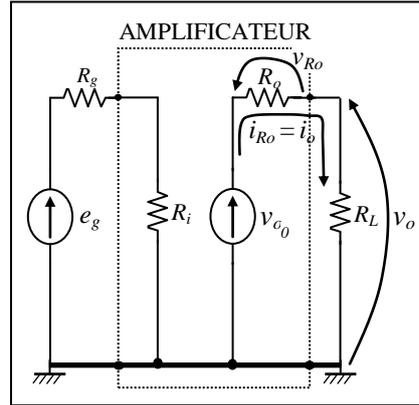
Mesure de R_o

Selon la figure ci-contre, on peut écrire :

$$R_o = \frac{v_{R_o}}{i_{R_o}} \quad \text{avec : } \begin{cases} v_{R_o} = v_{o_0} - v_o \\ i_{R_o} = i_o = i_{R_L} = \frac{v_o}{R_L} \end{cases}$$

(La tension $v_o = v_{R_L}$ est « l'image » de i_o)

$$\Rightarrow R_{o_{\text{mesuré}}} = \frac{v_{R_{o_{pp}}}}{i_{R_{o_{pp}}}} = \frac{v_{o_{0pp}} - v_{o_{pp}}}{v_{o_{pp}}} \cdot R_L \quad [48]$$



Essai au laboratoire : Mesure de l'impédance de sortie d'un amplificateur

➤ $S_1 \rightarrow [1]$ et $S_E \rightarrow [2]$

➤ Générateur : $e_g = \text{forme sinusoïdale ou triangulaire} / e_{g_{pp}}$ tel que v_o soit exempt de distorsion / $f \approx 5 \text{ kHz}$

➤ Oscillo : axes horizontaux au centre / CH1 et CH2 : 1 V/DIV

➤ $\{v_o\} \Rightarrow \text{Mesures : } \left\{ \begin{array}{l} S_2 \rightarrow [NC] (R_L = \infty) : v_{o_{0pp}} = \dots \text{ V} \\ S_2 \rightarrow [2] (R_L = 1 \text{ k}\Omega) : v_{o_{pp}} = \dots \text{ V} \end{array} \right\} \Rightarrow R_{o_{\text{mesuré}}} \approx \dots \text{ k}\Omega$

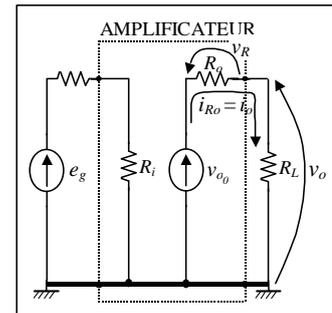
Importance d'une impédance (résistance) de sortie de valeur faible

Le schéma équivalent du côté sortie du montage (ci-contre) montre que le couple R_o, R_L engendre une atténuation du signal de sortie fourni à la charge ! En effet :

$$v_o = \frac{R_L}{R_L + R_o} \cdot v_{o_0}$$

Pour limiter cette atténuation, il faut : $R_o \dots R_L$

\Rightarrow Idéalement : $R_o = \dots$



En pratique, on admet que l'atténuation est suffisamment faible si : $R_o < \frac{R_L}{10}$ [49]

⁴⁸ Notons que la relation $v_{R_{o_{pp}}} = v_{o_{0pp}} - v_{o_{pp}}$ est valable uniquement si la charge est purement résistive.

⁴⁹ On peut montrer que si la valeur de R_o diminue, la valeur de R_i devra également diminuer, ce qui est un inconvénient !! \Rightarrow compromis

Essais au laboratoire : *Importance d'une impédance de sortie de valeur faible*

- $S_1 \rightarrow [1]$ et $S_E \rightarrow [2]$
- Générateur : *forme sinusoïdale ou triangulaire* / $f \approx 5$ kHz
- Oscillo : axes horizontaux au centre / / CH1 et CH2 : 1 V/DIV
-  $\{v_o\} \Rightarrow$ Mesures : ... *Imposez $e_{g(p)}$ tel que v_o soit exempt de distorsion.*

S_2	R_L ($L=Load$)	Vérification expérimentale
[NC]	" ∞ "	$v_o = v_{o_0}$
[1]	$10k\Omega \approx 10 \cdot R_o$	Vérifiez que $v_o = \frac{R_L}{R_L + R_o} \cdot v_{o_0} \approx v_{o_0} \quad (0,9 \cdot v_{o_0})$
[2]	$1k\Omega \approx R_o$	Vérifiez que $v_o = \frac{R_L}{R_L + R_o} \cdot v_{o_0} = \frac{v_{o_0}}{2}$
[3]	$100\Omega \approx 0,1 \cdot R_o$	Vérifiez que $v_o = \frac{R_L}{R_L + R_o} \cdot v_{o_0} \approx \frac{v_{o_0}}{10}$

◆ **Dimensionnement des condensateurs**

Dimensionnement des condensateurs de liaison

Le schéma équivalent AC du montage (ci-dessus) montre que chaque condensateur de liaison est en série avec une résistance équivalente. Ces condensateurs pourront ainsi être considérés comme des courts-circuits si leur impédance respective est négligeable devant la résistance équivalente (au moins dix fois plus faible en pratique). On a donc :

$$(Z_C)_{\max} = \frac{1}{\omega_{\min} \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\min} \cdot C} < \frac{R_{\text{équivalente}}}{10}$$

soit : $C_1 > \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_{\min} \cdot (R_g + R_i)}$ et $C_2 > \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_{\min} \cdot (R_o + R_L)}$

Dimensionnement du condensateur de découplage

En première approximation, on pourra considérer le condensateur de découplage comme un court-circuit si son impédance est au moins dix fois inférieure à la valeur de la résistance découplée (R_D)⁵⁰.

On a donc : $(Z_{C_D})_{\max} = \frac{1}{\omega_{\min} \cdot C_D} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\min} \cdot C_D} < \frac{R_D}{10}$, soit : $C_D > \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_{\min} \cdot R_D}$

⁵⁰ En réalité, il faut prendre en compte la résistance équivalente réelle de Thévenin du montage « vu » des bornes du condensateur de découplage, laquelle n'est qu'approximativement égale à R_D .

Fréquence minimale à utiliser pour le dimensionnement des condensateurs

Pour rappel, la notion d'impédance ne se définit qu'en régime sinusoïdal et les relations ci-dessus ne sont donc valables que dans ce cas.

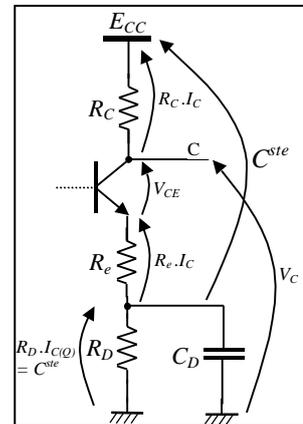
Toutefois, selon le théorème de Fourier (voir annexes), si le signal d'entrée de l'amplificateur n'est pas sinusoïdal mais périodique, il peut être décomposé en une somme de signaux sinusoïdaux, comme si la source d'entrée (e_g) résultait de la mise en série de cette multitude de sources sinusoïdales.

Le théorème de Superposition permet alors d'envisager « l'attaque » de l'amplificateur par chacune d'entre elles prise isolément, c.à.d. de traiter uniquement le cas de sources sinusoïdales.

Ainsi, puisque le signal de sortie ne sera correct que si les condensateurs se comportent comme des « court-circuits » pour l'ensemble de ses harmoniques, la fréquence minimale à utiliser pour le dimensionnement des condensateurs est celle de l'harmonique de fréquence minimale, soit celle de la fondamentale du signal d'entrée originel.

◆ Dynamique de sortie du montage à vide

L'analyse de la figure ci-contre permet de déterminer aisément les limites de la « dynamique de sortie » du montage [51].



- Lors d'une alternance positive de v_o : La tension V_C peut augmenter maximum de $V_{R_{CQ}} = R_C \cdot I_{CQ}$ avant d'atteindre sa valeur limite E_{CC}

(blocage du transistor) $\Rightarrow v_{o_{MAX(+)}} = R_C \cdot I_{CQ} = V_{R_{CQ}}$

- Lors d'une alternance négative de v_o : Puisque $V_{R_{DQ}} = C^{ste}$, on a :

$v_c (= v_o) = v_{R_e} + v_{ce}$ et $v_{ce} = -(v_{R_c} + v_{R_e})$. Comme, dans un montage bien

conçu, $v_{R_e} \ll v_{R_c}$ (car $R_e \ll R_C$), on a : $v_{R_e} \ll v_{ce}$, donc : $v_c \approx v_{ce}$. La tension V_C peut ainsi diminuer au maximum de V_{CEQ} , variation maximale de V_{CE} (V_{CE} atteint sa valeur limite (≈ 0))

$\Rightarrow v_{o_{MAX(-)}} \approx V_{CEQ}$.

Remarquons que la présence de la résistance R_e induit une légère diminution de la dynamique de

sortie : $v_{o_{MAX(-)}} = \underbrace{V_{CEQ}}_{\text{variation de } V_{CE}} - \underbrace{\frac{R_e}{R_C + R_e} \cdot V_{CEQ}}_{\text{variation de } V_{R_e}} = \frac{R_C}{R_C + R_e} \cdot V_{CEQ}$. Un inconvénient de la résistance de

⁵¹ Mathématiquement, on peut écrire, puisque $v_o = -R_C \cdot i_c = \frac{R_C}{R_C + R_e} \cdot v_{ce}$ car $v_{ce} = -R_C i_c - R_e i_e = -(R_C + R_e) i_c$:

- Lors d'une alternance positive de la tension de sortie de l'amplificateur, le point de fonctionnement atteint le blocage (c.à.d. $I_c = I_{CQ} + i_c = 0$), lorsque $i_c = -I_{CQ} \Rightarrow v_{o_{MAX(+)}} = -R_C \cdot i_{c_{MAX(-)}} = R_C \cdot I_{CQ} = V_{R_{CQ}}$

- lors d'une alternance négative de la tension de sortie de l'amplificateur, le point de fonctionnement atteint la saturation (c.à.d. $V_{ce} = V_{CEQ} + v_{ce} \approx 0$), lorsque $v_{ce} \approx -V_{CEQ} \Rightarrow v_{o_{MAX(-)}} = \frac{R_C}{R_C + R_e} \cdot V_{CEQ}$

« stabilisation du gain » est donc de réduire la dynamique de sortie de l'amplificateur (cependant assez faiblement en pratique si $A_o \gg 1$ ($R_C \gg R_e$)).

- Remarquons que la présence de la résistance R_D induit une diminution de $V_{R_{CQ}}$ et V_{CE_Q} , soit de la dynamique de sortie de l'amplificateur.
- Enfin, lors d'un dimensionnement, on respectera : $(V_{CE})_{\min} > 1V$, afin de fonctionner suffisamment loin de la saturation et ainsi limiter la distorsion du signal.

6.3.5.2.3 Gain en tension global du montage amplificateur

Le gain en tension global du montage amplificateur est :

$$A_G = \frac{v_o}{e_g} = \frac{v_i}{\underbrace{e_g}_{\frac{R_i}{R_i + R_g}}} \cdot \underbrace{v_{o_0}}_{A_o} \cdot \underbrace{v_o}_{\frac{R_L}{R_L + R_o}}$$

Puisque le signal subit une atténuation en entrée et en sortie du montage, le gain global du montage est plus faible que le gain propre de l'amplificateur (A_o), d'où l'intérêt « d'adapter les impédances » en entrée et en sortie.

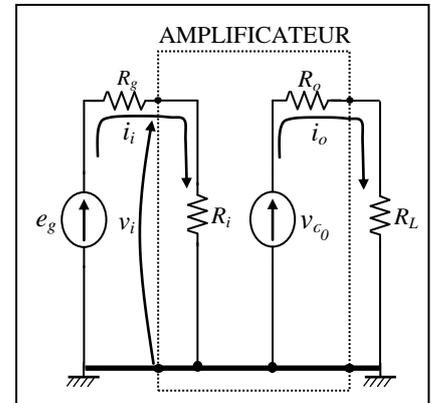
6.3.5.2.4 Gain en courant du montage amplificateur

Le gain en courant du montage est :

$$A_i = \frac{i_o}{i_i}$$

Selon le schéma équivalent du montage (ci-contre), on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_i = \frac{v_i}{R_i} = i_g \\ i_o = \frac{v_{o_0}}{R_o + R_L} \end{array} \right\} \Rightarrow A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{v_{o_0}}{v_i} \cdot \frac{R_i}{R_o + R_L} = A_o \cdot \frac{R_i}{R_o + R_L}$$



Puisque $A_o > 1$ et $R_i \gg R_o$, le gain en courant est beaucoup plus grand que l'unité.

6.3.5.2.5 Gain en puissance du montage amplificateur

Le gain en puissance global du montage amplificateur est :

$$A_p = \frac{P_o}{P_G} = \frac{v_o \cdot i_o}{e_g \cdot i_g} = \underbrace{A_G}_{\text{gain en tension global}} \cdot A_i \gg 1$$

L'« amplificateur de tension » amplifie donc évidemment également la puissance.

6.3.5.2.6 Régime « petits signaux » et « grands signaux »

On parle de « régime petits signaux (*small signals*) » lorsque les variations ont une amplitude telle que les caractéristiques du transistor peuvent être assimilées à des droites au voisinage du « point de repos ». Dans ce cas, les paramètres du modèle AC du transistor peuvent être considérés comme constants.

Par contre, en « régime grands signaux », il n'en est plus de même, ce qui engendrera de la « distorsion » (déformation des signaux, donc mauvaise « fidélité »). Dans le cas d'un MOSFET, la caractéristique de sortie fortement non linéaire est responsable de cette distorsion (paramètre « *g* » fortement variable). Par contre, dans le cas d'un BJT, la caractéristique de sortie est assez linéaire et c'est la caractéristique d'entrée non linéaire qui est essentiellement responsable de la distorsion (paramètre « *r* » fortement variable).

6.3.5.2.7 Réponse fréquentielle du montage amplificateur

Pour des fréquences trop basses, les condensateurs de liaisons et de découplage ne peuvent plus être considérés comme des court-circuits. Une tension alternative non négligeable apparaît alors à leurs bornes, ce qui se traduit par une atténuation des signaux, soit une chute du gain de l'amplificateur.

De même, pour des fréquences trop élevées, les capacités parasites présentes entre chaque paire de broches du transistor dérivent une partie non négligeable des composantes alternatives des courants de base et de collecteur, ce qui se traduit également par une chute du gain de l'amplificateur.

Ainsi, de part et d'autre de la « bande passante » de l'amplificateur, on observe une chute du gain de l'amplificateur.

Afin de caractériser les « limites » de cette « bande passante », on introduit la notion de « fréquence de coupure », définie comme étant la fréquence à laquelle le gain ne vaut plus que $\frac{A_0}{\sqrt{2}} \approx 0,7 \cdot A_0$, soit lorsqu'il a chuté de 30% (ou $20 \cdot \log(\sqrt{2}) = 3$ dB en « décibels »).

Les limites de la « bande passante » sont donc caractérisées par : $f_{c_{basse}}$ et $f_{c_{haute}}$.

En pratique, si l'on désire travailler dans une bande de fréquence pour laquelle le gain ne subit pas d'atténuation significative, il est nécessaire de limiter la « bande passante utile » entre $10 \cdot f_{c_{basse}}$ et

$$\frac{f_{c_{haute}}}{10}.$$

Essais au laboratoire : Réponse fréquentielle de l'amplificateur

- $S_1 \rightarrow pos. [1]$ $S_2 \rightarrow [NC] \Rightarrow$ à vide ($R_L = \infty$)
- Générateur : forme sinusoïdale / e_g tel que $v_{o_{pp}} = 1\text{ V}$ / $f \approx 5\text{ kHz}$
- Mesurez les fréquences de coupures basse et haute et déduisez-en la « bande passante » :

S_E	$v_{o(pp)}$	$f_{c_{basse}}$	$f_{c_{haute}}$	« Bande passante utile »
[1]	1 V	de à soit
[2]	1 V	de à soit

☛ Pour chaque mesure, partez avec : $v_{o_{pp}} = 1\text{ V}$ / $f \approx 5\text{ kHz}$ (c.à.d. une fréquence appartenant à la « bande passante utile »).

- Vérifiez que, du point de vue pratique, si on travaille dans une bande de fréquence allant de $f_{c_{min}} \approx 10 \cdot f_{c_{basse}}$ jusqu'à $f_{c_{max}} \approx \frac{f_{c_{haute}}}{10}$, on ne perçoit pas d'atténuation significative du gain.

6.4 Amplificateurs de puissance

(aussi appelés Amplificateurs de courant, Suiveurs de tension, Tampons ou Adaptateurs d'impédances)

Lorsqu'une source à forte résistance interne (*cas d'un amplificateur de tension à « émetteur commun »*) « attaque » une charge de faible impédance ($R_L < \frac{R_o}{10}$), il y a une perte de tension et de puissance inacceptables !

Ainsi, il est fréquent de recourir à un étage amplificateur intermédiaire (entre l'amplificateur de tension et la charge) possédant une forte résistance d'entrée et une faible résistance de sortie, étage appelé dès lors *adaptateur d'impédance* ou encore *étage tampon*.

Du point de vue courant, ce type d'amplificateurs permet donc de ne « tirer » en entrée qu'un faible courant, tout en permettant de « fournir » en sortie un courant beaucoup plus important. Il permet ainsi d'obtenir un gain en courant important (d'où le nom d'*amplificateur de courant* qui lui est également attribué), soit un gain en puissance élevé, ce qui fait de lui un **amplificateur de puissance** ... Contrairement à l'*amplificateur de tension*, l'*amplificateur de puissance* véhicule de beaucoup plus fortes puissances.

Notons enfin qu'un étage *amplificateur de puissance* a couramment un gain en tension unitaire, ce qui explique que, dans ce cas, on le nomme également *suiveur de tension*.

6.4.1 Adaptation d'impédances dans le cas d'un amplificateur de puissance

Dans le cas d'un *amplificateur de puissance*, l'objectif n'est ni d'amplifier la tension, ni d'amplifier le courant, mais bien la puissance fournie à la charge.

Pour maximiser cette puissance, il est nécessaire d'*adapter l'impédance de la charge à son impédance de sortie* de telle sorte que : $R_L = R_o$

En effet, le schéma équivalent ci-dessus permet d'écrire : $P_{\text{charge}} = R_L \cdot I_L^2 = \frac{R_L}{(R_o + R_L)^2} \cdot V_o^2$

Si cette relation montre que la puissance fournie à la charge sera évidemment toujours d'autant plus élevée que l'amplificateur de puissance a une impédance de sortie faible ($P_{\text{charge}} \nearrow$ si $R_o \searrow$ (moins de pertes dans R_o)), elle montre également, contrairement au cas d'un *amplificateur de tension*, que la valeur de l'impédance de charge R_L ne doit pas être la plus élevée possible devant l'impédance de sortie R_o , mais bien égale à R_o , car cette valeur maximise P_{charge} ^[52].

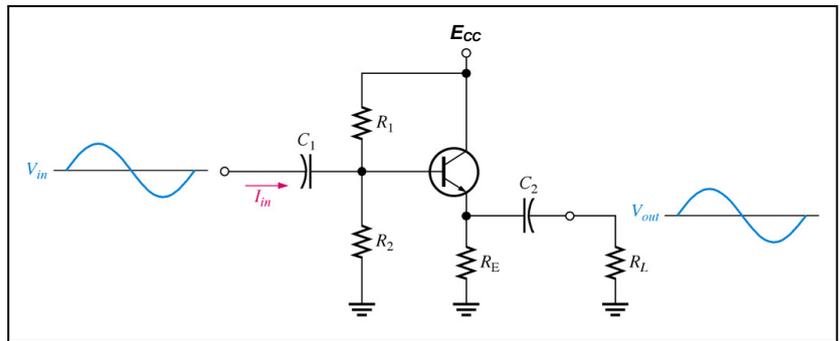
⁵² En effet, $\frac{dP_{\text{charge}}}{dR_L} = \frac{(R_o + R_L)^2 - R_L \cdot 2 \cdot (R_o + R_L)}{(R_o + R_L)^4} \cdot V_o^2 = 0$ si $R_L = R_o$

6.4.2 Amplificateur de puissance "classe A" à structure "collecteur commun" ^[53]

L'amplificateur de puissance à structure "collecteur commun" est représenté ci-contre.

Remarquons l'absence de résistance de collecteur.

En effet, si elle est nécessaire dans le cas du montage amplificateur "émetteur commun", afin de produire les variations de tension de sortie, elle est inutile dans le cas de l'amplificateur à collecteur "commun", puisque la tension de sortie est prise du côté de l'émetteur dont la variation de tension suit celle de la base, soit celle du signal d'entrée v_i .

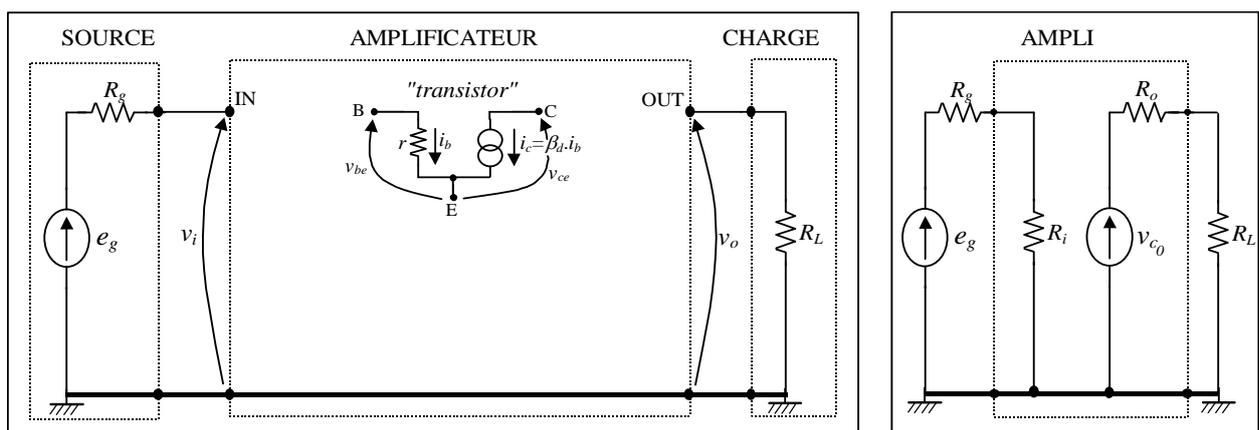


6.4.2.1 Etude en régime statique (régime de polarisation)

Puisque l'amplificateur à structure "collecteur commun" utilise un circuit de polarisation classique "en pont diviseur de tension", l'étude du point de repos est identique à celle déjà effectuée pour le montage amplificateur de tension à structure "émetteur commun".

6.4.2.2 Etude en régime alternatif

6.4.2.2.1 Schéma équivalent "AC" du montage (en « bande passante » ^[54])



⁵³ Aussi appelé "amplificateur émetteur - suiveur" car la tension de son émetteur suit celle d'entrée ($A_v \approx 1$).

⁵⁴ c.à.d. une bande de fréquences pour laquelle on peut à la fois considérer les condensateurs de liaison et de découplage comme des court-circuits et ignorer l'effet des condensateurs intrinsèques du transistor.

6.4.2.2.2 Gain en tension à vide A_0 de l'amplificateur

En observant le schéma équivalent AC du module amplificateur, on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{o_0} = \dots\dots\dots \\ v_i = \dots\dots\dots \end{array} \right\} \Rightarrow A_{o_0} = \frac{v_{o_0}}{v_i} = \frac{\dots\dots\dots}{\dots\dots\dots}$$

Notons que ce résultat aurait pu être trouvé directement en observant le montage. En effet, puisque $V_{BE} \approx 0,7 \text{ V}$ ($\Delta V_{BE} \approx 0$), on a : $V_E \approx V_B - 0,7 \text{ V}$ et la tension d'émetteur suit la tension d'entrée à 0,7 V près. Et, en régime alternatif, puisque $\Delta V_{BE} \approx 0$, la variation de la tension d'émetteur $v_e = v_{o_0}$ suit la variation de la tension d'entrée $v_b = v_i$, ce qui explique le gain unitaire et l'appellation d'*émetteur suiveur* donnée également à ce montage.

6.4.2.2.3 Résistance d'entrée de l'amplificateur (en « bande passante »^[55])

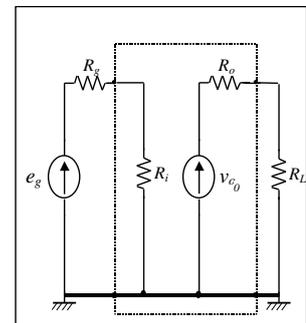
Puisque le schéma équivalent AC d'entrée du module amplificateur « à structure collecteur commun », est similaire à celui obtenu dans le cas du montage amplificateur « à structure émetteur commun », l'expression de la résistance d'entrée est : $R_i = v_i / i_i = R_B // (R_E \cdot \beta_d + r)$ ^[56]

Puisque la valeur de R_E est élevée, on a : $R_i \approx R_B // (R_E \cdot \beta_d) \approx R_B$ et, l'amplificateur à structure « collecteur commun » possède donc bien une « forte » résistance d'entrée.

6.4.2.2.4 Résistance de sortie de l'amplificateur (en « bande passante »^[57])

Pour rappel, la résistance de sortie R_o est la résistance du schéma équivalent de Thévenin « vu » de la sortie du montage.

On peut montrer que : $R_o = R_E // \left(\frac{R_s // R_B + r}{\beta_d} \right) \approx \frac{r}{\beta_d}$ et, l'amplificateur à structure « collecteur commun » possède donc une faible résistance de sortie R_o .



⁵⁵ « Résistance » en « bande passante » (fréquences normales d'utilisation du montage), sinon « impédance ».

⁵⁶ Si l'on ne peut pas admettre $R_L \gg R_E$, alors R_L intervient également dans l'expression de la résistance d'entrée.

⁵⁷ « Résistance » en « bande passante » (fréquences normales d'utilisation du montage), sinon « impédance ».

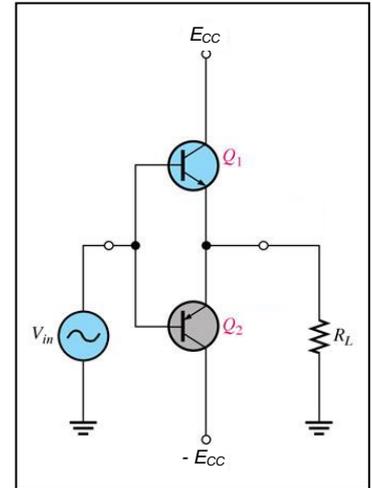
6.4.3 Amplificateur de puissance “classe B” et “AB” ou “push-pull”

Un amplificateur “classe A” est très consommateur d’énergie. En effet, déjà au repos (absence de signal d’entrée), une puissance importante est consommée par le montage amplificateur, alors que la puissance utile est nulle ! Le rendement d’un tel amplificateur est donc très faible (25 % maximum).

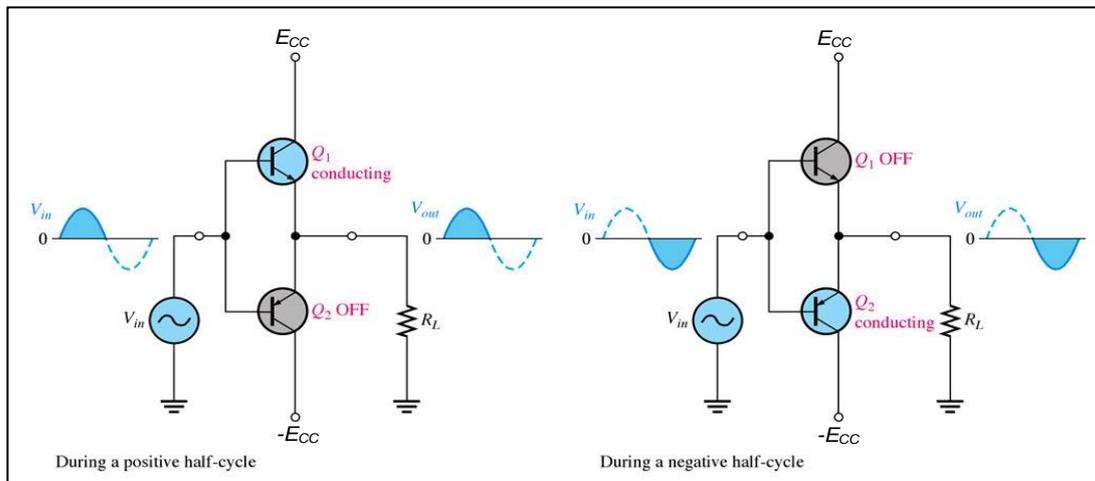
Dans les amplificateurs de tension, qui ne véhiculent que très peu de puissance, la perte d’énergie est peu significative dans l’ensemble de la chaîne d’amplification. Par contre, dans le cas des amplificateurs de puissance, elle peut ne plus être acceptable.

Dans ce cas, on utilise un amplificateur dit “classe B”, dont la structure élémentaire est représentée ci-contre.

Dans ce type d’amplificateur, le point de repos est positionné au blocage pour les deux transistors. De cette façon, la puissance consommée au repos est nulle et le rendement en est d’autant relevé (de l’ordre de 80 % maximum).



6.4.3.1 Principe de fonctionnement



Etant donné les connexions réalisées, lorsqu’un transistor conduit, l’autre bloque.

Lorsque $-0,7 \text{ V} < v_{in} < 0,7 \text{ V}$, les deux transistors sont simultanément bloqués $\Rightarrow v_{out} = 0 \Rightarrow |v_{BE}| = v_{in}$

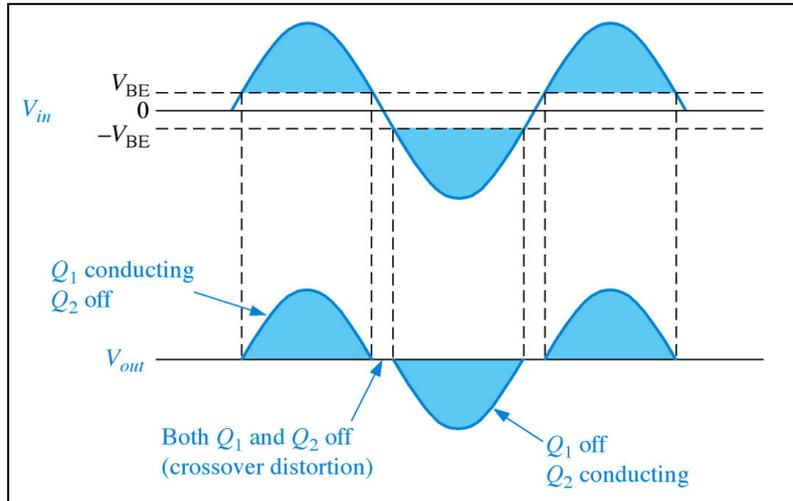
Ainsi, lorsque $v_{in} > 0,7 \text{ V}$, le transistor Q1 conduit $\Rightarrow v_{out} = v_{in} - 0,7 \text{ V}$, ce qui transmet en sortie l’alternance positive. Par contre, lorsque $v_{in} < 0,7 \text{ V}$, le transistor Q2 conduit $\Rightarrow v_{out} = v_{in} + 0,7 \text{ V}$, ce qui transmet en sortie l’alternance négative.

On retrouve ici le principe de l’amplificateur “à collecteur commun” ou “émetteur suiveur”, offrant une faible impédance de sortie et un gain en AC unitaire ($A_v = \Delta v_{out} / \Delta v_{in} = 1$).

6.4.3.2 Distorsion de croisement

L'inconvénient majeur d'un amplificateur "classe B", dans sa version de base représentée plus haut, est la déformation du signal de sortie au voisinage des passages par zéro du signal d'entrée v_{in} , c.à.d. lors du passage de conduction d'un transistor à l'autre (on parle ainsi de *distorsion de croisement*).

En effet, lorsque $|v_i| < 0,7\text{ V}$, les deux transistors sont simultanément bloqués et on observe alors un signal de sortie nul !



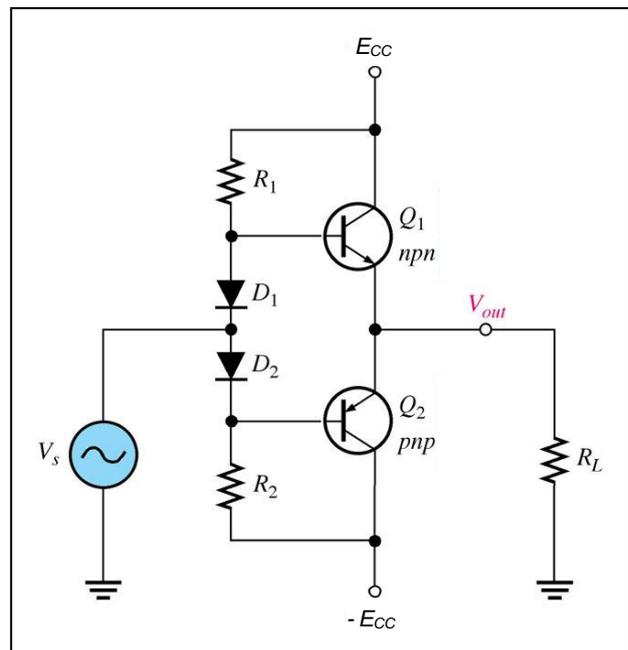
6.4.3.3 Amplificateurs "classe AB"

Pour réduire cette *distorsion de croisement*, on polarise les transistors non plus au blocage, mais proche de celui-ci, de sorte qu'ils ne sont plus jamais simultanément bloqués, sans pour autant consommer beaucoup plus de puissance au repos que l'amplificateur "classe A".

On parle alors d'amplificateur "classe AB".

La figure ci-contre en présente une des versions possibles.

Notons enfin, que, étant donné son principe de fonctionnement, un amplificateur classe "B" ou "AB" est également appelé "push-pull" [58].

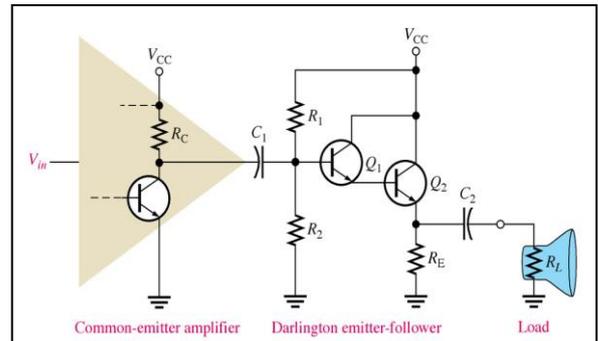


⁵⁸ Ce nom provient du fait que le transistor T1 "pousse" ("push") le courant de sortie vers la charge, alors que le transistor T2 le "tire" ("pull") (ce qui n'est qu'une façon imagée de voir les choses).

6.4.4 Augmentation de l'impédance d'entrée d'un amplificateur

Pour augmenter l'impédance d'entrée, on peut soit utiliser des FET, soit des transistors Darlington.

Le montage représenté ci-contre en illustre un exemple (montage "émetteur-suiveur" de très forte impédance d'entrée, offrant ainsi un gain en courant, donc en puissance, considérable).



6.4.5 Autres principales classes d'amplificateurs de puissance

6.4.5.1 "Classes G et H"

Il s'agit d'amplificateurs de "classe A" possédant une source d'alimentation dont la tension s'adapte en permanence à l'amplitude du signal à amplifier, soit de manière continue ("classe G"), soit par paliers ("classe H"). On réduit ainsi considérablement les pertes de puissance (notamment au repos), tout en profitant des performances de la "classe A".

6.4.5.2 "Classe D" ("S" chez Sony, "I" chez Crown, "T" chez Tripath)

Si l'amplificateur "classe B" ne peut dépasser un rendement de 80 %, c'est parce que ses transistors utilisent le régime linéaire. Par contre, un amplificateur de "classe D" utilise un pont de transistors en commutation, ce qui permet une réduction drastique des pertes dans ses composants, lui procurant ainsi un rendement exceptionnel.

L'électronique commande les 4 transistors de ce pont à l'aide de signaux rectangulaires "hautes fréquences" ^[59] dont les "rapports cycliques" ^[60] sont déterminés par l'amplitude du signal à transmettre (On parle de "modulation en largeur d'impulsions" (PWM = *Pulse Width Modulation* en anglais)), de sorte que la moyenne du signal rectangulaire appliqué à la charge du pont est égale à l'amplitude du signal à transmettre. Un filtre passe-bas est ainsi nécessaire entre la sortie du pont et la charge, pour appliquer cette moyenne à la charge.

Partant de ce concept de "classe D", les constructeurs de matériels Hi-Fi ont développé des variantes (combinant plusieurs "classes") (classe "S" chez Sony, "I" chez Crown, "T" chez Tripath, ...).

⁵⁹ Plus de 10 fois la fréquence de la composante de plus grande fréquence à amplifier (20kHz) (soit plus de 200kHz).

⁶⁰ $\delta = \frac{\text{Durée}_{ON}}{T}$, appelé « rapport cyclique » (« duty cycle » en anglais).

7 Quelques autres applications des transistors

Après étude de ce chapitre, vous devriez être en mesure de :

- expliquer le fonctionnement des montages *interrupteur shunt* et *interrupteur série*, permettant la réalisation de commutations de signaux analogiques à l'aide de JFET, ainsi que discuter des conditions de fonctionnement correct de ces montages.
- expliquer le principe de fonctionnement du montage de commande de grille des JFET utilisés dans le montage *interrupteur série*.
- expliquer le principe de la commutation de signaux analogiques à l'aide de MOSFET
- expliquer le fonctionnement du montage « injecteur de courant » à JFET
- expliquer le fonctionnement du montage « injecteur de courant » à BJT
- expliquer le fonctionnement du montage « limiteur de courant » à JFET
- expliquer comment utiliser un JFET en « résistance commandée ».
- analyser le fonctionnement du montage « inverseur en technologie N-MOS ».
- analyser le fonctionnement du montage « inverseur en technologie C-MOS ».
- expliquer la notion de « charge active ».

7.1 Commutateurs analogiques à JFET

L'état OFF est garanti si : $\boxed{|V_{GS_{OFF}}| > (V_{GS_{off}})_{\max}}$

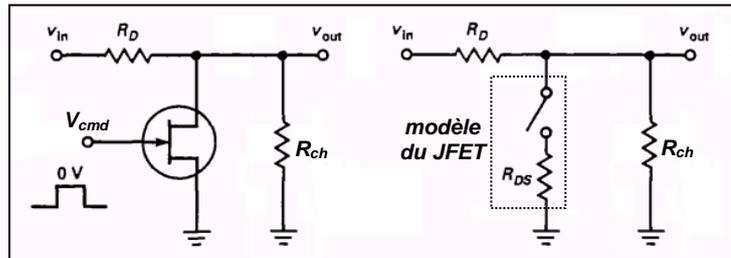
L'état ON est obtenu si $V_{GS_{ON}}$ est tel que : $I_D = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS_{ON}}}{(V_{GS})_{off}}\right)^2 \gg I_{D_{ON}} \approx \frac{E_{alim}}{R_{charge}}$

Habituellement, on choisit $V_{GS_{ON}} \approx 0\text{ V}$, qui est la valeur la plus favorable ($R_{DS_{ON}}$ minimale). Dans ce cas, il faut choisir un transistor pour lequel : $(I_{DSS})_{\min} > I_{D_{ON}}$.

7.1.1 Commutateur analogique de type « shunt »

Si le FET est à l'état ON, la tension de sortie est « nulle », si toutefois $R_{DS_{ON}} \ll R_D$!

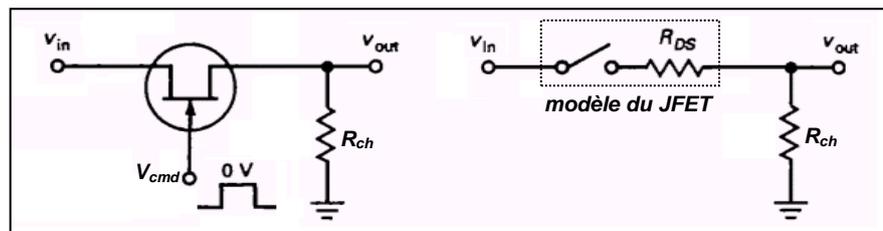
S'il est à l'état OFF, la tension de sortie est égale à la tension d'entrée, si toutefois la chute de tension dans la résistance R_D est négligeable, c.à.d. si $R_D \ll R_{ch}$!



7.1.2 Commutateur analogique de type « série »

Si le FET est à l'état OFF, la tension de sortie est nulle car $R_{DS_{OFF}} \gg R_{ch}$.

S'il est à l'état ON, la tension de sortie est égale à la tension d'entrée, si toutefois $R_{DS_{ON}} \ll R_{ch}$!

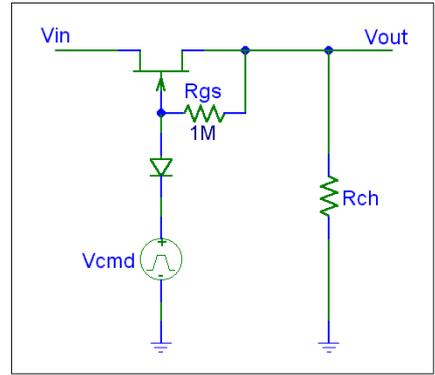


Etant donné les contraintes évoquées, l'*interrupteur série* offre de meilleurs résultats que l'*interrupteur shunt*.

Par contre, la commande de ce dernier est plus aisée, étant donné que la source de son JFET est connectée à la masse (soit : $V_{GS} = V_{cmd}$). En effet, si la commande de l'*interrupteur série* ne pose aucun problème à l'état OFF ^[1], il n'en est pas de même à l'état ON car pour maintenir $V_{GS} = 0$, il faudrait : $V_{cmd} = v_{in}$!

¹ Il suffit d'imposer une tension de commande suffisamment faible, telle que : $V_{GS} < V_{GS_{OFF}}$.

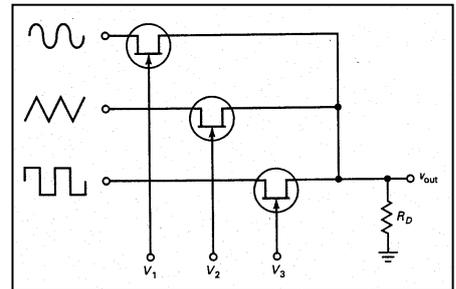
Pour résoudre ce problème, on peut utiliser le montage ci-contre.



7.1.3 Multiplexage analogique

Le dispositif représenté ci-contre permet d'aiguiller un des signaux d'entrée sur la ligne de sortie.

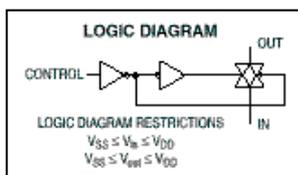
Notons qu'en pratique on ajoutera des modules « R_{GS} -diode » pour réaliser la commande des JFETs.



7.2 Commutateur analogique à MOSFET

Etant donné leur faible résistance à l'état ON ($R_{DS_{ON}}$) et la possibilité de séparer la commande du canal conducteur du canal lui-même, les MOSFET permettent une réalisation efficace de commutateurs analogiques.

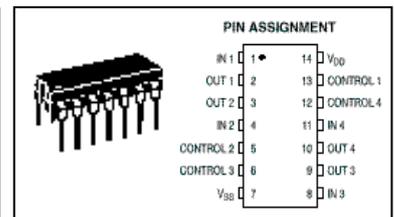
A titre d'exemple les figures ci-contre présentent le classique CI 4016 (4 commutateurs analogiques dans le même boîtier).



MC14016B
Quad Analog Switch/Multiplexer

The MC14016B quad bilateral switch is constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. Each MC14016B consists of four independent switches capable of controlling either digital or analog signals. The quad bilateral switch is used in signal gating, chopper, modulator, demodulator and CMOS logic implementation.

- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- For Lower R_{ON} , Use The HC4016 High-Speed CMOS Device or The MC14066B
- This Device Has Inputs and Outputs Which Do Not Have ESD Protection. Antistatic Precautions Must Be Taken.



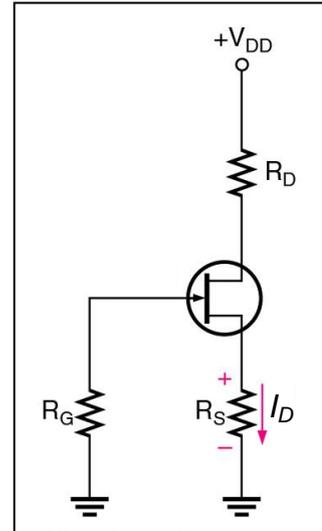
MAXIMUM RATINGS (Voltages Referenced to V_{SS})

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}	DC Supply Voltage Range	-0.5 to +18.0	V
V_{in} , V_{out}	Input or Output Voltage Range (DC or Transient)	-0.5 to $V_{DD} + 0.5$	V
I_{SW}	Switch Through Current	± 25	mA

7.3 Montage « injecteur de courant » à JFET

Lors de la mise sous tension du montage ci-contre : $V_{GS} = -R_S \cdot I_D = 0$
 $\Rightarrow I_D$ augmente $\Rightarrow |V_{GS}| = R_S \cdot I_D$ augmente (en valeur absolue), ce qui tend à diminuer I_D ... jusqu'à atteindre un équilibre, pour lequel $I_D = C^{ste}$ correspond à la hauteur de la caractéristique du JFET obtenue à $V_{GS} = -R_S \cdot I_{D_{régime}}$.

Ainsi, selon la valeur de la résistance R_S , le « pincement » se produit à un courant de drain I_D plus ou moins important, ce qui permet de régler l'intensité du courant injecté (si toutefois : $V_{DS} \geq V_P$ ^[2]).

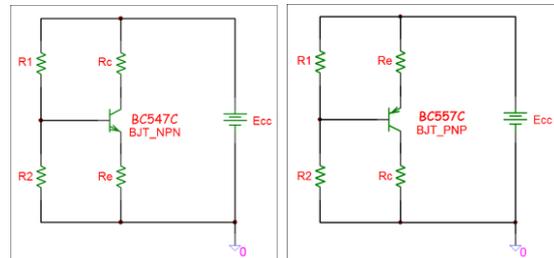


Notons que si $R_S = 0$, le courant sera limitée à I_{DSS} (si toutefois : $V_{DS} \geq V_P$).

Rem. : Le moyen de polarisation du JFET utilisé dans le montage ci-dessus est appelé « polarisation automatique ».

7.4 Montage « injecteur de courant » à BJT

Dans chacun des montages représentés ci-contre, les résistances R_1 et R_2 permettent de fixer la tension de base, donc celle de l'émetteur et, par conséquent, la tension aux bornes des résistances d'émetteur R_e est elle-même fixée. Le courant d'émetteur a donc une intensité imposée par V_{R_e} et R_e .

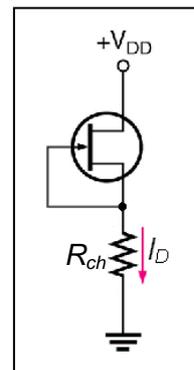


Si la condition d'existence du fonctionnement en zone « à courant constant » est vérifiée ($V_{CE} < V_{coude}$), le courant de collecteur est pratiquement égal au courant d'émetteur et a donc une valeur imposée.

7.5 Limiteur de courant à JFET

Dans le montage ci-contre, le courant vaut : $I_D \approx \frac{V_{DD}}{R_{ch}}$ en fonctionnement normal.

Par contre, si la résistance de charge R_{ch} devient trop faible, le JFET limite automatiquement le courant à I_{DSS} . Ce montage réalise donc une fonction de disjoncteur (à réarmement automatique).

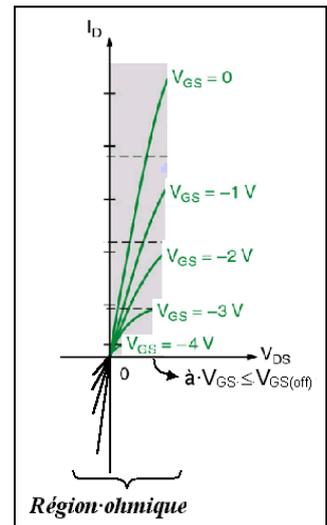


² sinon le JFET ne fonctionne plus en injecteur de courant

7.6 Résistance commandée à JFET

Quand le JFET opère en région « ohmique », il se comporte comme une résistance $r_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D}$, dont la valeur est commandée par la tension V_{GS} ($0 \dots V_{GS_{OFF}}$).

Notons que la linéarité de la région « ohmique » n'est acceptable que pour des faibles tensions V_{DS} (guère plus de 100mV)^[3], ce qui impose des restrictions de mise en œuvre.

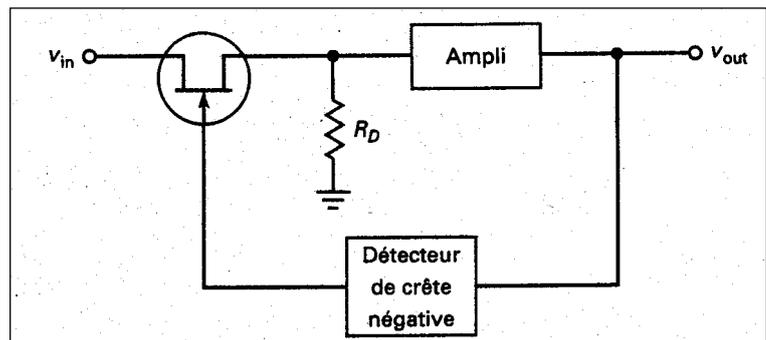


7.6.1 Contrôle automatique de gain

Lorsqu'un récepteur radio passe d'une station faible à une station puissante, le haut-parleur va hurler si on ne diminue pas le niveau de volume. Des modifications de volume sont aussi entraînées par le *fading* (perte d'énergie du signal provoquée par un changement de propagation entre émetteur et récepteur). Pour éliminer ces variations, les récepteurs comportent un module de contrôle automatique de gain (CAG) qui utilise un JFET dans un diviseur de tension.

Lorsque le niveau d'entrée augmente, l'augmentation du niveau de sortie entraîne une tension de crête négative (donc V_{GS}) plus importante, ce qui accroît la résistance r_{DS} réduisant ainsi le signal d'entrée de l'amplificateur ... donc le niveau de sortie.

Il est clair que la constante de temps de cette boucle de réaction doit être grande devant la période des signaux, afin de n'en affecter que le niveau moyen de la crête.



7.6.2 Contrôle du gain d'un oscillateur pour signaux sinusoïdaux à pont de Wien

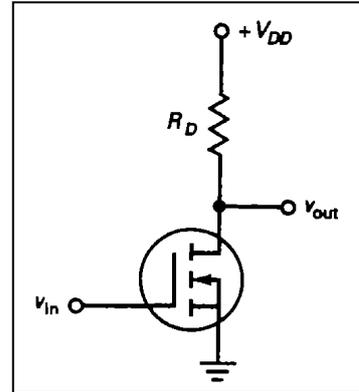
Voir électronique analogique BAC3

³ D'autant que la tension V_{DS} ne peut dépasser 0,5 V « en inverse », sous peine de mise en conduction de la diode « Drain-Grille » ... pouvant provoquer la destruction du JFET

7.7 Inverseur en technologie N-MOS

Le circuit ci-contre est un *inverseur* utilisant un MOSFET à canal N (N-MOS) et une résistance de « pull-up » :

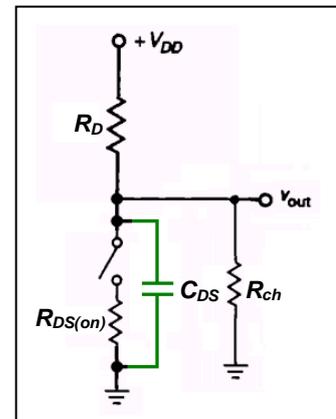
- quand v_{in} est au niveau bas, le MOSFET est bloqué et $v_{out} \approx V_{DD}$ (niveau haut), si toutefois $R_D \lll R_{charge}$
- quand v_{in} est au niveau haut, le MOSFET est « saturé » (à condition que $I_{D_{sat}} = \frac{V_{DD}}{R_D} < (I_D)_{v_{in_{ON}}}$ [4]) et $v_{out} \approx 0$ (niveau bas), si toutefois $R_{DS_{ON}} \lll R_D$



Dans ce circuit, lorsque le transistor est à l'état ON, I_D est voisin de $I_{D_{sat}}$ soit une consommation inutile.

En outre, la présence de la résistance R_D [5] engendre un couple $R_D - C_{DS}$ qui a comme conséquence de réduire considérablement la vitesse de commutation, ce qu'illustre le schéma équivalent ci-contre (même phénomène si le transistor est un JFET ou un BJT).

Notons que le montage ne fonctionne correctement que si : $R_{DS_{ON}} \lll R_D \lll R_{ch}$



Etude approfondie du montage

- à l'état Low établi :
- lors d'une commutation de Low vers High :
- à l'état High établi :
- lors d'une commutation de High vers Low :

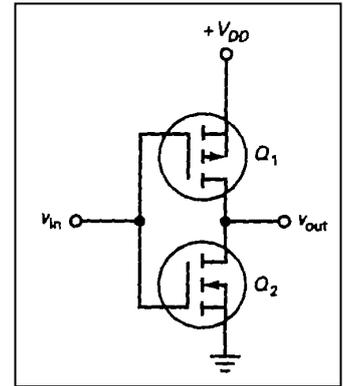
⁴ $(I_D)_{v_{in_{ON}}}$ est la « hauteur » de la caractéristique de sortie obtenue à $v_{in_{ON}}$

⁵ En réalité $R_D // R_{ch}$ mais comme $R_D \lll R_{ch}$, on a : $R_D // R_{ch} \approx R_D$

7.8 Inverseur en technologie CMOS

La structure MOS complémentaire (CMOS) (figure ci-contre) associe un transistor à canal N (Q_2) et un transistor à canal P (Q_1). Ces deux composants sont complémentaires, c.à.d. qu'ils possèdent des valeurs de seuils $V_{GS_{th}}$ quasi identiques en valeur absolue mais de signes opposés.

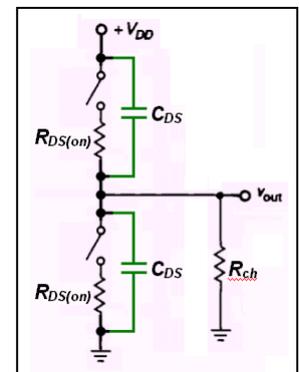
Ce montage ressemble à un ampli « push-pull » où un transistor conduit pendant que l'autre est bloqué, si ce n'est que le montage est ici utilisé en commutation (saturation - blocage).



Cette structure CMOS permet une réduction drastique de la consommation car aucun courant ne circule en absence de charge ^[6].

En outre, à l'état « High » la résistance R_D du montage précédent est ici remplacée par $R_{DS_{ON}}$ ce qui augmente considérablement la vitesse de commutation (par rapport au montage précédent), ce qu'illustre le schéma équivalent ci-contre.

Notons que les conditions de fonctionnement correct du montage sont ici nettement moins sévères puisque la résistance R_D du montage précédent est remplacée par $R_{DS_{ON}}$ à l'état « High » et par $R_{DS_{OFF}}$ à l'état « Low ».



Etude approfondie du montage

- à l'état Low établi :
- lors d'une commutation de Low vers High :
- à l'état High établi :
- lors d'une commutation de High vers Low :

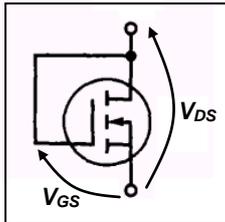
⁶ Si ce n'est un courant de fuite.

7.9 Charge active [7]

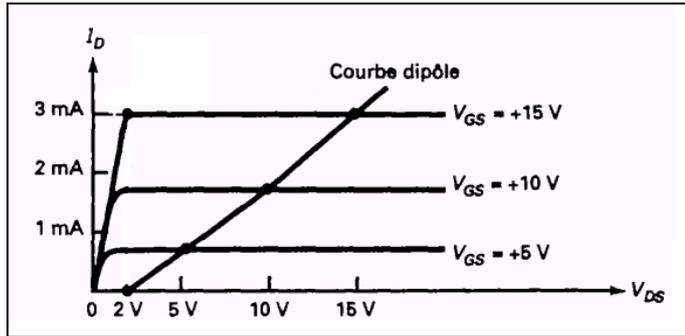
L'inconvénient des résistances, lorsque l'on souhaite les intégrer au sein d'un CI, est qu'elles sont plus difficiles à réaliser et occupent une place beaucoup plus importante qu'un transistor.

C'est pourquoi l'introduction des « charges actives », c.à.d. un transistor jouant le rôle d'une résistance, a permis de révolutionner la taille et le coût de ces CI.

Pour y parvenir, on utilise un MOSFET connecté de telle sorte que $V_{GS} = V_{DS}$.



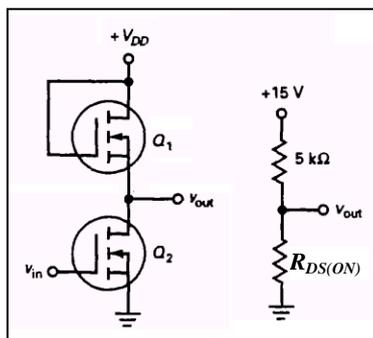
En effet, dans ce cas, la caractéristique de sortie (ci-contre) montre que la caractéristique U-I obtenue correspond approximativement au comportement d'une résistance.



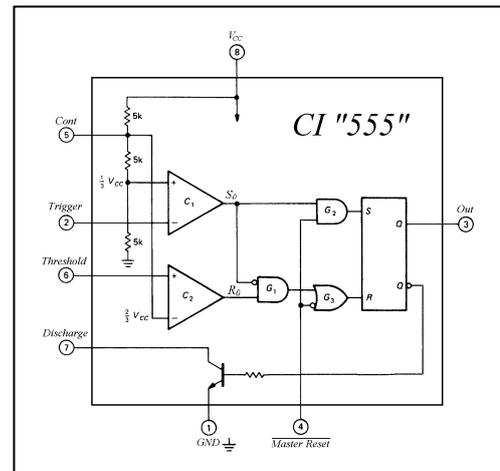
Notons cependant que ce comportement n'apparaît que pour des valeurs de V_{DS} supérieures à $V_{GS_{th}}$ (2V dans la figure ci-dessus) et que la valeur de la résistance équivalente subit des défauts de linéarité [8] et de dispersion des caractéristiques [9].

Cependant, il est possible de fabriquer des résistances quasi identiques lors de leur intégration sur le même support. Utilisées alors dans un pont diviseur de tension, on obtient une bonne précision de fonctionnement (cas du CI 555 ci-contre où les 3 résistances « 5k » ont des valeurs peu maîtrisées mais quasi identiques).

Dans le montage « inverseur » ci-contre, le transistor Q_2 joue le rôle d'un interrupteur et le transistor Q_1 joue le rôle d'une résistance de « pull-up ».



Travaillant en commutation, le fonctionnement de ce montage n'est pas altéré par les imperfections de la charge active car la résistance équivalente du MOSFET Q_1 reste grande devant $R_{DS(ON)}$ de Q_2 .



⁷ Cette appellation provient du fait qu'elle utilise un composant transistor (FET) qui est classé dans les composants « actifs » car comportant une source de courant dans son modèle en régime linéaire.

⁸ Sa valeur change légèrement selon le point de fonctionnement.

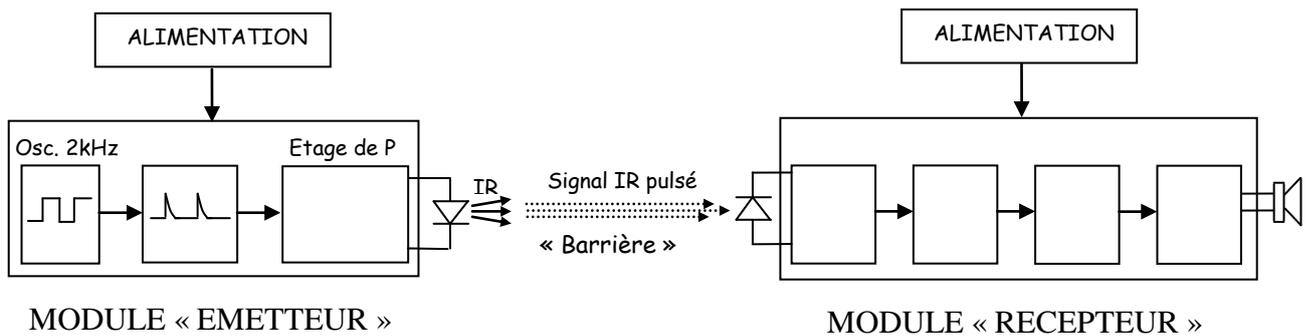
⁹ Valeurs différentes d'un composant à l'autre (de même référence).

Annexe 1 : Projet du labo

Barrière optique IR

Synoptique du montage

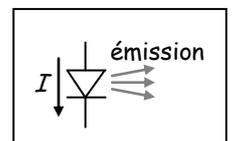
Le module « récepteur », déterminant une extrémité de la « barrière », actionne un « buzzer » en cas de « coupure » du rayonnement infra rouge (IR) émis par le module « émetteur », formant l'autre extrémité de cette « barrière ».



Principes de fonctionnement

◆ Module « émetteur »

Les composants semi-conducteurs appelés « LED » ^[1] sont le siège d'une transformation d'énergie électrique en énergie « lumineuse », véhiculée par des photons, et sont ainsi capables d'émettre de la lumière ^[2] lorsqu'ils sont traversés par un courant électrique.



La puissance instantanée présente dans le signal IR est proportionnelle à la puissance électrique instantanée développée dans la diode LED. La portée est ainsi d'autant plus importante que l'intensité instantanée du courant électrique traversant la diode augmente, puisque la tension aux bornes de la diode est une constante du matériau.
$$P_{\text{diode instantané}} = U_{\text{diode}} \cdot I_{\text{diode instantané}} = k \cdot I_{\text{diode instantané}}$$

¹ LED = Light Emitting Diode, c.à.d. diode émettant de la lumière.

² de couleur verte, jaune, rouge, orangée, bleue ou encore infra rouge, selon la nature du matériau utilisé, car la longueur d'onde du rayonnement émis dépend directement de la hauteur de la barrière de potentiel de la diode ($\Delta w = h \cdot \nu$).

Cependant, la destruction thermique de la diode survient, entre autres, lorsque le courant moyen la traversant atteint sa valeur limite. ☞ Il faut : $I_{\text{diode}_{\text{moyen}}} < I_{\text{AV}}$ (AV = average)

Cette limite empêcherait donc d'injecter un courant important à travers la diode LED, réduisant d'autant la portée du système !

La solution technique est alors d'injecter un courant pulsé à travers la diode. En effet, dans ce cas, le courant instantané peut être très important lors des « pulses »^[3], tout en maintenant le courant moyen en dessous de sa limite^[4].

En outre, à portée donnée, un signal pulsé permet une réduction de la consommation d'énergie. Par contre, le fait qu'il soit intermittent complique légèrement l'électronique de réception.

Dans les modules intégrés, dédiés aux transmissions IR, on utilise couramment un signal rectangulaire de quelques dizaines de kilohertz de fréquence (30 à 40 kHz).

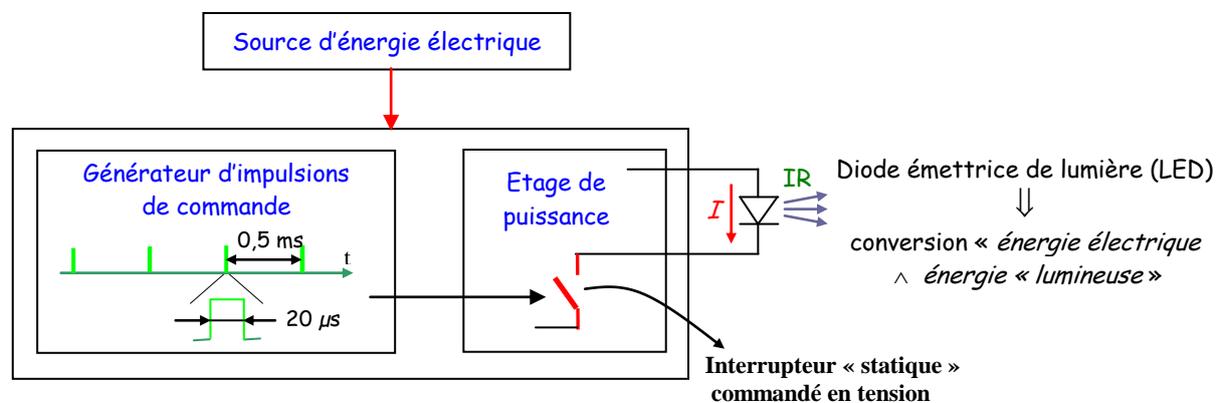
Si le choix de telles fréquences est dicté par des impératifs de vitesse de transmission de l'information véhiculée, dans l'application qui nous intéresse ici ce sont essentiellement des impératifs de limitation de consommation d'énergie qui déterminent le choix. En effet, du point de vue fréquence, il faut ici uniquement assurer la détection du passage d'un être humain à travers la « barrière »^[5].

Dans cette application, on a ainsi choisi d'émettre des impulsions d'une largeur de 20 μs toutes les 0,5 ms, c.à.d. un signal pulsé d'une fréquence de 2 kHz et d'un rapport cyclique de 4 % !

Ainsi, si les pointes de courant injectées dans la diode émettrice sont d'1 A, le courant moyen est limité à 40 mA ! En d'autres termes, la puissance instantanée mise en jeu dans la production du rayonnement IR est 25 fois plus élevée que la consommation moyenne de la diode LED.

Pour obtenir une émission IR pulsée, il est donc nécessaire d'injecter un courant pulsé à travers la diode LED IR. L'électronique offre pour cela des commutateurs à semi-conducteurs appelés transistors. Ils sont dits « statiques » car ils ne possèdent aucune pièce mécanique mobile, ce qui permet une commutation à fréquence élevée et sans usure.

Le schéma de principe du module « émetteur » est donc le suivant.



³ Couramment de l'ordre de l'ampère.

⁴ Couramment de l'ordre de 100 mA.

⁵ Dans le cas le plus défavorable d'une personne traversant la « barrière optique » rapidement (soit 20 km/h), on peut estimer la durée d'interruption du faisceau IR à environ : $\Delta t \approx \frac{15 \text{ cm}}{20 \text{ km/h}} \approx 30 \text{ ms}$.

◆ Module « récepteur »

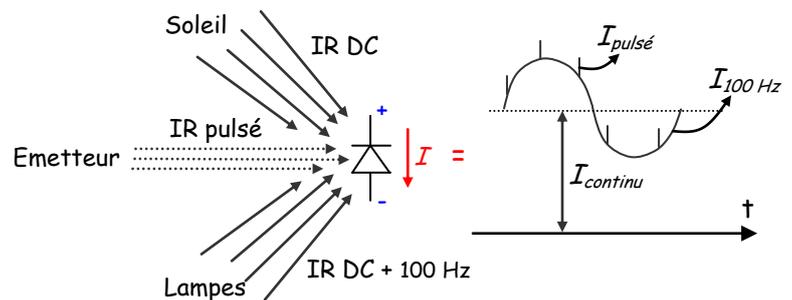
Une diode polarisée en inverse est idéalement bloquante. En réalité, un faible courant de fuite la traverse dont l'intensité peut être modulée par le nombre de photons incidents d'énergie adéquate^[6]. Cette propriété est mise à profit dans les diodes appelées photodiodes. En première approximation, on peut ainsi assimiler une photodiode à un injecteur de courant dont l'intensité est modulée par l'intensité du signal « lumineux » incident.

Un revêtement particulier, placé sur la « fenêtre » de la photodiode, permet de limiter la sensibilité spectrale de celle-ci à une étroite bande de longueurs d'ondes particulières. C'est ainsi qu'un revêtement de couleur noire permet d'obtenir une photodiode IR. Notons que la diode émettrice doit donc être adaptée afin d'émettre un rayonnement de longueur d'onde correspondante.

Le rayonnement IR émis par l'émetteur sera ainsi capté par une photodiode IR.

Cependant, le « module émetteur » n'est pas le seul à émettre un rayonnement IR.

En effet, l'éclairage naturel (soleil) émet également un rayonnement de ce type, mais continu, alors que les éclairages artificiels en génèrent un de forme sinusoïdale et d'une fréquence de 100 Hz, ajouté à une composante continue^[7].



Le signal perçu par la photodiode est ainsi la superposition d'un signal pulsé, d'un signal sinusoïdal de 100 Hz de fréquence et d'une composante continue.

En outre, la composante pulsée est la plus faible en amplitude !

Cependant, ces trois composantes se différencient par leur fréquence, ce qui permet de réaliser un « filtrage électronique ».

Un signal pulsé à très faible rapport cyclique se rapproche d'une « impulsion de Dirac » et possède ainsi un spectre de fréquences très étendu. En d'autres termes, tout se passe comme si le signal pulsé était la superposition d'une très grande quantité de composantes sinusoïdales restant significatives jusqu'à des fréquences bien plus élevées (de l'ordre de 10kHz dans notre application) que la fréquence du signal pulsé (fréquence fondamentale). Il est ainsi relativement aisé d'envisager le filtrage électronique.

Ainsi, après avoir converti le courant électrique de la photodiode en tension électrique, l'électronique du récepteur doit amplifier et filtrer le signal obtenu, afin qu'il puisse « attaquer » un dernier module électronique capable de fournir un signal binaire indiquant l'absence ou la présence des impulsions de tension, images des impulsions de signaux IR, soit une coupure ou non de la « barrière optique ». Ce signal « pilotera » alors un interrupteur « statique » afin d'actionner le « buzzer ».

⁶ Ce courant de fuite dépend également de l'agitation thermique, ce qui explique qu'en absence totale de rayonnement, on observe déjà une composante continue.

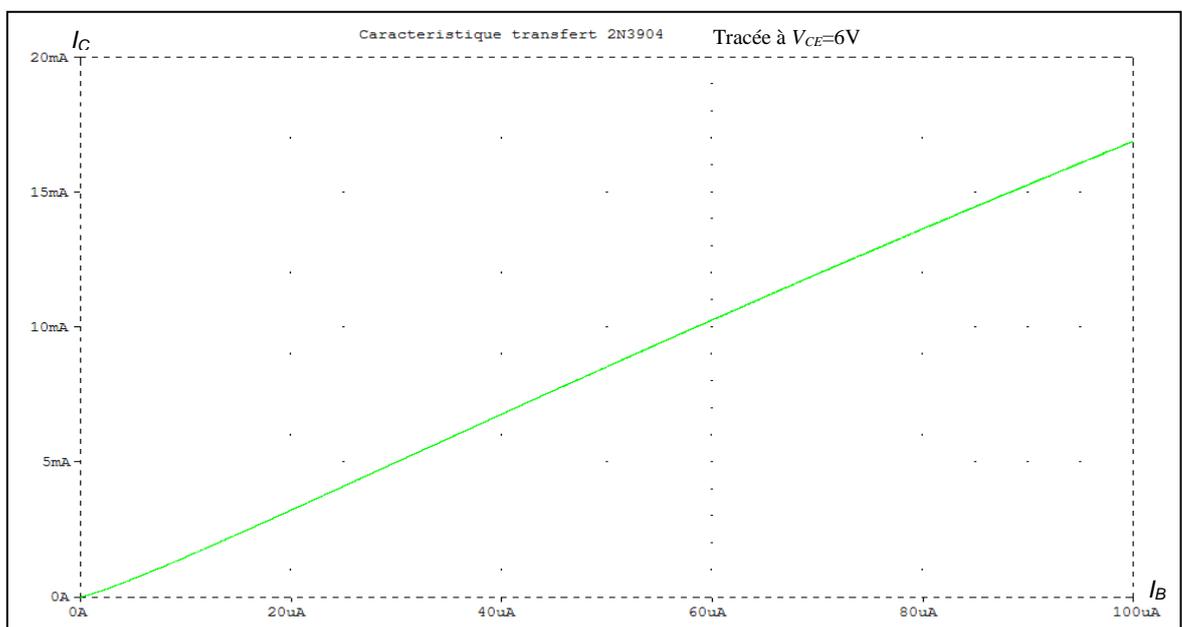
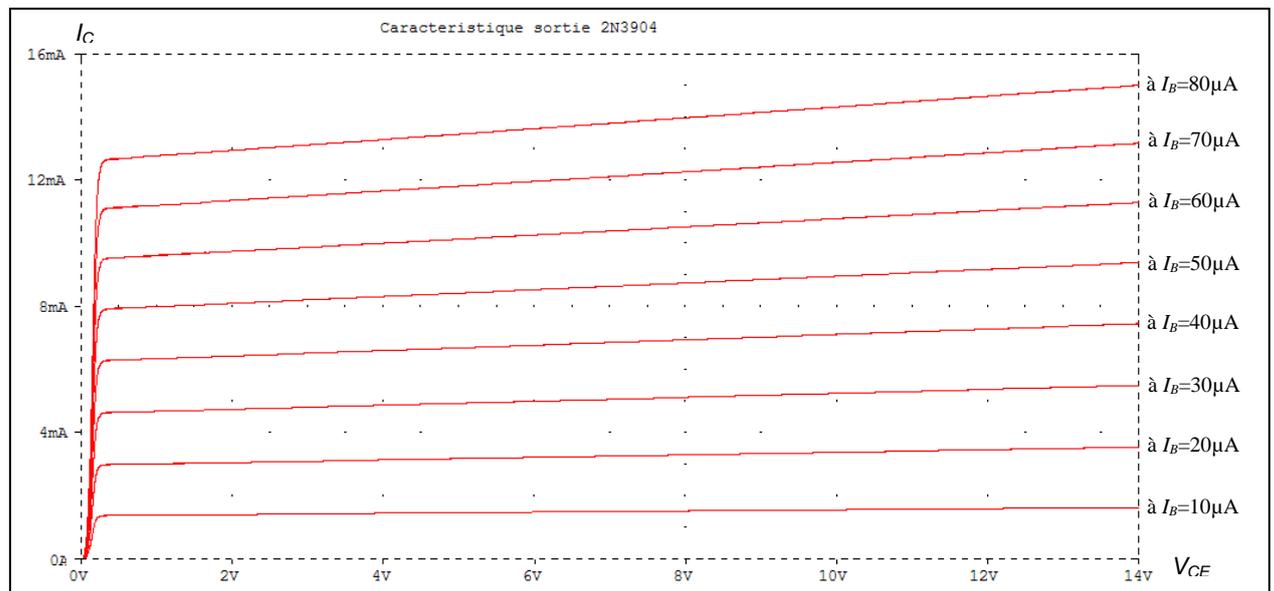
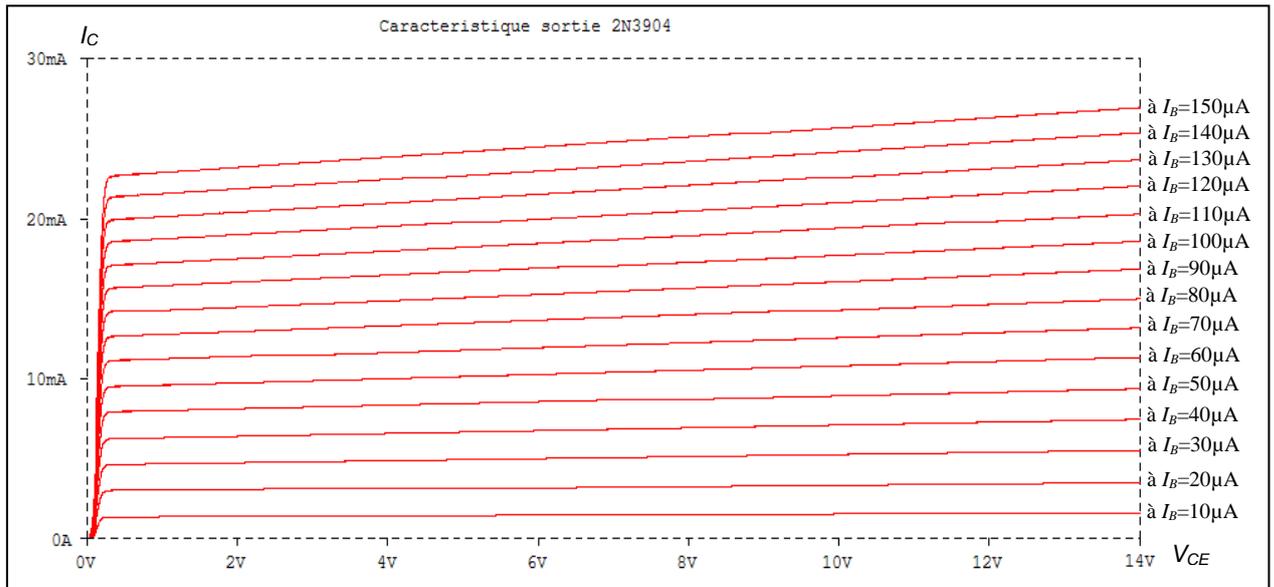
⁷ Si la tension électrique du réseau et donc le courant à travers l'élément d'éclairage ont tous deux une forme sinusoïdale et une fréquence de 50 Hz, la puissance instantanée dégagée dans cet élément d'éclairage est également de forme sinusoïdale, mais d'une fréquence de 100 Hz, oscillant entre 0 et $U_m \cdot I_m$ (si $\varphi = 0^\circ$).

$$\text{En effet : } P = u \cdot i \Rightarrow P = U_m \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot I_m \cdot \sin(\omega \cdot t) = \frac{U_m \cdot I_m}{2} \cdot (1 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t)) \quad (\text{cas de } \varphi = 0^\circ)$$

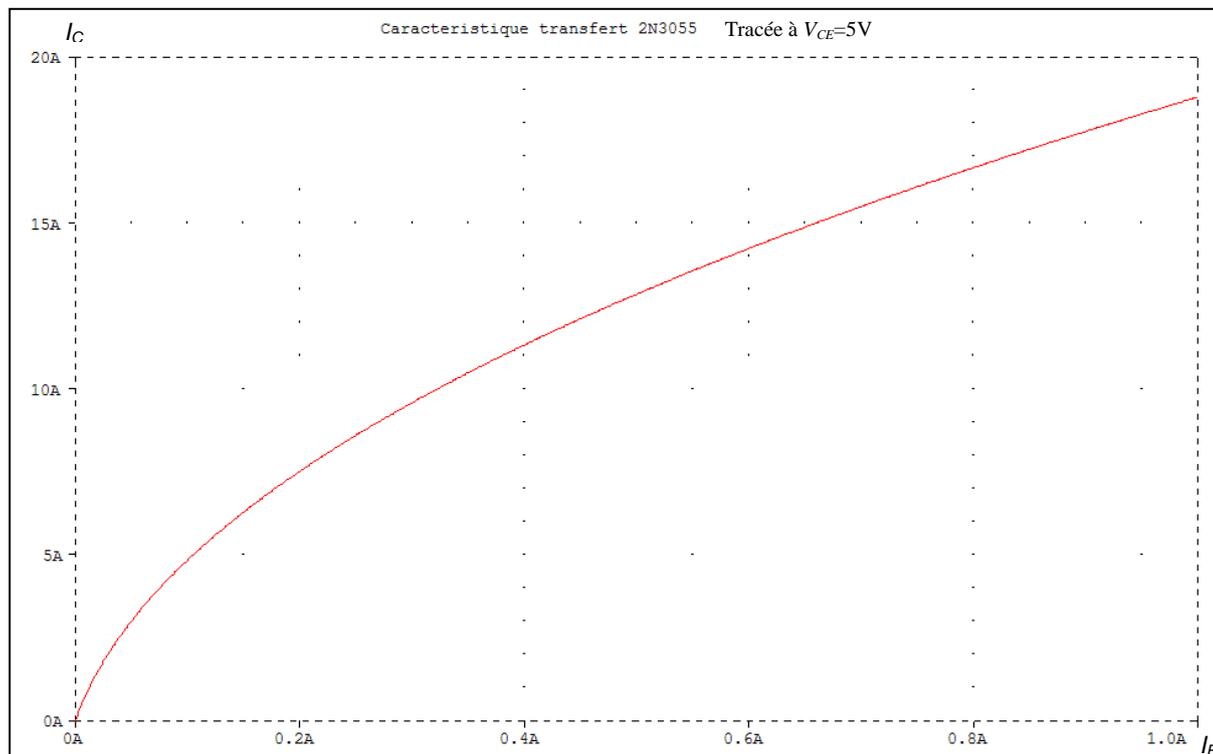
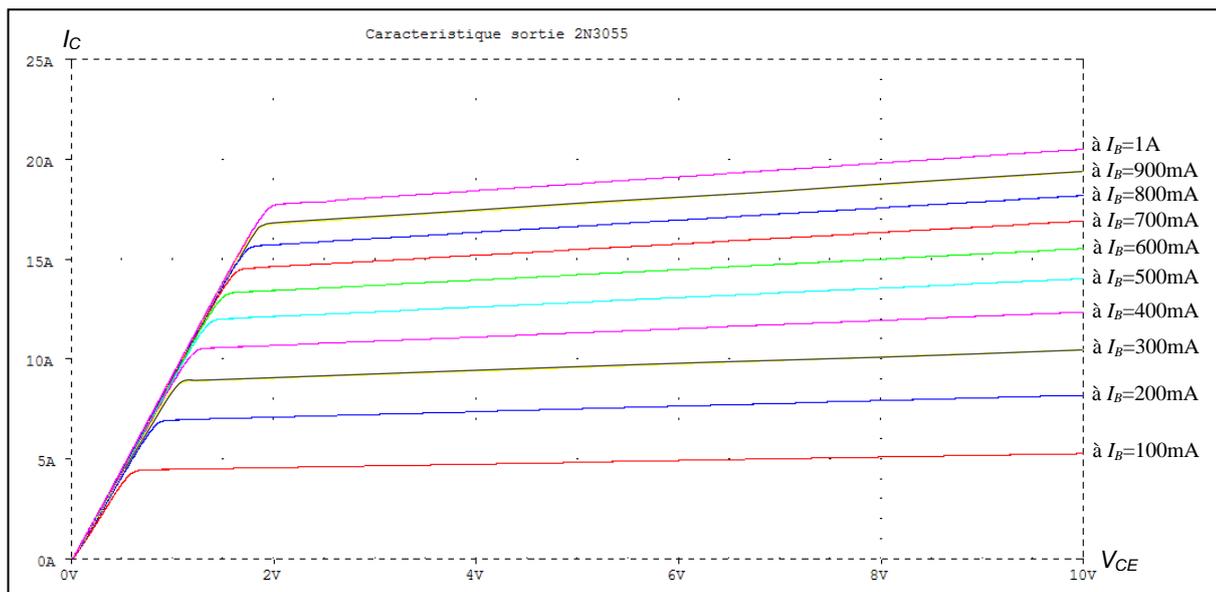
La puissance instantanée présente dans le signal IR étant imposée par la puissance électrique instantanée développée dans l'élément d'éclairage, le signal IR induit par cet élément sera de forme sinusoïdale et d'une fréquence de 100 Hz.

Annexe 2 :
*Caractéristiques de
quelques transistors*

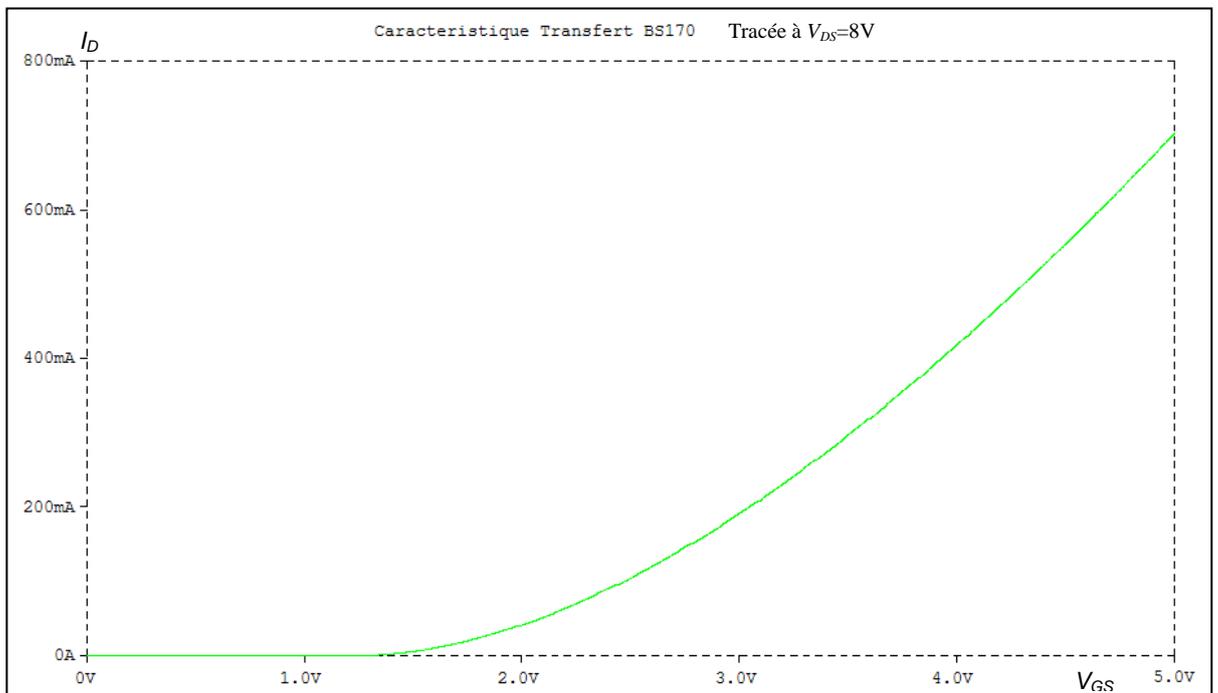
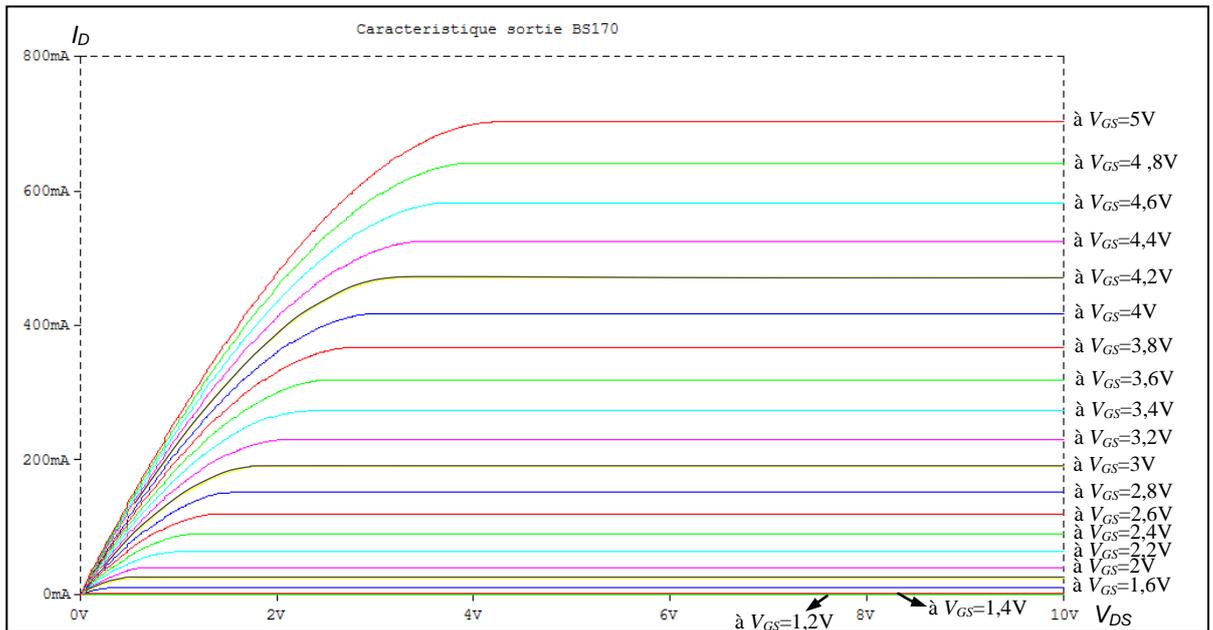
BJT de « petite puissance » (« small signal ») : 2N3904



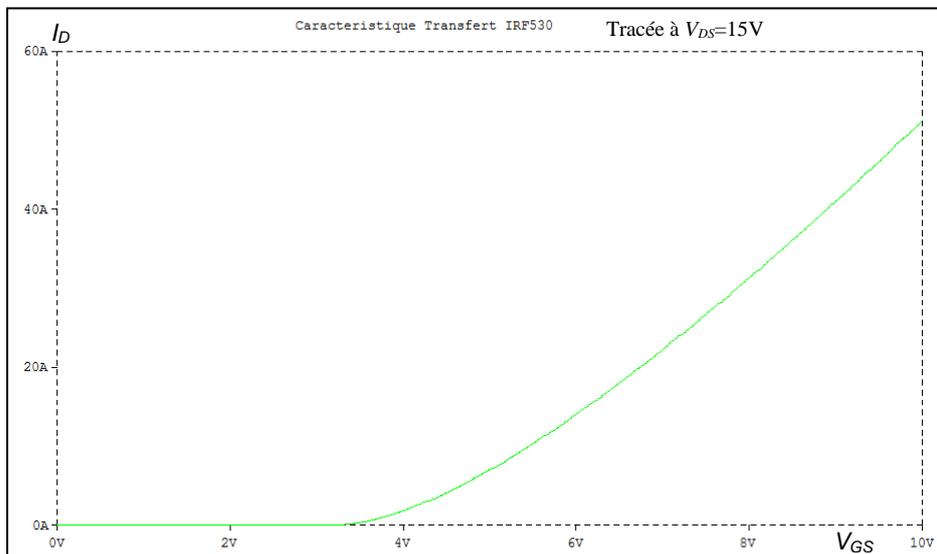
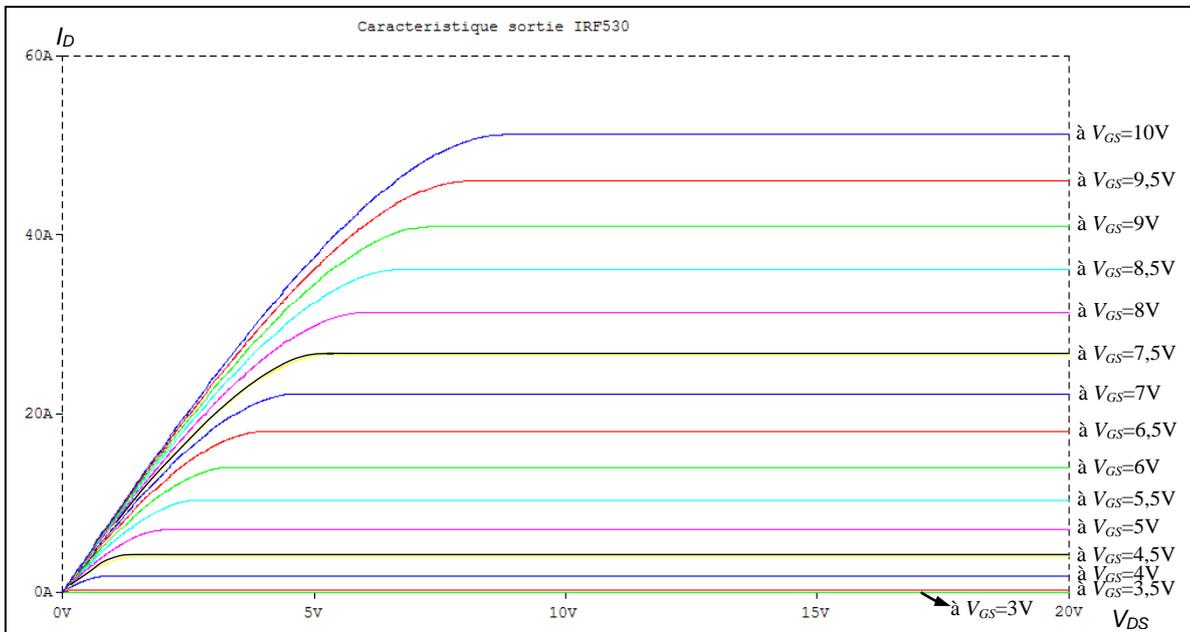
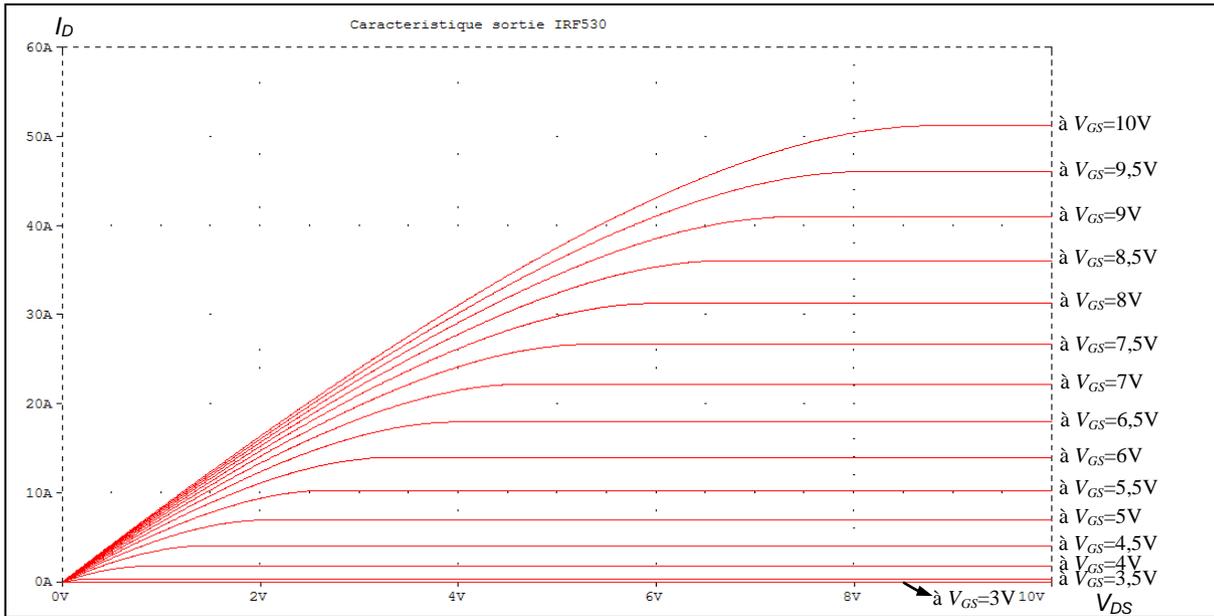
BJT de « puissance » (« Power Transistor ») : 2N3055



MOSFET de « petite puissance » (« small signal ») : BS170



MOSFET de « puissance » (« Power Transistor ») : IRF530



JFET de « petite puissance » (« small signal ») : BF245C

