SE 1 : Systèmes électroniques

Electronique analogique linéaire et non linéaire

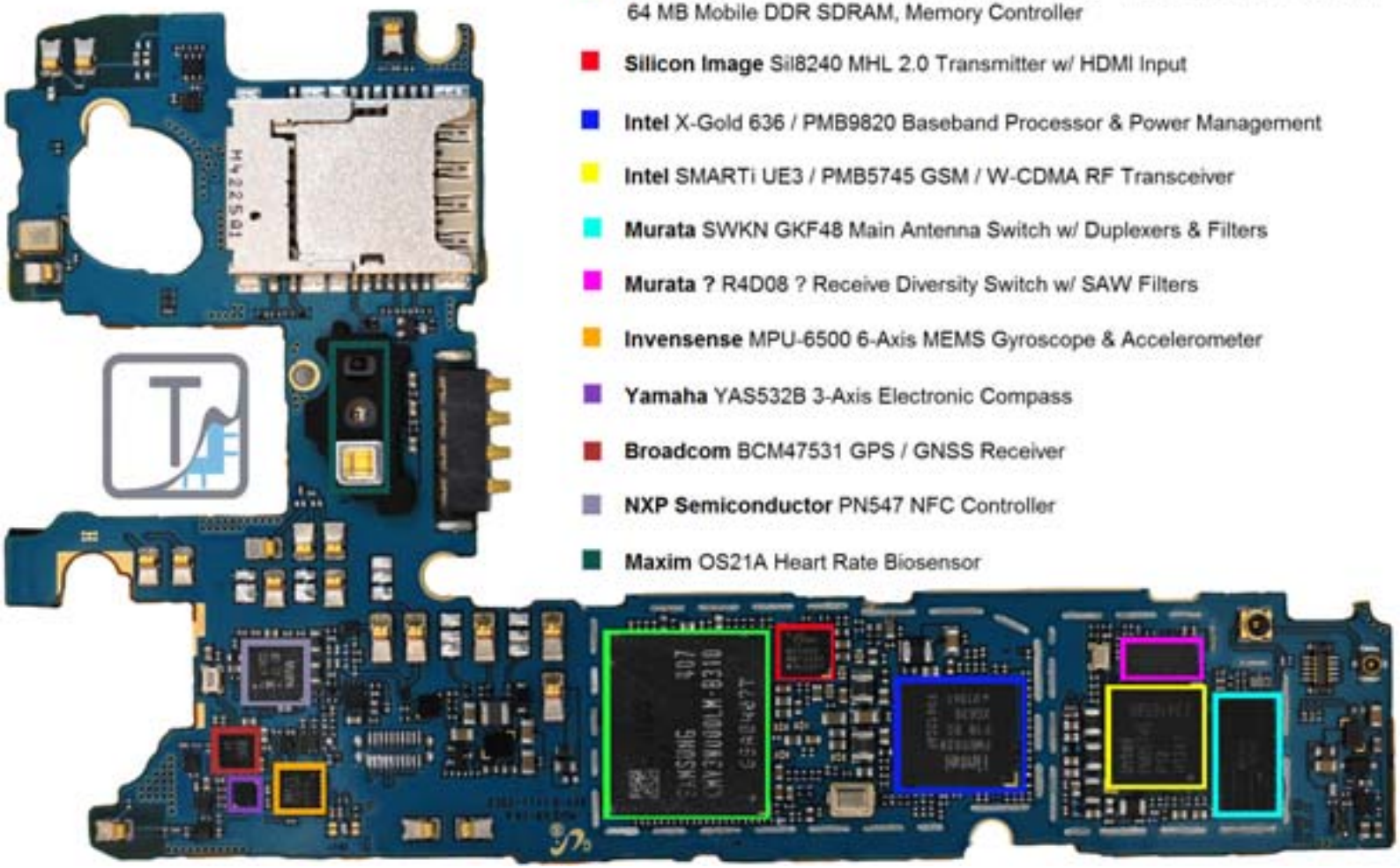
Valentin Gies

IUT de Toulon - département GEII
Université de Toulon (UTLN)

Électronique et électrotechnique

Domaines d'applications et métiers

Domaines d'application : électronique grand public



Domaines d'application : électronique grand public

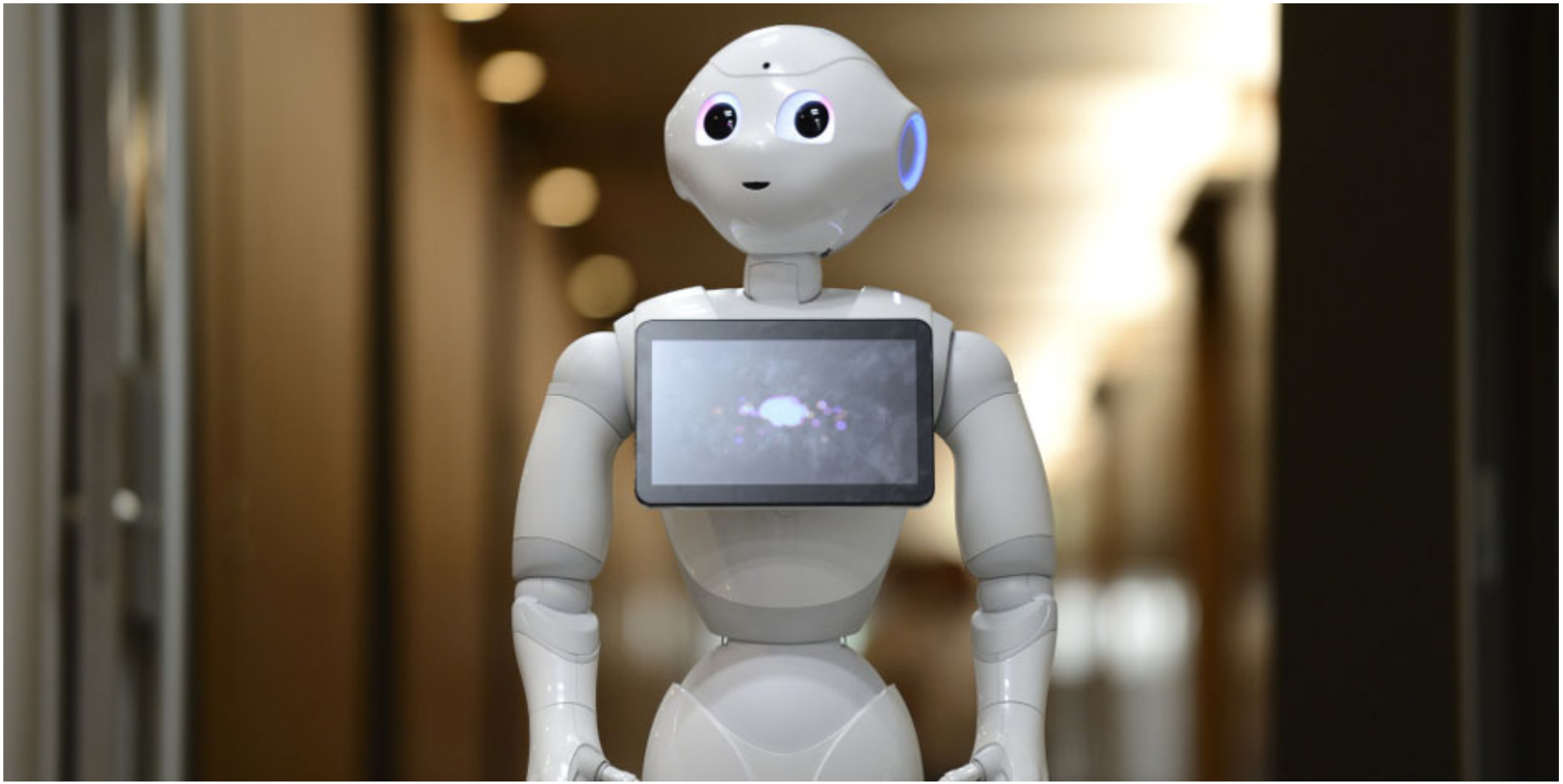


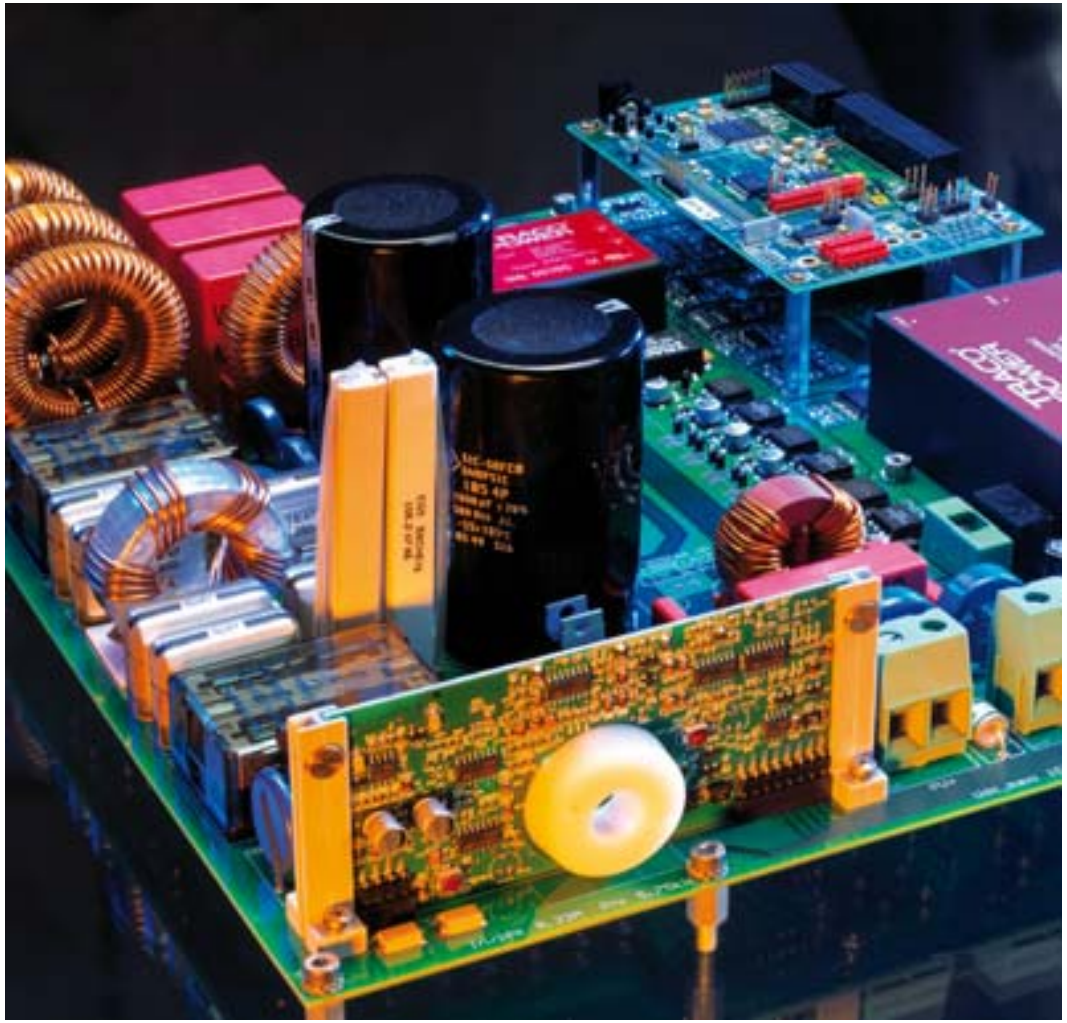
fig: Pepper (Aldebaran Robotics)

Domaines d'application : électronique grand public

Enjeux :

- Intégration multi-sensor et multi-processeurs. Systèmes distribués.
- Low power.
- Communications radio.
- Mécatronique : fusion entre électronique et mécanique

Domaines d'application : électronique de puissance - conversion d'énergie

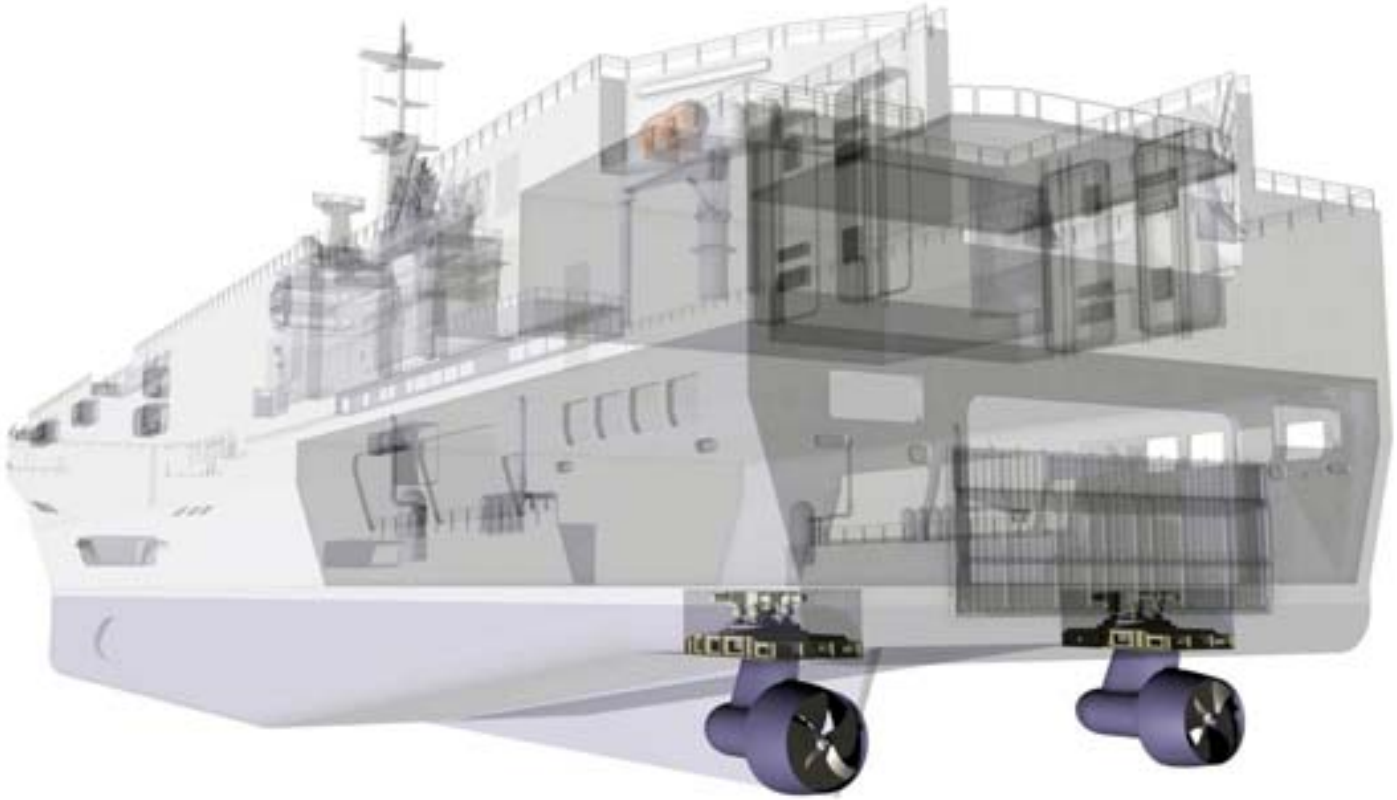


Domaines d'application : électronique de puissance - production d'énergie

Domaines d'application : électronique de puissance - production d'énergie

Domaines d'application : électronique de puissance - production d'énergie

Domaines d'application : électronique de puissance - propulsion



Domaines d'application : électronique de puissance

Enjeux :

- Courants, tensions et puissances élevés.
- Conversion d'énergie : optimisation du couple, réduction des pertes...
- Gestion de consommation et production distribuée : supervision, commande à distance...
- Limitation des perturbations électromagnétiques : normalisation...

Domaines d'application : électronique médicale

Domaines d'application : électronique médicale

Domaines d'application : Électronique médicale

Enjeux :

- Objets connectés : ultra intégré, low power, contrôle et communication distants...
- Robotique : intégration mécanique et électronique...
- Absence de risque pour la santé : fiabilité, normalisation...

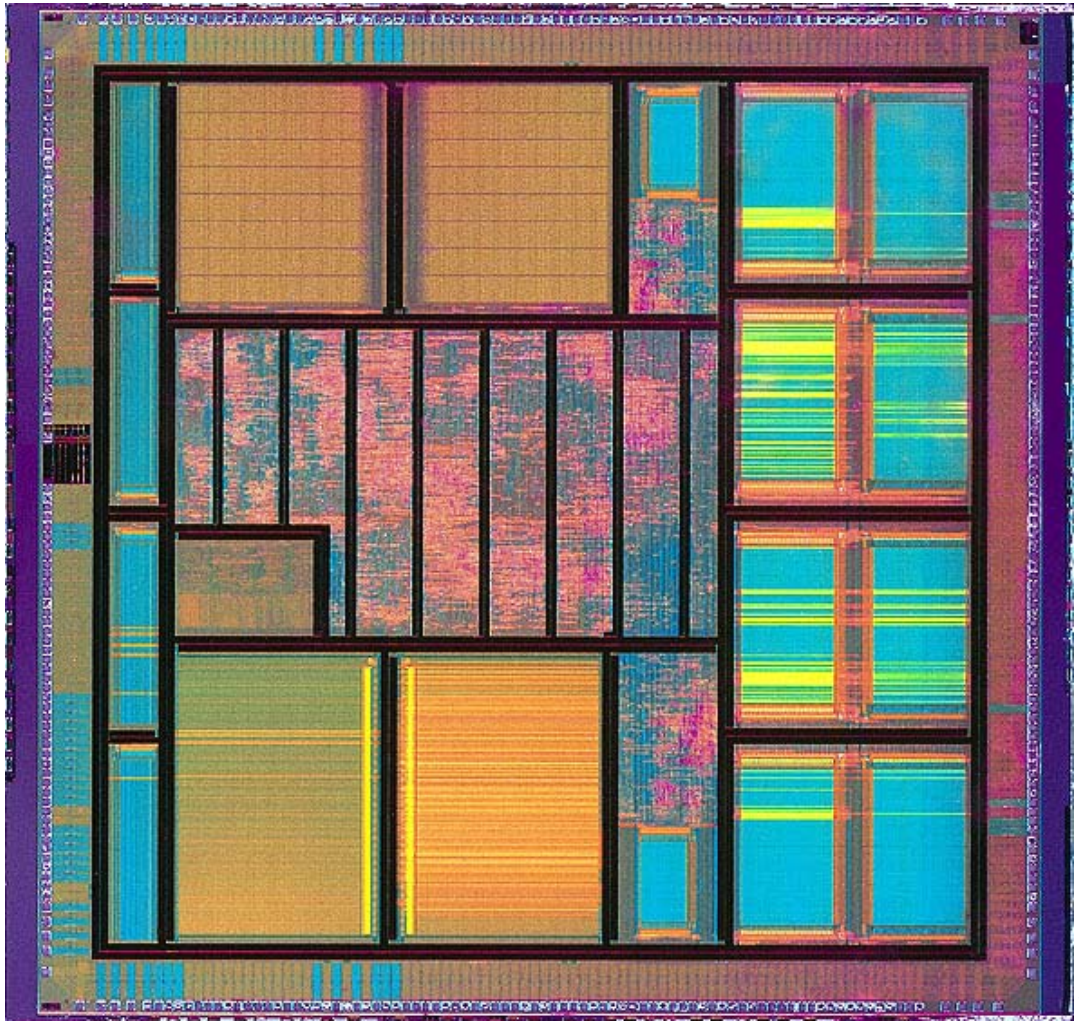
Domaines d'application : électronique spatiale

Domaines d'application : électronique spatiale

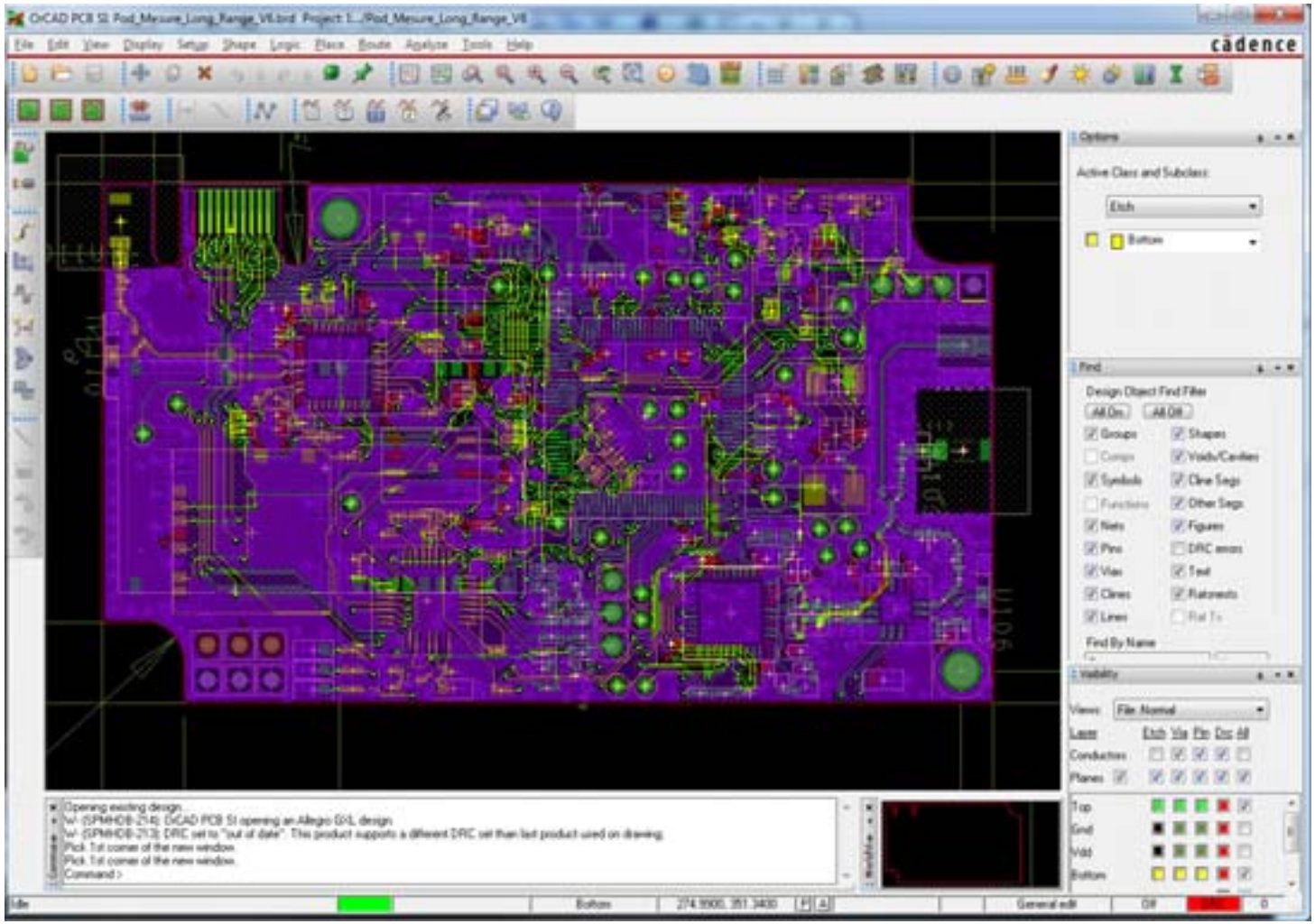
Enjeux :

- Robustesse : température, vibrations, radiations...
- Récupération et gestion de l'énergie.
- Communication radio longue distance et téléopérabilité.

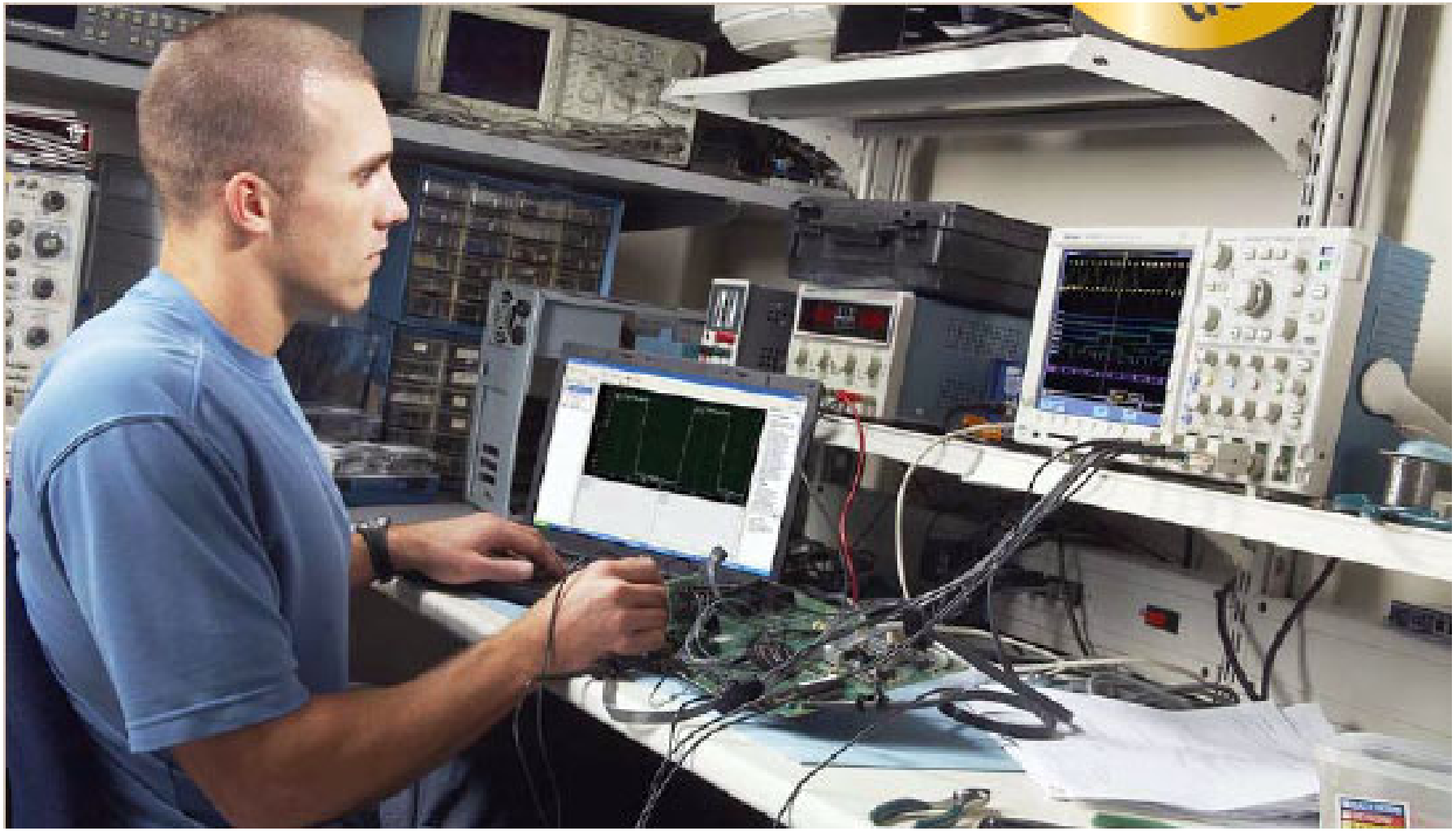
Métiers de l'électronique : conception de circuits silicium



Métiers de l'électronique : conception de systèmes électroniques

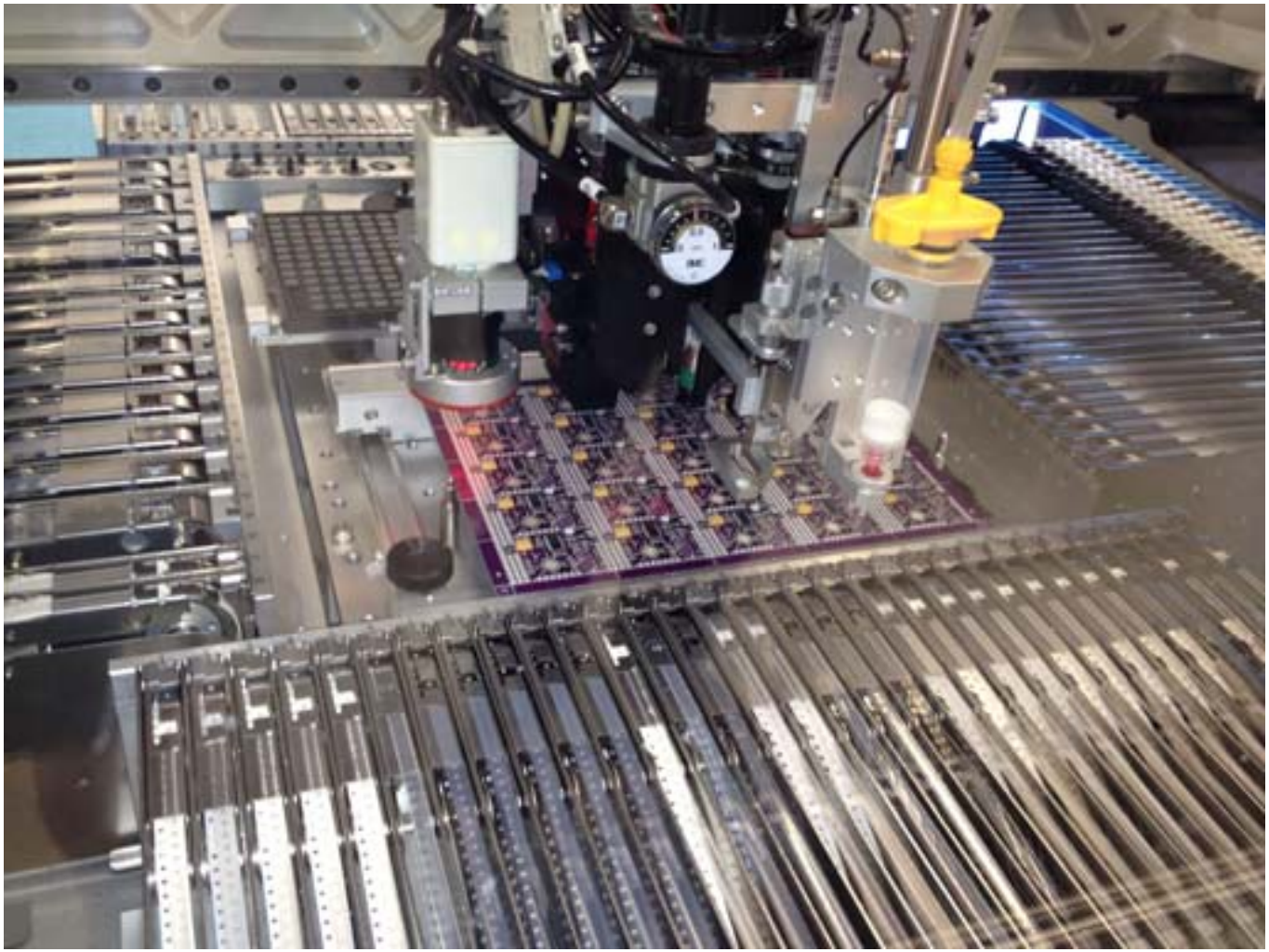


Métiers de l'électronique : informatique industrielle



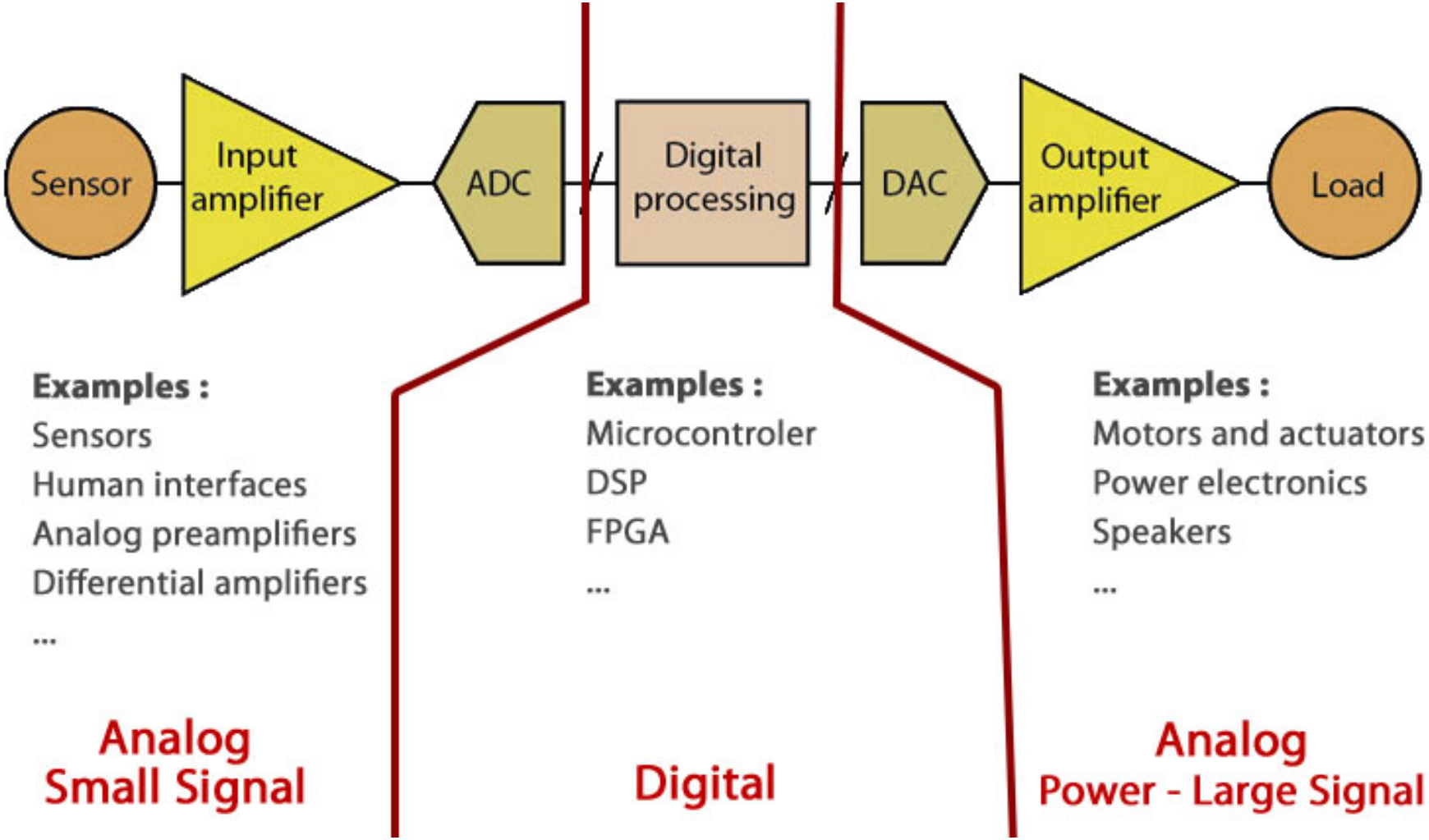
Métiers de l'électronique : ingénierie de recherche

Métiers de l'électronique : assemblage - pick and place



Métiers de l'électronique : assemblage électronique - en Chine

Schéma classique d'un système interfacé avec le monde réel



Electronique

Bases de l'électroniques analogiques

Contenu du cours

- **Electronique linéaire en représentation temporelle** :
  - Composants élémentaires de l'électronique
  - Amplificateur opérationnel en régime linéaire.
- **Electronique linéaire en représentation fréquentielle** :
  - Représentation fréquentielle
  - Filtres du premier ordre.
- **Electronique non linéaire** :
  - Comparateurs et triggers à hystérésis

Objectifs du cours

Objectifs :

- Connaître les **composants élémentaires** de l'électronique.
- Connaitre leurs applications dans les **fonctions de base**.

Compétences minimales :

- Mettre en oeuvre des fonctions électroniques de base et en valider le fonctionnement.
- Savoir exploiter un **document constructeur** et prendre en compte les caractéristiques d'un composant réel et ses limitations.

Plan du Chapitre introductif

1. Electronique linéaire en représentation temporelle
   - Les composants élémentaires de l'électronique
   - Amplificateur opérationnel en régime linéaire
2. Electronique linéaire en représentation fréquentielle
   - Représentation fréquentielle
   - Filtrage du premier ordre
3. Electronique non linéaire
   - Amplificateur opérationnel en régime saturé
   - Comparateurs et triggers
   - Générateur de signaux carrés et triangulaires

Plan

1. Electronique linéaire en représentation temporelle
   - Les composants élémentaires de l'électronique
   - Amplificateur opérationnel en régime linéaire
2. Electronique linéaire en représentation fréquentielle
   - Représentation fréquentielle
   - Filtrage du premier ordre
3. Electronique non linéaire
   - Amplificateur opérationnel en régime saturé
   - Comparateurs et triggers
   - Générateur de signaux carrés et triangulaires

Les conventions en électronique

Les conventions sont à connaître par coeur !

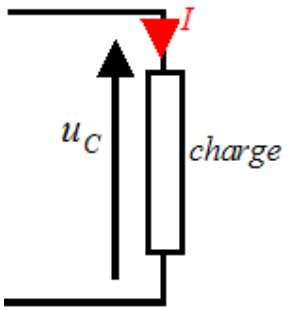


fig: Convention Récepteur

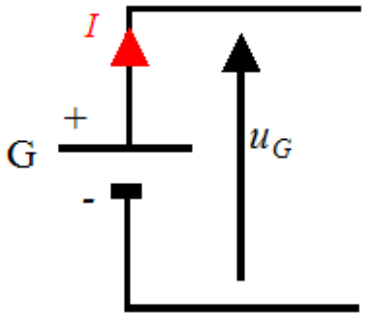


fig: Convention Générateur

Composants élémentaires de l'électronique

Le tableau suivant récapitule pour les 3 composants de base, les expressions des relations temporelles courant-tension en **convention récepteur** et **convention générateur** :

Composant	**Relation U-I** (Convention récepteur)	**Relation U-I** (Convention générateur)
Résistance	$U = RI$	$U = -RI$
Condensateur	$i = \frac{dq}{dt} = C\frac{d(u_C)}{dt}$	$i = -C\frac{d(u_C)}{dt}$
Inductance	$u_L = L\frac{di}{dt}$	$u_L = -L\frac{di}{dt}$

Connaître et choisir un composant

Les composants : des milliers de choix possibles

- **Critères de choix** :
  - Performances et limitations
  - Coût
  - Disponibilité
- **Outils pour choisir** :
  - **Sites internet de vente de composants** : choix très vaste (Digikey, Farnell, Radiospares, ...)
  - **Documentations techniques** (*datasheet*) : **indispensable** et disponible sur les sites

Connaître et choisir un composant

Exemple : documentation technique d'un amplificateur opérationnel

TL084
TL084A - TL084B

GENERAL PURPOSE J-FET
QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^{+}) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J–FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : 16V/µs (typ)

N
DIP14
(Plastic Package)

D
SO14
(Plastic Micropackage)

p
TSSOP14
(Thin Shrink Small Outline Package)

Connaître et choisir un composant

Exemple : documentation technique d'une diode

1N4148 / 1N4150 / 1N4448 / 1N914B

Diodes

Switching diode

1N4148 / 1N4150 / 1N4448 / 1N914B

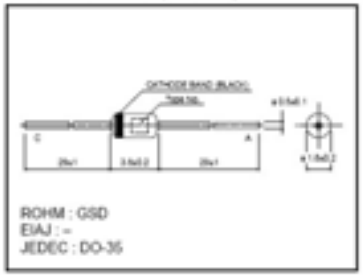
• This product is available only outside of Japan.

●Applications
High-speed switching

●Features
1) Glass sealed envelope. (GSD)
2) High speed.
3) High reliability.

●Construction
Silicon epitaxial planar

●External dimensions (Units : mm)



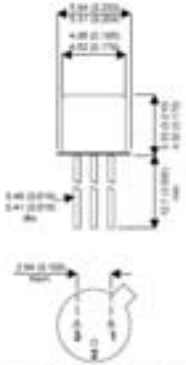
●Absolute maximum ratings (Ta = 25°C)

Type	V_{rsm} (V)	V_R (V)	I_{frm} (mA)	I_O (mA)	I_F (mA)	I_{fsm} (A)	P (mW)	Tj (°C)	Topr (°C)	Tstg (°C)
1N4148	100	75	450	150	200	2	500	200	–65~+200	–65~+200
1N4150	50	50	600	200	250	4	500	200	–65~+200	–65~+200
1N4448 (1N914B)	100	75	450	150	200	2	500	200	–65~+200	–65~+200

Connaître et choisir un composant

Exemple : documentation technique d'un transistor bipolaire :

MECHANICAL DATA
Dimensions in mm (inches)



TO–18 METAL PACKAGE
Underside View
PIN 1 – Emitter PIN 2 – Base PIN 3 – Collector

GENERAL PURPOSE
SMALL SIGNAL
NPN BIPOLAR TRANSISTOR

FEATURES
- SILICON NPN
- HERMETICALLY SEALED TO18
- SCREENING OPTIONS AVAILABLE

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C unless otherwise stated)

V_{CBO}	Collector – Base Continuous Voltage	BC017	50V
		BC108, BC109	30V
V_{CEO}	Collector – Emitter Continuous Voltage With Zero Base Current	BC107	45V
		BC108, BC109	20V
V_{CES}	Collector – Emitter Continuous Voltage With Base Shortcircuited to Emitter		
		BC107	50V
		BC108, BC109	30V
V_{EBO}	Emitter – Base Continuous Voltage Reverse Voltage	BC107	6V
		BC108, BC109	5V
I_C	Continuous Collector Current		100mA
I_{CM}	Peak Collector Current		200mA
P_{tot}	Power Dissipation @ T_{amb} = 25°C		300mW
T_{amb}	Ambient Operating Temperature Range		-65 to +175°C

Limitations des composants (1)

Valeurs maximales admissibles :

- **Tension** : V_{max} (ex. V_{max} supportée par une diode)

FORWARD VOLTAGE LIMITS – ALL TYPES

Limits	V_{F1} I_F = 1 mA dc	V_{F2} I_F = 10 mA dc	V_{F3} I_F = 50 mA dc (Pulsed)	V_{F4} I_F = 100 mA dc (Pulsed)	V_{F5} I_F = 200 mA dc (Pulsed)
	V dc	V dc	V dc	V dc	V dc
minimum	0.540	0.660	0.760	0.820	0.870
maximum	0.620	0.740	0.860	0.920	1.000

- **Courant** : I_{max}

Forward Surge Current: 4A, (tp = 1µs); 0.5A (tp = 1s)

- **Puissance** (limitation thermique) : P_{max}

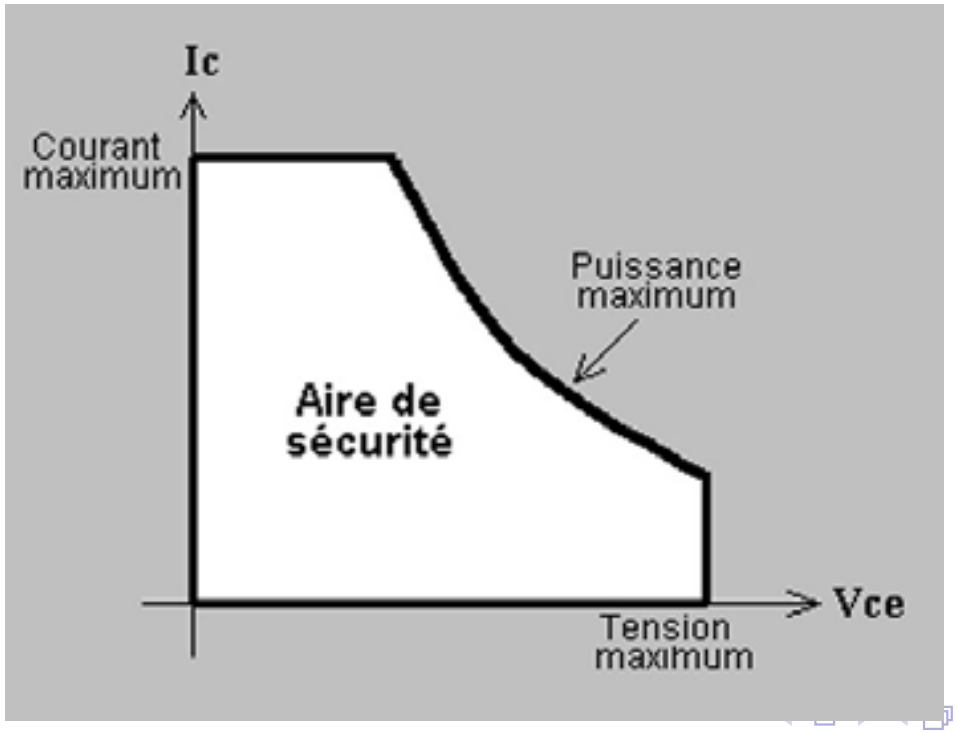
DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25°C$ POWER RATING	DERATING FACTOR	DERATE ABOVE T_A	$T_A = 70°C$ POWER RATING	$T_A = 85°C$ POWER RATING	$T_A = 125°C$ POWER RATING
D (14 pin)	680 mW	7.6 mW/°C	60°C	604 mW	490 mW	186 mW
FK	680 mW	11.0 mW/°C	88°C	680 mW	680 mW	273 mW
J	680 mW	11.0 mW/°C	88°C	680 mW	680 mW	273 mW
JG	680 mW	8.4 mW/°C	69°C	672 mW	546 mW	210 mW

Limitations des composants (2)

Le **domaine de sécurité** correspond aux couples (V, I) assurant un fonctionnement sûr du composant :

$$V_{Limite} = \frac{P_{max}}{I}$$



Limitations des composants (3)

- **Dispersion des paramètres** : exemple β d'un transistor

Parameter		Test Conditions		Min.	Typ.	Max.	Unit
		V_{CE} = 5V	I_C = 2mA				
		Group A	BC107, BC108	110		220	
h_{21E}	Static Forward Current Transfer Ratio	Group B	All Types	180		460	
		Group C	BC108, BC109	380		800	
			BC107	110		460	
			BC108	110		800	
			BC109	180		800	

- **Limitations électriques** (courant de fuite, gain fini, impédance d'entrée finie...)

Parameter		Test Conditions		Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_{CBO(1)}$	Collector-Base Leakage Current	V_{CB} = 45V	BC107			15	nA
		V_{CB} = 25V	BC108, BC109			15	
$I_{CBO(1)}$	Collector-Emitter Leakage Current	V_{CB} = 45V	BC107			4	µA
	@Tamb =125°C	V_{CB} = 25V	BC108, BC109			4	
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current	V_{EB} = 4V	I_C = 0			1	µA

- **Limitations en fonctionnement** : ex. *slew rate* d'un A.O.

operating characteristics, $V_{CC\pm}$ = ±15 V, T_A = 25°C (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS				MIN	TYP	MAX	UNIT
SR	Slew rate at unity gain	V_I = 10 V,	R_L = 2 kΩ,	C_L = 100 pF,	See Figure 1	8*	13		V/µs
		V_I = 10 V,	R_L = 2 kΩ,	C_L = 100 pF,		5*			

L'amplificateur opérationnel en régime linéaire

- **Représentations** :

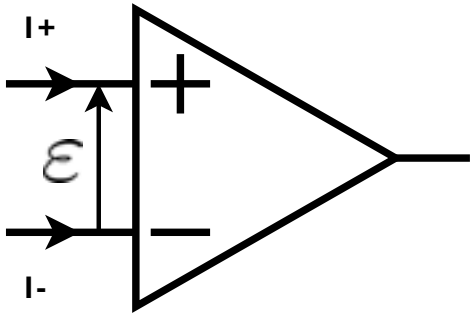


fig: Représentation US

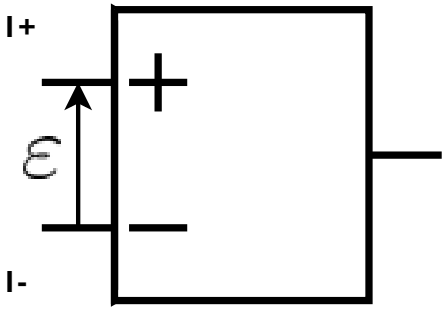


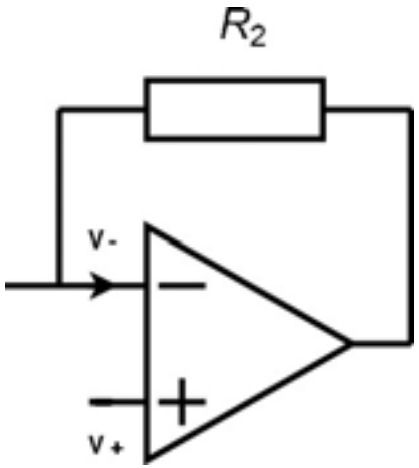
fig: Représentation EU

- **Propriétés** (règle des 3 zéros) :
  - $I_+ = I_- = 0$ (impédances d'entrée infinies)
  - En régime linéaire : $\varepsilon = 0$
  - Impédance de sortie nulle
- **Remarque** : les alimentations $+V_{CC}$ et $-V_{CC}$ ne sont pas représentées mais sont indispensables.

L'amplificateur opérationnel en régime linéaire

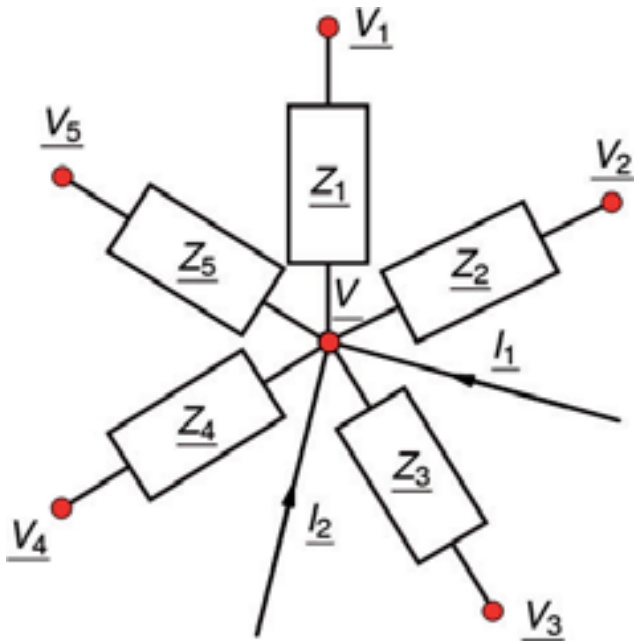
Conditions pour être en régime linéaire :

- **Contre-réaction négative** : il faut avoir un **bouclage de la sortie sur l'entrée V_- de l'A.O.** :



$\Rightarrow$ La contre-réaction négative est indispensable compte tenu du fonctionnement différentiel de l'A.O.

Montages à amplificateurs opérationnels : Théorème de Millman



$$V = \frac{\sum_i \frac{V_i}{Z_i} + \sum_j I_j}{\sum_i \frac{1}{Z_i}}$$

V est le **barycentre des potentiels voisins** pondérés par l'inverse des impédances.

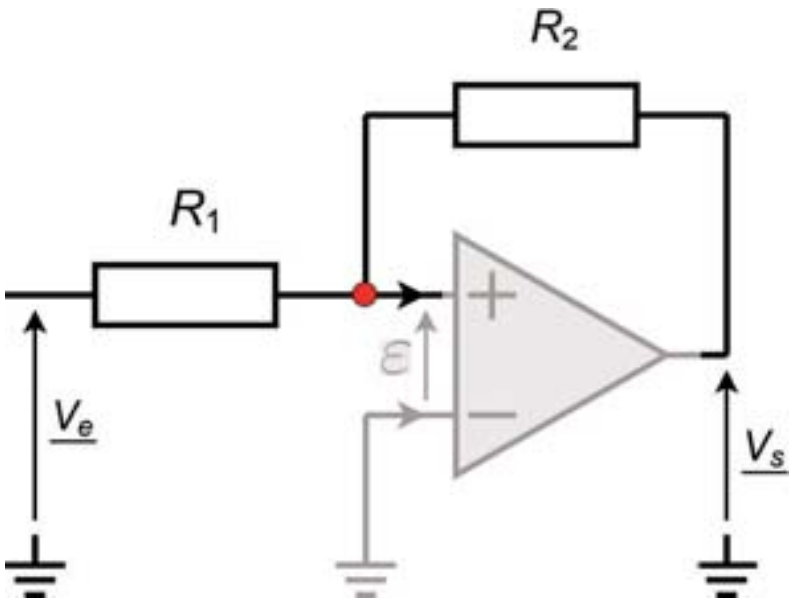
Montages à amplificateurs opérationnels : Théorème de Millman

Démonstration :

- Dans chaque branche i contenant une impédance on a :
  $$I_i = \frac{V_i - V}{Z_i}$$
- On applique la loi des nœuds en V :
  $$\sum_i I_i + \sum_j I_j = 0$$
- En remplaçant on obtient :
  $$\sum_i \frac{V_i - V}{Z_i} + \sum_j I_j = 0 \quad \Rightarrow \quad \sum_i \frac{V_i}{Z_i} + \sum_j I_j = \sum_i \frac{V}{Z_i}$$
- On obtient finalement :
  $$V = \frac{\sum_i \frac{V_i}{Z_i} + \sum_j I_j}{\sum_i \frac{1}{Z_i}}$$

Montages à amplificateurs opérationnels : Théorème de Millman

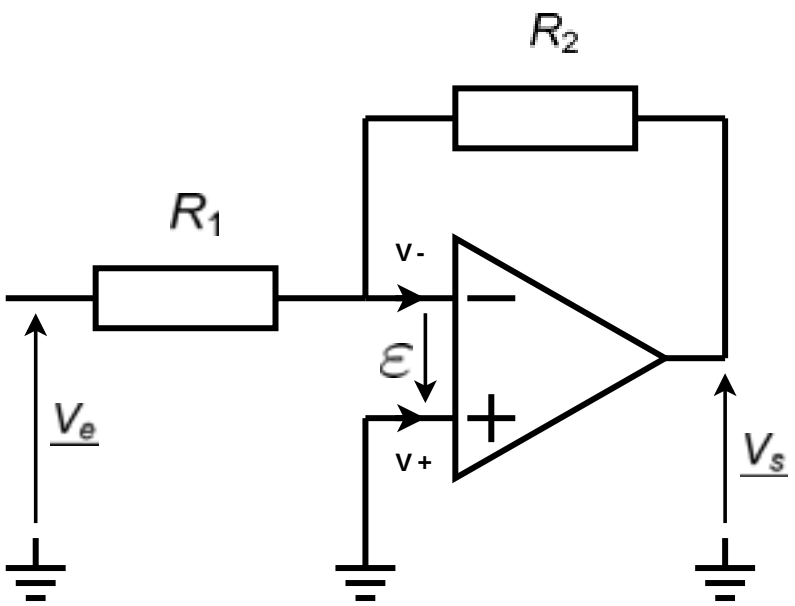
Utilisation dans les montages à A.O. :



- Permet de calculer les potentiels V_+ et V_- : les courants i_+ eti_- sont nuls, on a donc ici par exemple : $V_- = \dfrac{\dfrac{V_e}{R_1} + \dfrac{V_s}{R_2}}{\dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_2}} = \dfrac{V_e R_2 + V_s R_1}{R_1 + R_2}$

Montage amplificateur inverseur

- **Schéma** :



- **Propriétés** :
  - $H = \dfrac{V_s}{V_e} = -\dfrac{R_2}{R_1}$
  - $Z_e = R_1$

Montage amplificateur inverseur

- **Démonstration** :
  - Théorème de Millman en V_- :

$$V_- = \frac{\frac{V_e}{R_1} + \frac{V_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{V_e R_2 + V_s R_1}{R_1 + R_2}$$

  - $V_+ = 0$
  - On utilise le fait que $\varepsilon = V_+ - V_- = 0$
    $\Rightarrow V_e R_2 + V_s R_1 = 0$
  - On obtient finalement : $H = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$

Montage amplificateur inverseur

- **Représentation temporelle** :

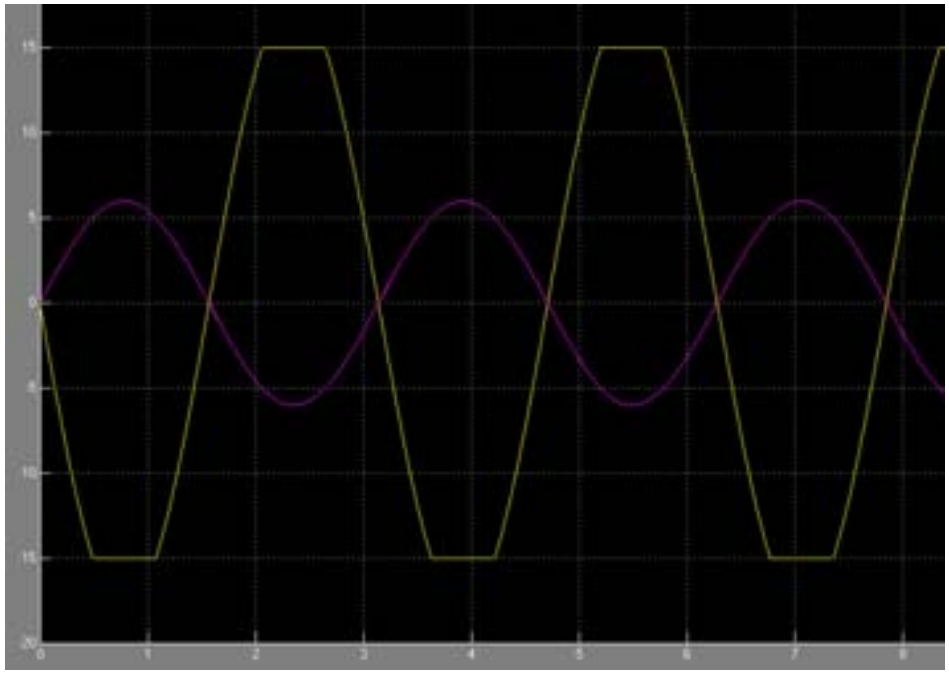
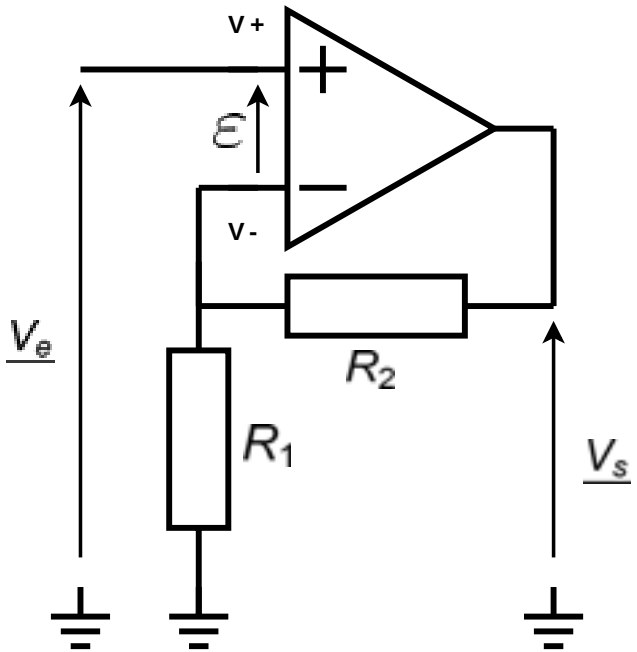


fig: Entrée en violet, sortie en jaune

- **Remarque** :
  - La tension de sortie ne peut sortir de l'intervalle $[-V_{cc}; +V_{cc}]$, sinon, il y a saturation

Montage amplificateur non-inverseur

- **Schéma** :



- **Propriétés** :
  - $H = \dfrac{V_s}{V_e} = 1 + \dfrac{R_2}{R_1}$
  - $Z_e = \infty$

Montage amplificateur non-inverseur

- **Démonstration** :
  - Théorème de Millman en V_- :

$$V_- = \frac{\frac{0}{R_1} + \frac{V_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s$$

  - $V_+ = V_e$
  - On utilise le fait que $\varepsilon = V_+ - V_- = 0$
    $\Rightarrow V_e = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s$
  - On obtient finalement : $H = \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

Montage amplificateur non-inverseur

- **Représentation temporelle** :

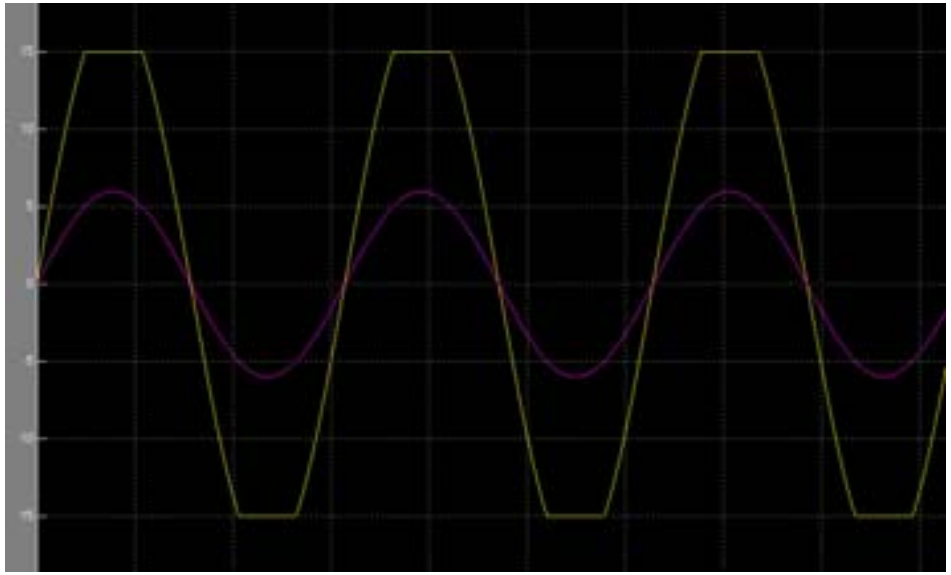
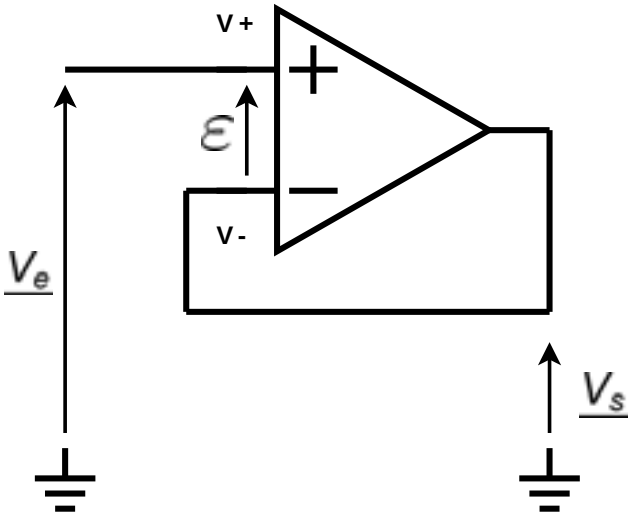


fig: Entrée en violet, sortie en jaune

- **Remarque** :
  - La tension de sortie ne peut sortir de l'intervalle $[-V_{cc}; +V_{cc}]$, sinon, il y a saturation

Montage suiveur

- **Schéma** :



- **Propriétés** :
  - $H = \dfrac{V_s}{V_e} = 1$
  - $Z_e = \infty$

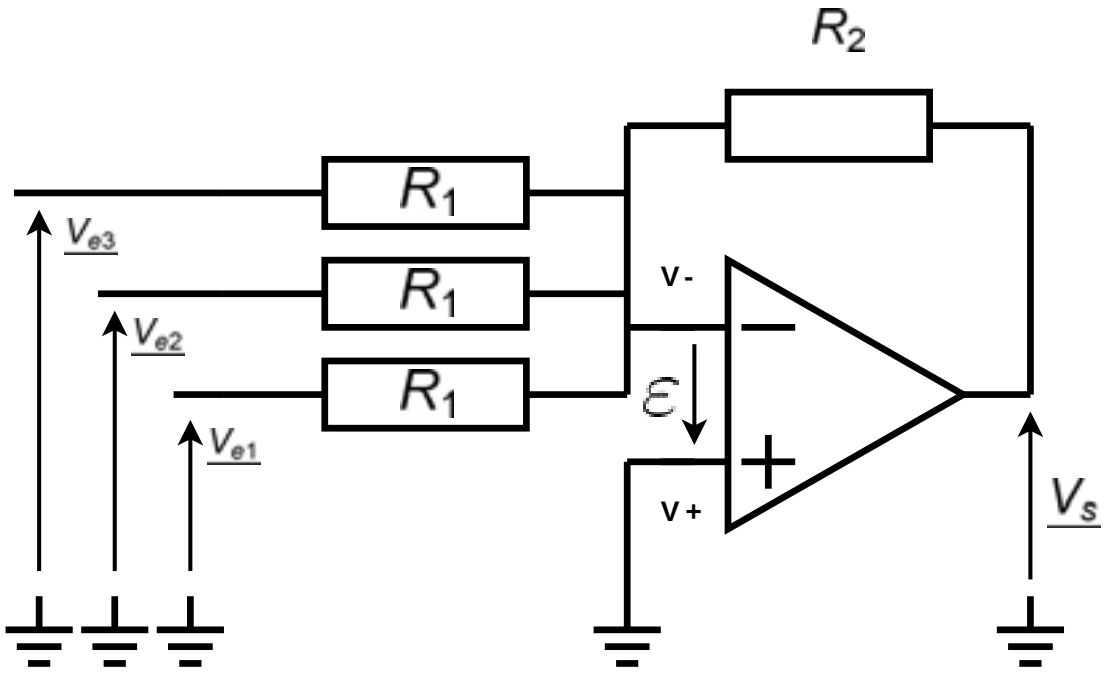
Montage suiveur

- **Démonstration** :
  - $V_- = V_s$
  - $V_+ = V_e$
  - On utilise le fait que $\varepsilon = V_+ - V_- = 0$
    $\Rightarrow V_e = V_s$
  - On obtient donc : $H = \dfrac{V_s}{V_e} = 1$
- **Intérêt du montage** :
  Permet d'avoir une **impédance d'entrée infinie** tout en transmettant de manière transparente le signal d'entrée.

  Il **isole les blocs** entre eux, ce qui permet de **multiplier les fonctions de transfert** successives de la chaine.

Montage sommateur inverseur

- **Schéma** :



- **Propriétés** :
  - $V_s = -\dfrac{R_2}{R_1}(V_{e1} + V_{e2} + V_{e3})$

Montage sommateur inverseur

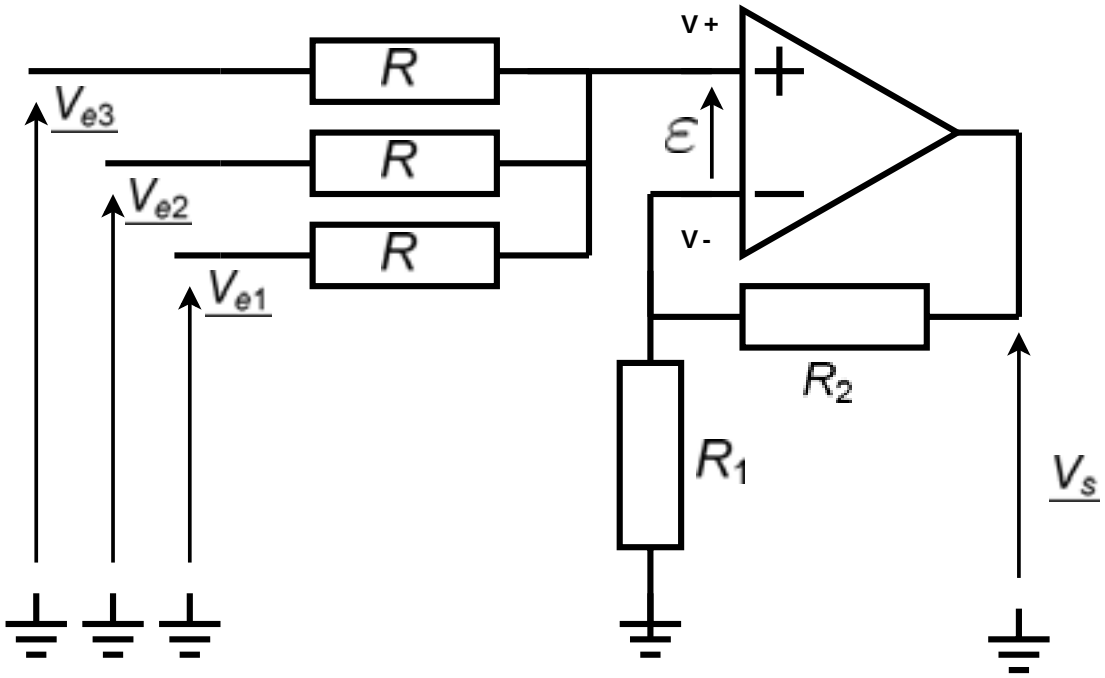
- **Démonstration** :
  - Théorème de Millman en V_- :

$$V_- = \frac{\frac{V_{e1}}{R_1} + \frac{V_{e2}}{R_1} + \frac{V_{e3}}{R_1} + \frac{V_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{(V_{e1} + V_{e2} + V_{e3})R_2 + V_s R_1}{R_1 + R_2}$$

  - $V_+ = 0$
  - On utilise le fait que $\varepsilon = V_+ - V_- = 0$
    $\Rightarrow (V_{e1} + V_{e2} + V_{e3})R_2 + V_s R_1 = 0$
  - On obtient finalement : $V_s = -\frac{R_2}{R_1}(V_{e1} + V_{e2} + V_{e3})$

Montage sommateur non-inverseur

- **Schéma** :



- **Propriétés** :
  - $V_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{V_{e1} + V_{e2} + V_{e3}}{3}$

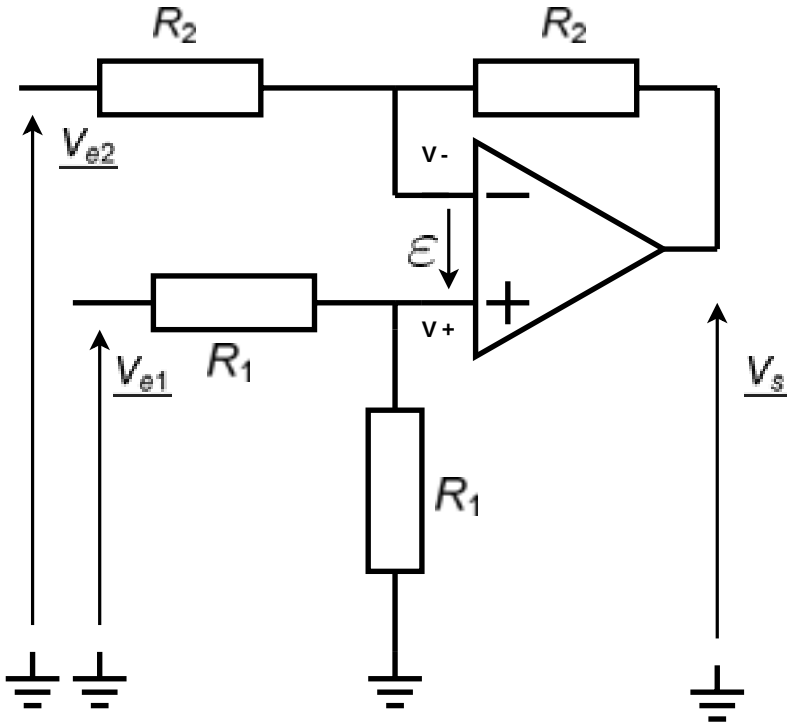
Montage sommateur non-inverseur

- **Démonstration** :
  - $V_- = \dfrac{\dfrac{0}{R_1} + \dfrac{V_s}{R_2}}{\dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_2}} = \dfrac{R_1}{R_1 + R_2} V_s$
  - $V_+ = \dfrac{\dfrac{V_{e1}}{R} + \dfrac{V_{e2}}{R} + \dfrac{V_{e3}}{R}}{\dfrac{1}{R} + \dfrac{1}{R} + \dfrac{1}{R}} = \dfrac{V_{e1} + V_{e2} + V_{e3}}{3}$
  - On utilise le fait que $\varepsilon = V_+ - V_- = 0$

$$\Rightarrow V_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{V_{e1} + V_{e2} + V_{e3}}{3}$$

Montage soustracteur

- **Schéma** :



- **Propriétés** :
  - $V_s = V_{e1} - V_{e2}$

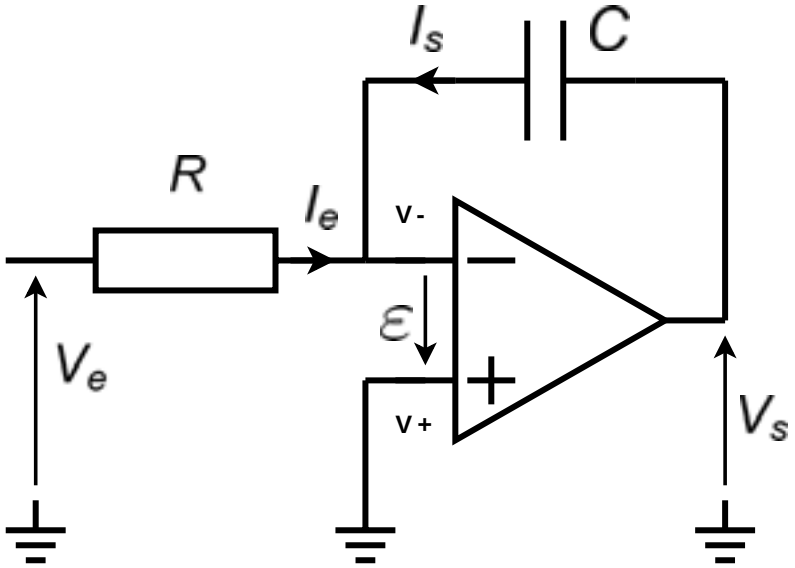
Montage soustracteur

- **Démonstration** :
  - $V_- = \dfrac{\dfrac{V_{e2}}{R_2} + \dfrac{V_s}{R_2}}{\dfrac{1}{R_2} + \dfrac{1}{R_2}} = \dfrac{1}{2}(V_{e2} + V_s)$
  - $V_+ = \dfrac{R_1}{R_1 + R_1} V_{e1} = \dfrac{1}{2} V_{e1}$
  - On utilise le fait que $\varepsilon = V_+ - V_- = 0$

    $\Rightarrow V_s = V_{e1} - V_{e2}$

Montage intégrateur (inverseur)

- **Schéma** :



- **Propriétés** :
  - $V_s(t) = -\frac{1}{RC}\int V_e(t)dt$

Montage intégrateur (inverseur)

- **Démonstration** (Attention, on travaille en temporel ici) :
  - $V_- = V_+ = 0$

    $$I_e = \frac{V_e - V_-}{R} = \frac{V_e}{R}$$

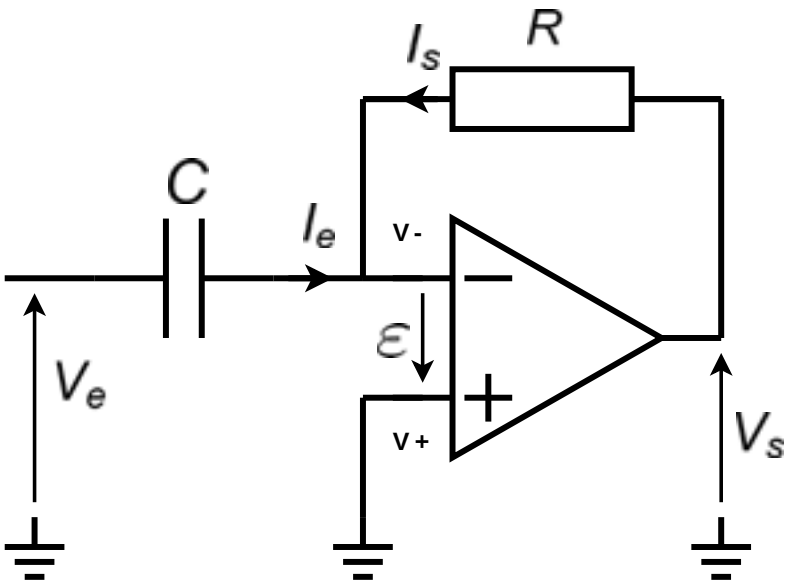
    $$I_s = C\frac{d(V_s - V_-)}{dt} = C\frac{d(V_s)}{dt}$$
  - Or $I_e = -I_s$ donc :

    $$\frac{V_e}{R} = -C\frac{d(V_s)}{dt}$$
  - On obtient donc finalement :

    $$V_s(t) - V_s(0) = -\frac{1}{RC}\int V_e(t)dt$$

Montage dérivateur (inverseur)

- **Schéma** :



- **Propriétés** :
  - $V_s(t) = -RC\dfrac{d(V_e)}{dt}$

Montage dérivateur (inverseur)

- **Démonstration** (Attention, on travaille en temporel ici) :
  - $V_- = V_+ = 0$

    $$I_s = \frac{V_s - V_-}{R} = \frac{V_s}{R}$$

    $$I_e = C\frac{d(V_e - V_-)}{dt} = C\frac{d(V_e)}{dt}$$
  - Or $I_e = -I_s$ donc :

    $$\frac{V_s}{R} = -C\frac{d(V_e)}{dt}$$
  - On obtient donc finalement :

    $$V_s(t) = -RC\frac{d(V_e)}{dt}$$

Plan

1. Electronique linéaire en représentation temporelle
   - Les composants élémentaires de l'électronique
   - Amplificateur opérationnel en régime linéaire
2. Electronique linéaire en représentation fréquentielle
   - Représentation fréquentielle
   - Filtrage du premier ordre
3. Electronique non linéaire
   - Amplificateur opérationnel en régime saturé
   - Comparateurs et triggers
   - Générateur de signaux carrés et triangulaires

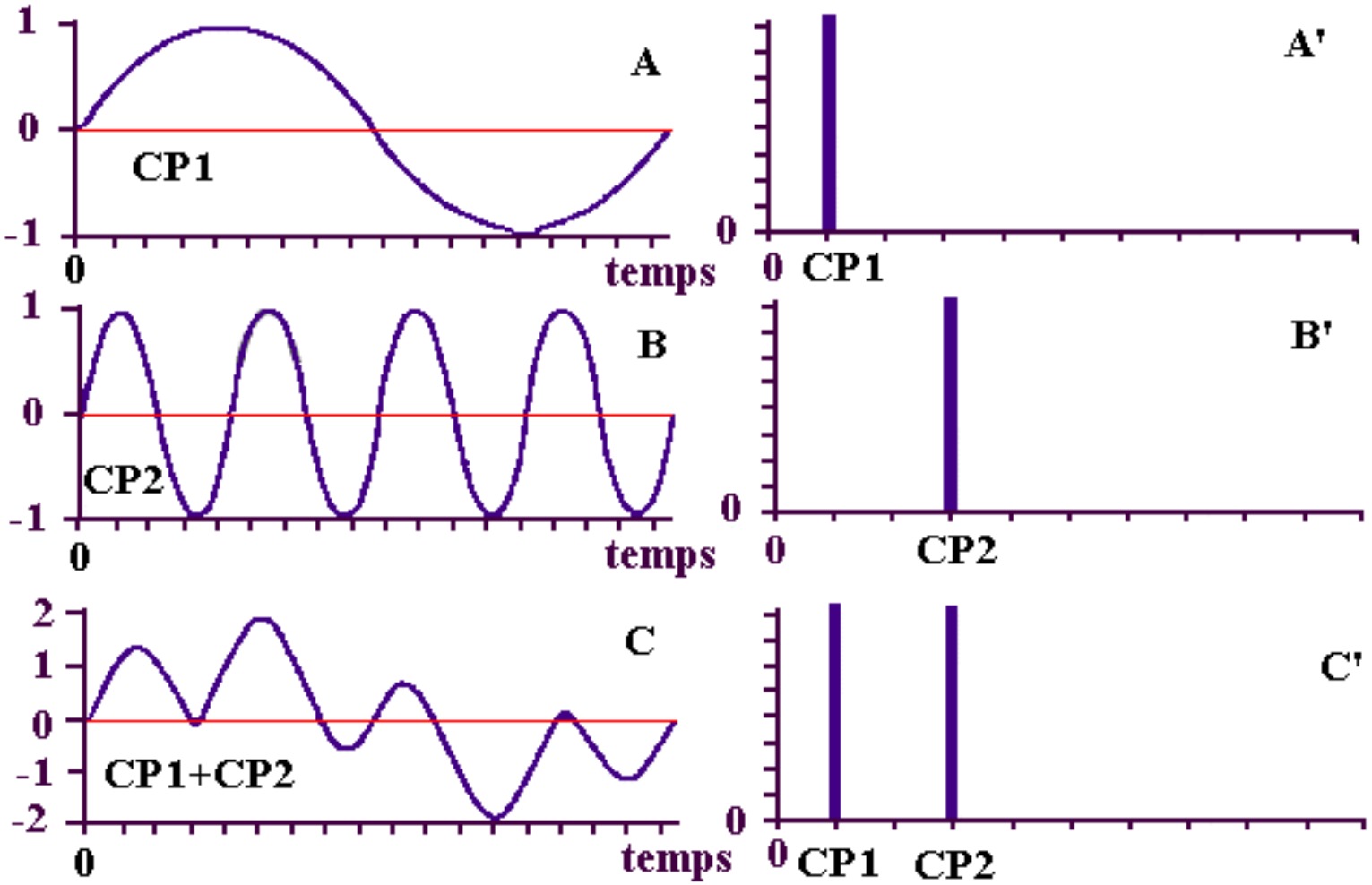


fig: Dualité temps-fréquence

Pourquoi utiliser la réprésentation fréquentielle

En pratique, on rencontre de nombreux signaux **périodiques** : ils peuvent se décomposer (voir cours sur la décomposition en série de Fourier) en **sinusoïdes** de la forme :

$$u(t) = Asin(\omega_0 t + \Phi)$$

- La description temporelle (sinusoïde) est redondante : il n'est pas utile de connaitre la valeur de U à tout instant pour caractériser le signal.
- La connaissance de la **fréquence** ω_0 et de la **phase** Φ est suffisante $\Rightarrow$ **représentation fréquentielle** ou **complexe** du signal.

$$u(t) = Asin(\omega_0 t + \Phi) \qquad \Rightarrow \qquad \underline{U} = Ae^{\jmath\Phi}$$

Représentation fréquentielle : Impédances

Le tableau suivant récapitule pour les 2 composants de base, les expressions des relations courant-tension en temporel et en complexe en **convention récepteur** :

	Relation U-I (temporel)	**Relation U-I** (complexe)	**Impédance** (Ohm)
Résistance	$U = RI$	$\underline{U} = R\underline{I}$	R
Condensateur	$i = \frac{dq}{dt} = C\frac{d(u_C)}{dt}$	$\underline{U_C} = \frac{1}{\jmath C\omega}\underline{I}$	$\frac{1}{\jmath C\omega}$
Inductance	$u_L = L\frac{di}{dt}$	$\underline{U_L} = \jmath L\omega\underline{I}$	$\jmath L\omega$

Représentation fréquentielle : Fonction de transfert

Considérons à présent un bloc (quadripôle) constitué de composants linéaires. Pour le caractériser, il faut déterminer :

- **L'amplification** A :
  égale au rapport de l'amplitude du signal de sortie sur celle du signal d'entrée pour chacune des fréquences possibles du signal.

$$A(j\omega) = \frac{\left|\underline{U_s}(j\omega)\right|}{\left|\underline{U_e}(j\omega)\right|}$$

- **Le déphasage** φ :
  égal à la différence entre la phase (argument) du signal de sortie et la phase du signal d'entrée pour chacune des fréquences possibles du signal.

$$\varphi(j\omega) = \arg \underline{U_s}(j\omega) - \arg \underline{U_e}(j\omega)$$

Représentation fréquentielle : Fonction de transfert

Pour simplifier, on utilise la **fonction de transfert** : **Rapport** de l'amplitude complexe de la **sortie** sur celle de l'**entrée** :

$$\underline{H}(\jmath\omega) = \frac{\underline{U_s}(\jmath\omega)}{\underline{U_e}(\jmath\omega)}$$

A partir de la fonction de transfert, on obtient :

- L'**amplification** :

$$A(\jmath\omega) = |\underline{H}(\jmath\omega)| = \left|\frac{\underline{U_s}(\jmath\omega)}{\underline{U_e}(\jmath\omega)}\right|$$

- La **phase** :

$$\varphi(\jmath\omega) = \arg \underline{H}(\jmath\omega) = \arg \frac{\underline{U_s}(\jmath\omega)}{\underline{U_e}(\jmath\omega)} = \arg \underline{U_s}(\jmath\omega) - \arg \underline{U_e}(\jmath\omega)$$

Représentation fréquentielle : Fonction de transfert

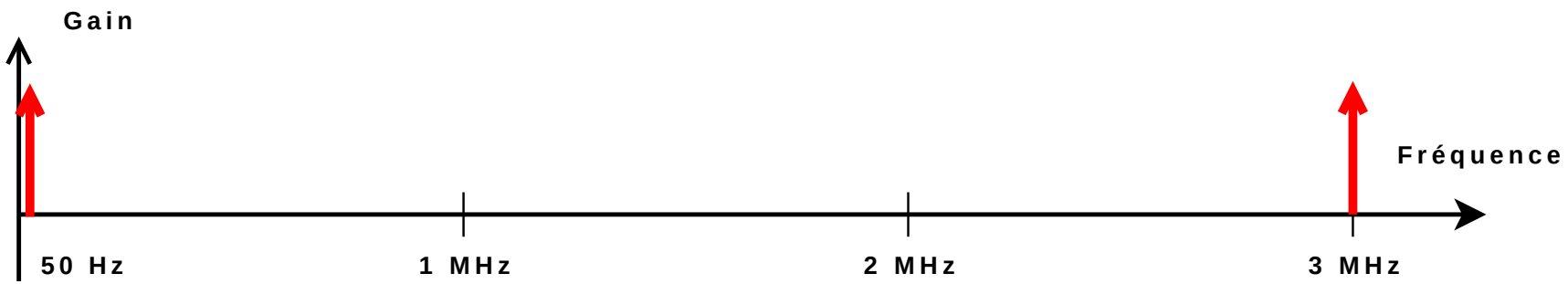
Comment représenter une fonction de transfert ?

Echelle des fréquences (Abscisse du graphe) :

Question : Comment représenter sur un même graphe les fréquences correspondant par exemple au secteur (50*Hz*) et à un oscillateur à quartz de 3MHz ?

Représentation avec échelle linéaire

:



Problème : la représentation de la composante à 50Hz est très **écrasée**.

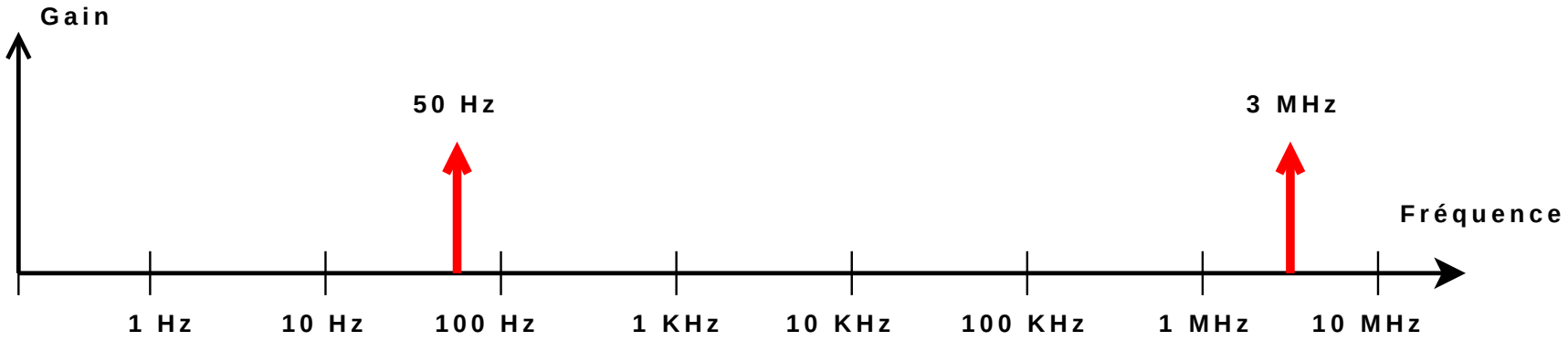
Représentation fréquentielle : Fonction de transfert

Comment représenter une fonction de transfert ?

Echelle des fréquences (Abscisse du graphe) :

Idée : espacer les fréquences de la même distance à chaque fois qu'on les multiplient par 10 $\Rightarrow$ **Echelle logarithmique**

Représentation avec échelle logarithmique :



Intérêt : On peut représenter de manière **claire** une **large gamme de fréquence**.

Représentation fréquentielle : Fonction de transfert

Comment représenter une fonction de transfert ?

Echelle des amplifications (Ordonnée du graphe) :

On a le même problème que pour les fréquences : le graphe doit faire apparaitre une dynamique d'amplification importante, typiquement un facteur 10000 ou plus. On a donc recours à l'**échelle logarithmique**.

On définit le **gain en décibel** par :

$$G_{dB} = 20 \log A$$

Représentation fréquentielle : Fréquence de coupure

La **fréquence de coupure** f_c est la fréquence pour laquelle le quadripôle a une amplification en **tension ou courant** linéaire égale à son **amplification maximale divisée par** $\sqrt{2}$.

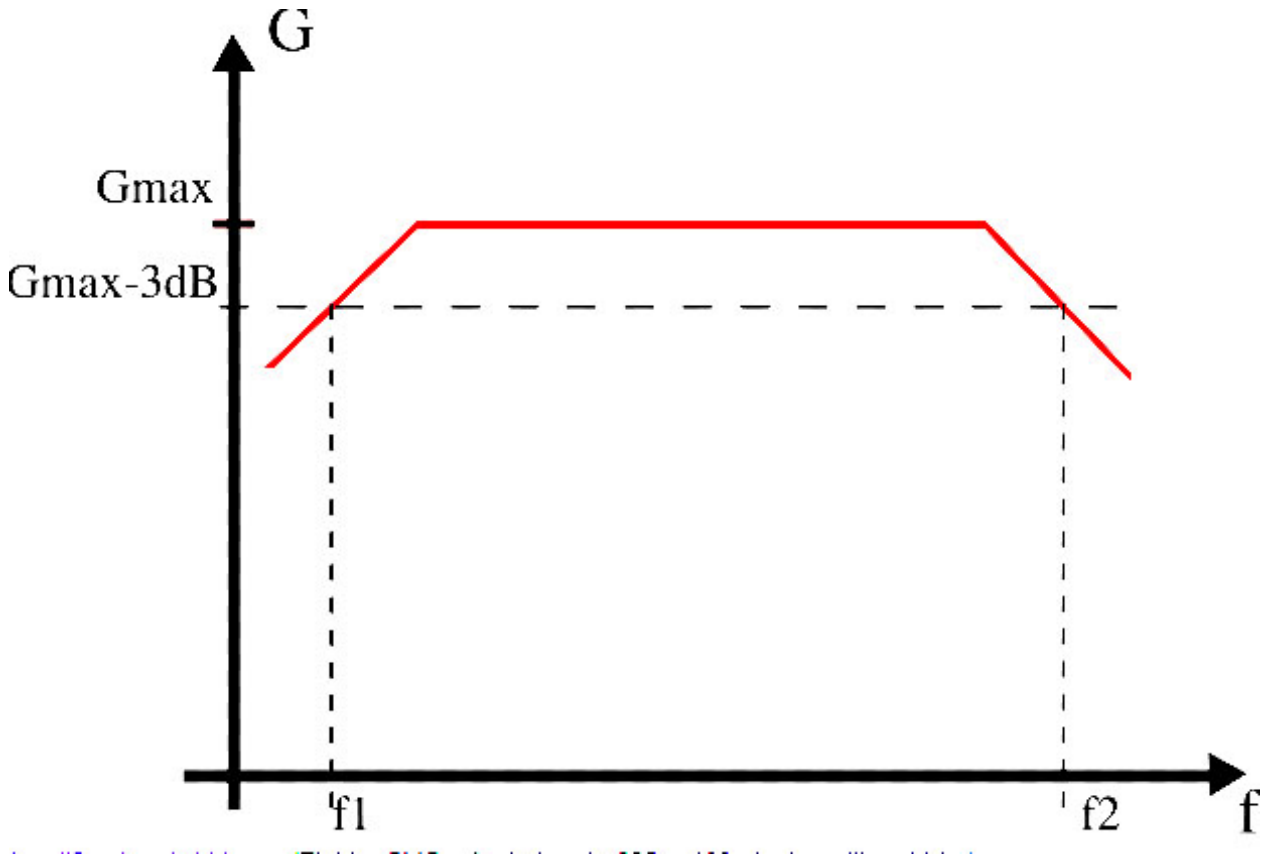
$$A(f_c) = \frac{A_{max}}{\sqrt{2}}$$

En dB, cela correspond à :

$$\begin{aligned} G_{dB}(f_c) &= 20\log\left(\frac{A_{max}}{\sqrt{2}}\right) = 20(\log A_{max} - \log\sqrt{2}) \\ &= G_{max_{dB}} - 10\log 2 \\ G_{dB}(f_c) &= G_{max_{dB}} - 3dB \end{aligned}$$

La **bande passante** à $-3dB$ est la plage de fréquences pour lesquelles le gain est compris entre $G_{max_{dB}} - 3dB$ et $G_{max_{dB}}$.

Représentation fréquentielle : Fréquence de coupure

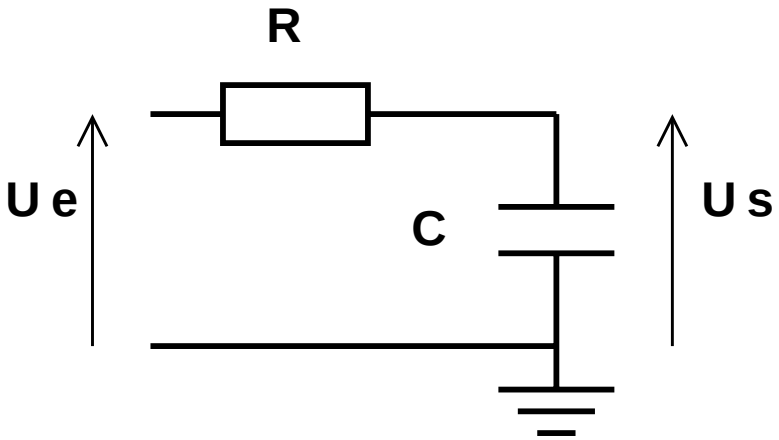


La **bande passante** à $-3dB$ est la plage de fréquences pour lesquelles le gain est compris entre $G_{max_{dB}} - 3dB$ et $G_{max_{dB}}$.

Utilisation de la représentation fréquentielle

Filtre passe-bas passif du 1er ordre (1)

On étudie le circuit suivant :



$$\underline{H}(\jmath\omega) = \frac{\underline{U_s}(\jmath\omega)}{\underline{U_e}(\jmath\omega)} = \frac{\underline{Z_C}}{\underline{Z_R} + \underline{Z_C}}$$

$$= \frac{\frac{1}{\jmath C\omega}}{R + \frac{1}{\jmath C\omega}} = \frac{1}{1 + \jmath RC\omega}$$

Utilisation de la représentation fréquentielle

Filtre passe-bas passif du 1er ordre (2)

On en déduit les grandeurs caractéristiques :

- Amplification :

$$A = |\underline{H}(\jmath\omega)| = \left|\frac{1}{1+\jmath RC\omega}\right| = \frac{1}{\sqrt{1+(RC\omega)^2}}$$

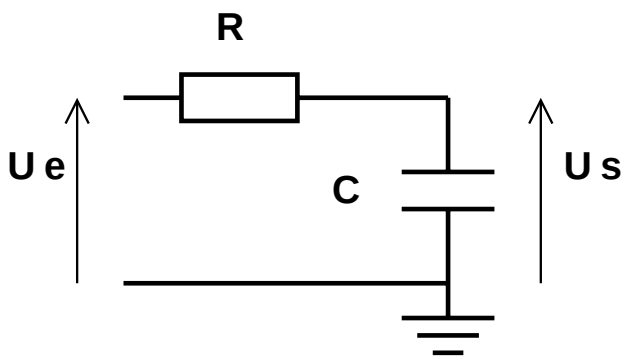
- Phase :

$$\varphi = \arg \underline{H}(\jmath\omega) = \arg 1 - \arg(1+\jmath RC\omega) = 0 - tan^{-1}\left(\frac{RC\omega}{1}\right) = -tan^{-1}(RC\omega)$$

Utilisation de la représentation fréquentielle

Filtre passe-bas passif du 1er ordre (3)

Représentation de la fonction de transfert du filtre du premier ordre étudié :



- Gain en décibels :

$$G = 20 \log \left(\frac{1}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} \right)$$

- Phase :

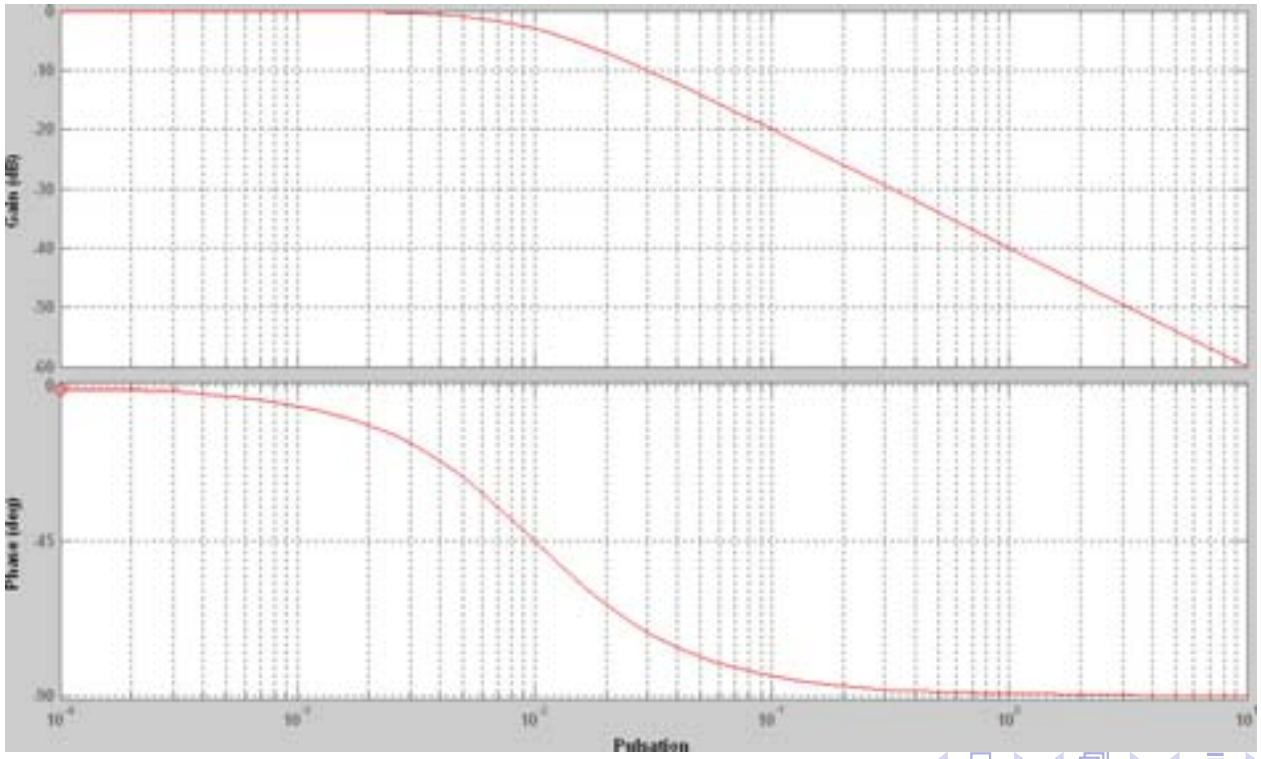
$$\varphi = -tan^{-1}(RC\omega)$$

Utilisation de la représentation fréquentielle

Filtre passe-bas passif du 1er ordre (4)

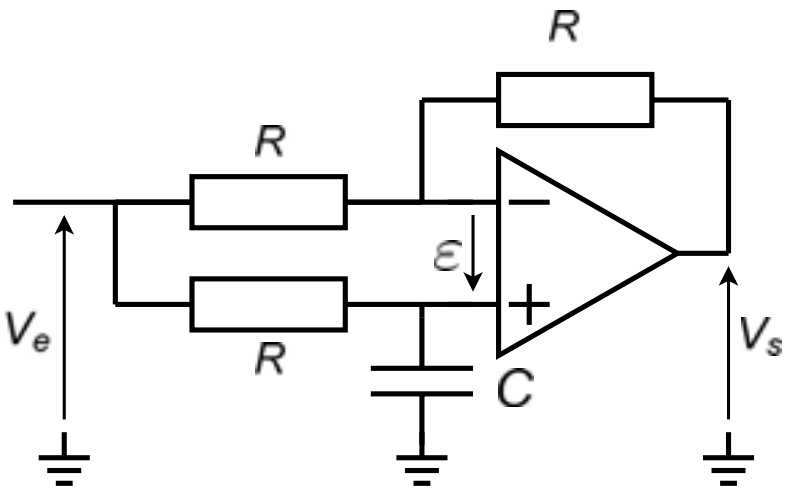
Représentation de la fonction de transfert du filtre du premier ordre étudié :

On choisit ici $\tau = RC = 0.01s$



Montage déphaseur (retard de phase)

- **Schéma** :



- **Propriétés** :
  - $\dfrac{\underline{V_s}}{\underline{V_e}} = \dfrac{1 - \jmath RC\omega}{1 + \jmath RC\omega}$
  - Amplification : $A = 1$
  - Phase : $\varphi = -2tan^{-1}(RC\omega)$ (retard de phase)

Montage déphaseur (retard de phase)

- **Démonstration** :
  - $\underline{V_-} = \dfrac{\dfrac{\underline{V_e}}{R} + \dfrac{\underline{V_s}}{R}}{\dfrac{1}{R} + \dfrac{1}{R}} = \dfrac{\underline{V_e} + \underline{V_s}}{2}$
  - $\underline{V_+} = \dfrac{\dfrac{\underline{V_e}}{R} + 0\ \jmath C\omega}{\dfrac{1}{R} + \jmath C\omega} = \dfrac{\underline{V_e}}{1 + \jmath RC\omega}$
  - $\underline{V_+} = \underline{V_-} \quad \Rightarrow \quad \dfrac{\underline{V_e}}{1 + \jmath RC\omega} = \dfrac{\underline{V_e} + \underline{V_s}}{2}$

    $\Rightarrow \dfrac{\underline{V_s}}{\underline{V_e}} = \dfrac{1 - \jmath RC\omega}{1 + \jmath RC\omega}$

Montage déphaseur (retard de phase)

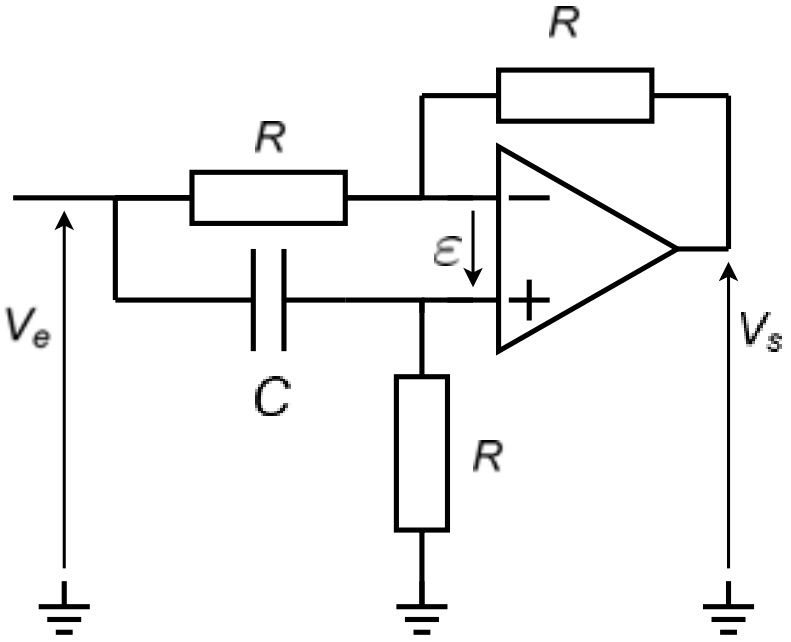
- **Représentation temporelle** :

fig: Entrée en violet, sortie en jaune

- **Remarque** :
  - On constate que la sortie est en retard sur l'entrée.

Montage déphaseur (avance de phase)

- **Schéma** :



- **Propriétés** :
  - $\frac{\underline{V_s}}{\underline{V_e}} = -\frac{1 - \jmath RC\omega}{1 + \jmath RC\omega}$
  - Amplification : $A = 1$
  - Phase : $\varphi = \pi - 2tan^{-1}(RC\omega)$ (avance de phase)

Montage déphaseur (avance de phase)

- **Démonstration** :
  - $\underline{V_-} = \dfrac{\dfrac{\underline{V_e}}{R} + \dfrac{\underline{V_s}}{R}}{\dfrac{1}{R} + \dfrac{1}{R}} = \dfrac{\underline{V_e} + \underline{V_s}}{2}$
  - $\underline{V_+} = \dfrac{\dfrac{0}{R} + \jmath C\omega \underline{V_e}}{\dfrac{1}{R} + \jmath C\omega} = \dfrac{\jmath RC\omega\ \underline{V_e}}{1 + \jmath RC\omega}$
  - $\underline{V_+} = \underline{V_-} \quad \Rightarrow \quad \dfrac{\jmath RC\omega\ \underline{V_e}}{1 + \jmath RC\omega} = \dfrac{\underline{V_e} + \underline{V_s}}{2}$

    $\Rightarrow \dfrac{\underline{V_s}}{\underline{V_e}} = \dfrac{-1 + \jmath RC\omega}{1 + \jmath RC\omega}$

Montage déphaseur (avance de phase)

- **Représentation temporelle** :

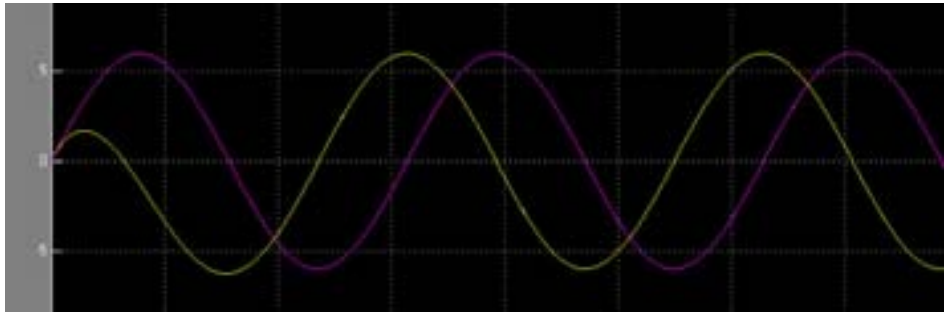
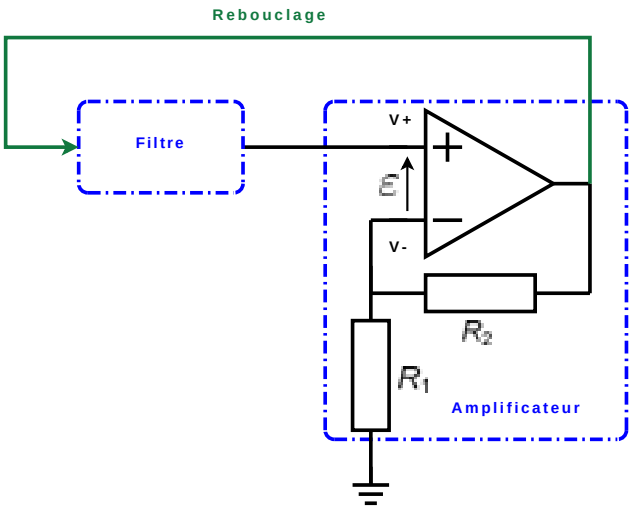


fig: Entrée en violet, sortie en jaune

- **Remarque** :
  - On constate que la sortie est en avance sur l'entrée.

Oscillateur sinusoïdal

- **Schéma** :



- **Principe d'un oscillateur** :
  - Le filtre sélectif a une amplification maximale (par ex $A_0 = 0.2$) pour une fréquence donnée f_0.
  - Si l'amplification de l'ampli vaut $1/A_0 (ici = 5)$, celle de la chaîne {filtre + ampli} vaut : $A = 1$ pour $f = f_0$, $A < 1$ sinon.
  - Compte tenu du rebouclage, les oscillations à f_0 s'entretiennent ($A = 1$) et les autres fréquences disparaissent ($A < 1$).

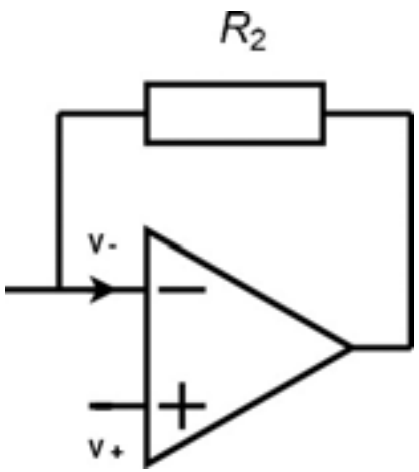
Plan

1. Electronique linéaire en représentation temporelle
   - Les composants élémentaires de l'électronique
   - Amplificateur opérationnel en régime linéaire
2. Electronique linéaire en représentation fréquentielle
   - Représentation fréquentielle
   - Filtrage du premier ordre
3. Electronique non linéaire
   - Amplificateur opérationnel en régime saturé
   - Comparateurs et triggers
   - Générateur de signaux carrés et triangulaires

Conditions de fonctionnement linéaire d'un A.O.

Rappel : conditions pour être en régime linéaire

- **Contre-réaction négative** : il faut avoir un **bouclage de la sortie sur l'entrée V_- de l'A.O.** :



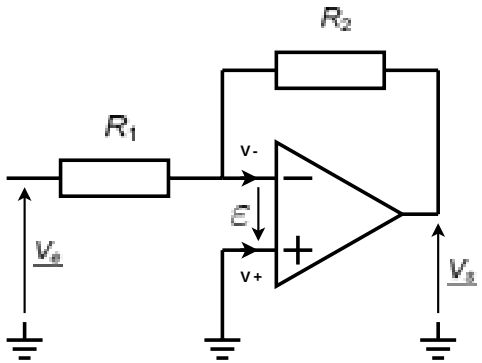
$\Rightarrow$ La contre-réaction négative est indispensable compte tenu du fonctionnement différentiel de l'A.O.

Conditions de fonctionnement linéaire d'un A.O.

Dém : la tension de sortie de l'A.O. évolue selon la loi :

$$V_s + \frac{1}{\omega_c}\frac{dV_S}{dt} = \mu\varepsilon \text{ avec } \mu = 10^5$$

Dans le montage amplificateur inverseur, avec contre-réaction **négative**, on a :



$$V_s + \frac{1}{\omega_c}\frac{dV_S}{dt} = \mu(V_+ - V_-) = -\mu\frac{R_1V_S + R_2V_e}{R_1 + R_2}$$

$$\Rightarrow V_s\left(1 + \mu\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) + \frac{1}{\omega_c}\frac{dV_S}{dt} = -\mu\frac{R_2}{R_1 + R_2}V_e$$

$$\Rightarrow V_s + \frac{R_1 + R_2}{\mu R_1}\frac{1}{\omega_c}\frac{dV_S}{dt} = -\frac{R_2}{R_1}V_e$$

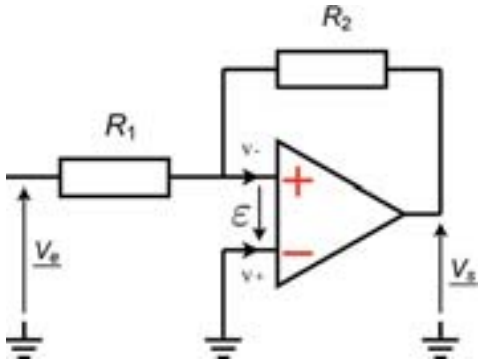
$$\Rightarrow V_s = Ae^{-\frac{R_1 + R_2}{\mu R_1\omega_c}t} + B \Rightarrow \textbf{convergent}$$

Conditions de fonctionnement linéaire d'un A.O.

Dém : La tension de sortie de l'A.O. évolue selon la loi :

$$V_s + \frac{1}{\omega_c}\frac{dV_S}{dt} = \mu\varepsilon \text{ avec } \mu \simeq 10^5$$

Dans le montage amplificateur inverseur, avec contre-réaction **positive**, on a :



$$V_s + \frac{1}{\omega_c}\frac{dV_S}{dt} = \mu(V_+ - V_-) = +\mu\frac{R_1V_S + R_2V_e}{R_1 + R_2}$$

$$\Rightarrow V_s\left(1 - \mu\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) + \frac{1}{\omega_c}\frac{dV_S}{dt} = +\mu\frac{R_2}{R_1 + R_2}V_e$$

$$\Rightarrow V_s - \frac{R_1 + R_2}{\mu R_1}\frac{1}{\omega_c}\frac{dV_S}{dt} = +\frac{R_2}{R_1}V_e$$

$$\Rightarrow V_s = Ae^{+\frac{R_1 + R_2}{\mu R_1 \omega_c}t} + B \Rightarrow \textbf{divergent}$$

$\Rightarrow$ **saturation**

L'amplificateur opérationnel en régime saturé

- **Propriétés** (règle des 2 zéros) :
  - $I_+ = I_- = 0$ (impédances d'entrée infinies) : **toujours vrai**
  - Impédance de sortie nulle : **toujours vrai**
- **Saturation** :
  - Si $\varepsilon > 0 \Rightarrow V_s = +V_{CC}$
  - Si $\varepsilon < 0 \Rightarrow V_s = -V_{CC}$
- **Remarque** : les alimentations $+V_{CC}$ et $-V_{CC}$ ne sont pas représentées mais sont indispensables.

Limitations de l'amplificateur opérationnel

Limitations électriques du TL084 :

PARAMETER		TEST CONDITIONS		T_A†	TL081C TL082C TL084C MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{IO}	Input offset voltage	$V_O = 0$	$R_S = 50\ \Omega$	25°C		3	15	mV
				Full range			20	
α_{VIO}	Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0$	$R_S = 50\ \Omega$	Full range		18		µV/°C
I_{IO}	Input offset current‡	$V_O = 0$		25°C		5	200	pA
				Full range			2	nA
I_{IB}	Input bias current‡	$V_O = 0$		25°C		30	400	pA
				Full range			10	nA
V_{ICR}	Common-mode input voltage range			25°C	±11	−12 to 15		V
V_{OM}	Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10\ k\Omega$		25°C	±12	±13.5		V
		$R_L \geq 10\ k\Omega$		Full range	±12			
		$R_L \geq 2\ k\Omega$			±10	±12		
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10$ V,	$R_L \geq 2\ k\Omega$	25°C	25	200		V/mV
		$V_O = \pm 10$ V,	$R_L \geq 2\ k\Omega$	Full range	15			
B_1	Unity-gain bandwidth			25°C		3		MHz
r_i	Input resistance			25°C		10^{12}		Ω
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICR}$min, $V_O = 0$,	$R_S = 50\ \Omega$	25°C	70	86		dB
k_{SVR}	Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$)	$V_{CC} = \pm 15$ V to ± 9 V, $V_O = 0$,	$R_S = 50\ \Omega$	25°C	70	86		dB
I_{CC}	Supply current (per amplifier)	$V_O = 0$,	No load	25°C		1.4	2.8	mA
V_{O1}/V_{O2}	Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100$		25°C		120		dB

Limitations de l'amplificateur opérationnel

Limitations en fonctionnement du TL084 :

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $T_A = 25°C$ (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS				MIN	TYP	MAX	UNIT
SR	Slew rate at unity gain	$V_I = 10$ V,	$R_L = 2$ kΩ,	$C_L = 100$ pF,	See Figure 1	8*	13		V/µs
		$V_I = 10$ V, $T_A = -55°C$ to $125°C$,	$R_L = 2$ kΩ, See Figure 1	$C_L = 100$ pF,		5*			
t_r	Rise time	$V_I = 20$ mV,	$R_L = 2$ kΩ,	$C_L = 100$ pF,	See Figure 1		0.05		µs
	Overshoot factor						20		%
V_n	Equivalent input noise voltage	$R_S = 20$ Ω	f = 1 kHz				18		nV/√Hz
			f = 10 Hz to 10 kHz				4		µV
I_n	Equivalent input noise current	$R_S = 20$ Ω,	f = 1 kHz				0.01		pA/√Hz
THD	Total harmonic distortion	$V_{Irms} = 6$ V, f = 1 kHz	$A_{VD} = 1$,	$R_S \leq 1$ kΩ,	$R_L \geq 2$ kΩ,		0.003		%

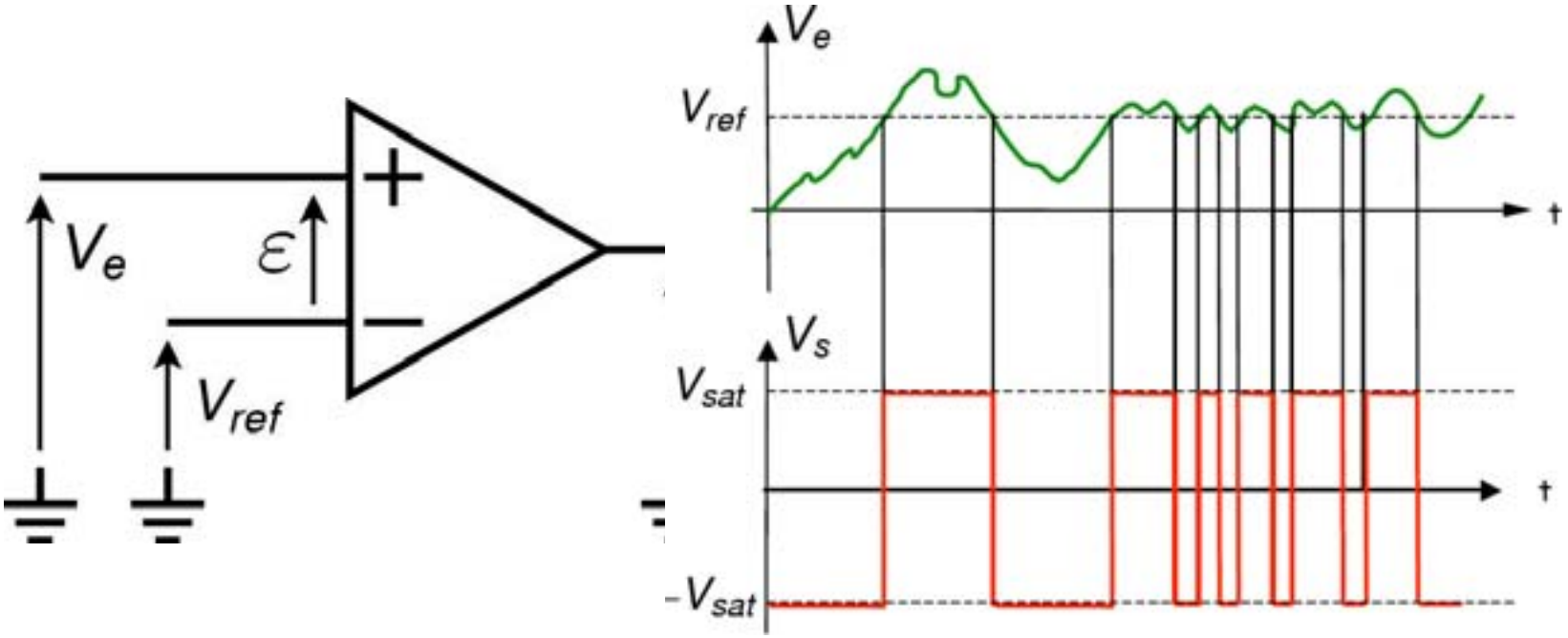
Limitations thermiques du TL084 :

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25°C$ POWER RATING	DERATING FACTOR	DERATE ABOVE T_A	$T_A = 70°C$ POWER RATING	$T_A = 85°C$ POWER RATING	$T_A = 125°C$ POWER RATING
D (14 pin)	680 mW	7.6 mW/°C	60°C	604 mW	490 mW	186 mW
FK	680 mW	11.0 mW/°C	88°C	680 mW	680 mW	273 mW
J	680 mW	11.0 mW/°C	88°C	680 mW	680 mW	273 mW
JG	680 mW	8.4 mW/°C	69°C	672 mW	546 mW	210 mW

Le comparateur à A.O.

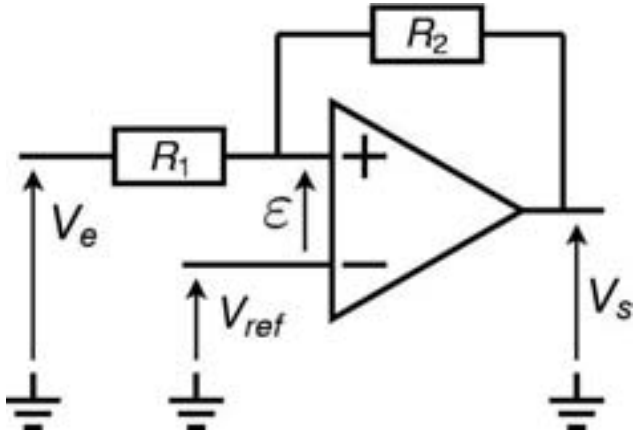
- **L'A.O. en régime saturé fonctionne en comparateur** :



- **Caractéristiques** :
  - Très **fort gain** en boucle ouverte.
  - **Problème** : oscillations dues au **bruit**.

Le trigger de Schmidt

- **Quasi-identique à l'amplificateur inverseur** :



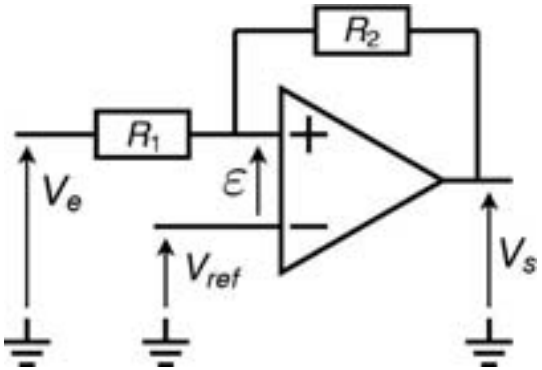
$$V_+ = \frac{\frac{V_S}{R_2} + \frac{V_e}{R_1}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}} = \frac{R_1 V_S + R_2 V_e}{R_1 + R_2}$$

$$V_- = V_{ref}$$

- **Fonctionnement en saturé** : on distingue **2 cas**
  - $V_S = -V_{sat}$.
  - $V_S = +V_{sat}$.

Le trigger de Schmidt

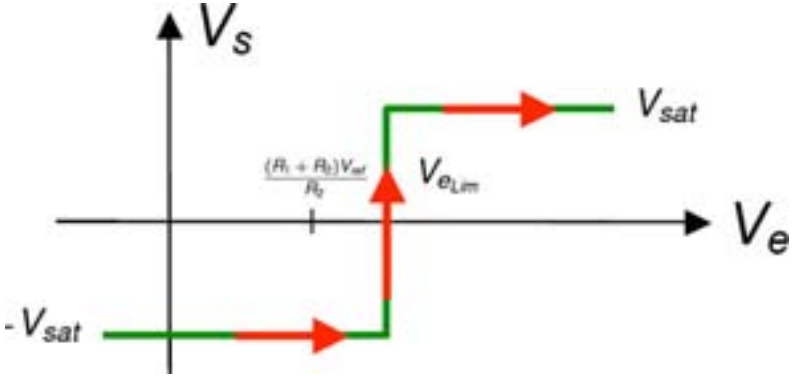
- **Premier cas :** $V_S = -V_{sat}$:



V_S conserve sa valeur tant que $V_+ > V_{ref}$

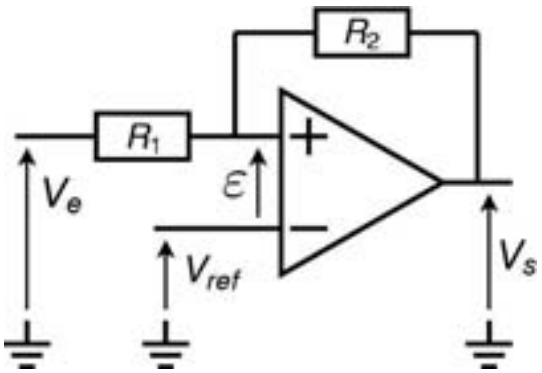
$$\Rightarrow V_{e_{Lim+}} = \frac{(R_1 + R_2)V_{ref} + R_1 V_{sat}}{R_2}$$

- **On obtient le fonctionnement suivant**



Le trigger de Schmidt

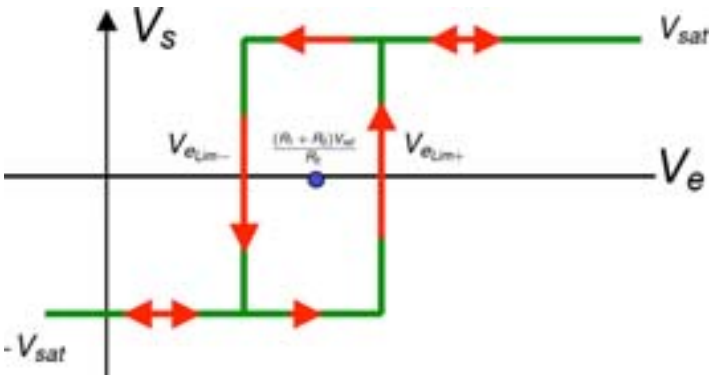
- **Deuxième cas :** $V_S = +V_{sat}$:



V_S conserve sa valeur tant que $V_+ < V_{ref}$

$$\Rightarrow V_{e_{Lim-}} = \frac{(R_1 + R_2)V_{ref} - R_1 V_{sat}}{R_2}$$

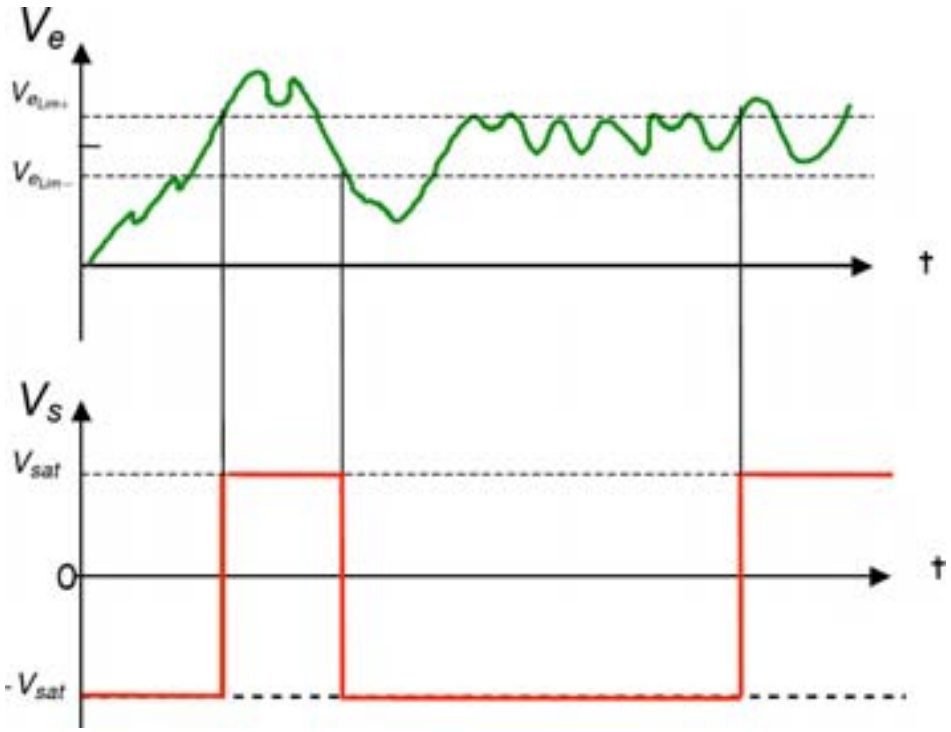
- **On obtient le fonctionnement suivant**



Le cycle décrit est appelé **cycle d'hysteresis**.

Le trigger de Schmidt

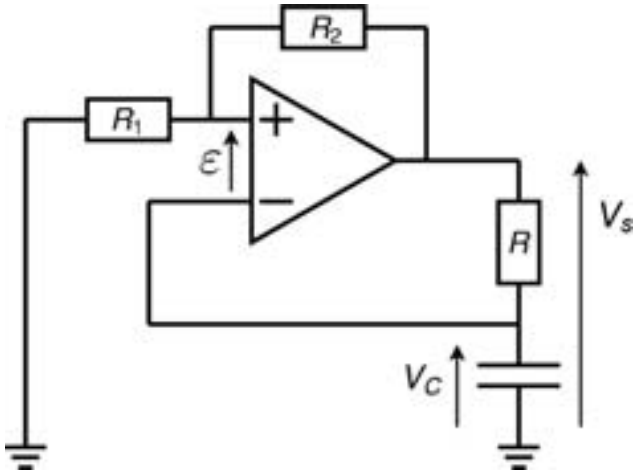
- **Intérêt du trigger de Schmidt : comparateur à seuil**



- **Propriétés** :
  - Permet de filtrer le bruit en entrée.
  - Utilisé pour la génération de signaux.

Générateur de signaux carrés

- **Couplage d'un trigger et d'un circuit RC** :



- Si $V_S = +V_{sat}$:

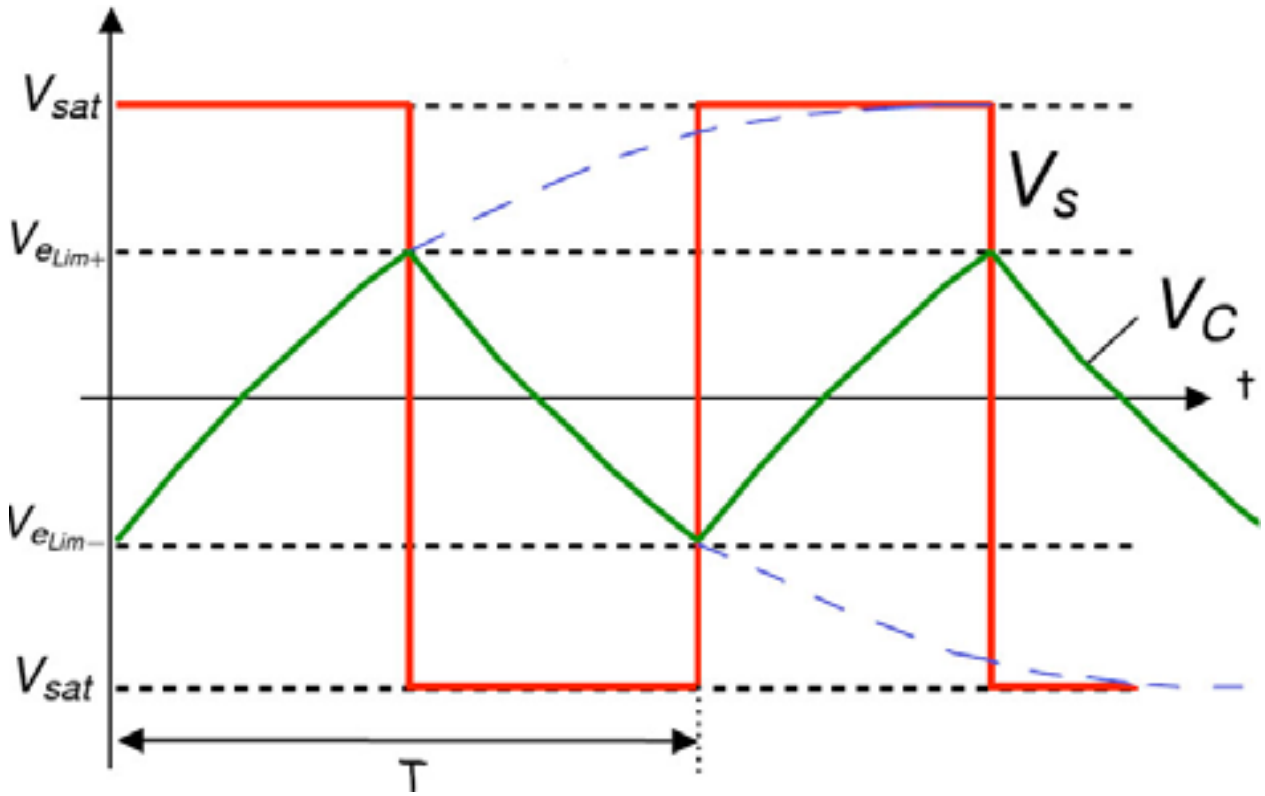
  Le condensateur se charge jusqu'à : $V_C = V_{e_{Lim+}} = \dfrac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$

- Si $V_S = -V_{sat}$:

  Le condensateur se décharge jusqu'à : $V_C = -\dfrac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$

Générateur de signaux carrés

Chronogrammes :



Générateur de signaux carrés

Calcul de la période :

- **Calcul du temps de charge (suite)** :

La charge se termine lorsque : $u_c = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$

$$\Rightarrow \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat} = -(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}) V_{sat} e^{-\frac{t}{\tau}} + V_{sat}$$

$$\Rightarrow e^{-\frac{t}{\tau}} = 1 + \frac{2R_1}{R_2}$$

$$\Rightarrow t_{charge} = \tau \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$$

Générateur de signaux carrés

Calcul de la période :

- **Calcul du temps de décharge** :
  Equation différentielle de décharge : $u_r + u_c = -V_{sat}$

$$\Rightarrow \frac{du_c}{dt} + \frac{1}{\tau}u_c = \frac{-V_{sat}}{\tau} \text{ avec } \tau = RC$$

$$\Rightarrow u_c = Ae^{-\frac{t}{\tau}} + B$$

Détermination de A et B :

- A $t = 0$: $u_c = A + B = \frac{R_1}{R_1 + R_2}V_{sat}$
- Quand $t \to \infty$: $u_c = B = -V_{sat}$

On obtient donc :

$$\Rightarrow u_c = \left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)V_{sat}e^{-\frac{t}{\tau}} - V_{sat}$$

Générateur de signaux carrés

Calcul de la période :

- **Calcul du temps de décharge (suite)** :

  La charge se termine lorsque : $u_c = -\frac{R_1}{R_1+R_2}V_{sat}$

  $$\Rightarrow -\frac{R_1}{R_1+R_2}V_{sat} = (1+\frac{R_1}{R_1+R_2})V_{sat}e^{-\frac{t}{\tau}} - V_{sat}$$

  $$\Rightarrow e^{-\frac{t}{\tau}} = 1+\frac{2R_1}{R_2}$$

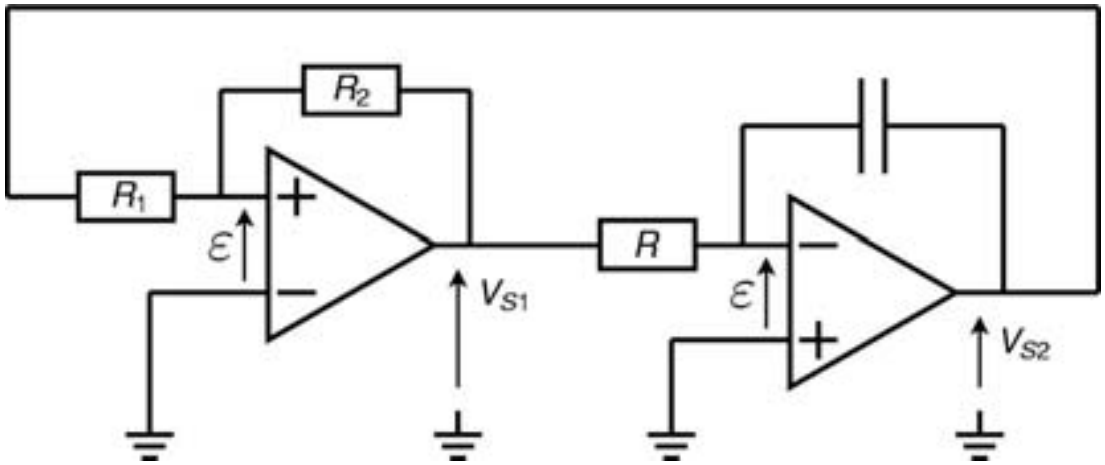
  $$\Rightarrow t_{decharge} = \tau \ln\left(1+\frac{2R_1}{R_2}\right)$$

- **Au final on a une période** :

  $$T = t_{charge} + t_{decharge} = 2\tau \ln\left(1+\frac{2R_1}{R_2}\right)$$

Générateur de signaux triangulaires

- **Couplage d'un trigger et d'un circuit intégrateur** :



- Si $V_{S1} = +V_{sat}$:

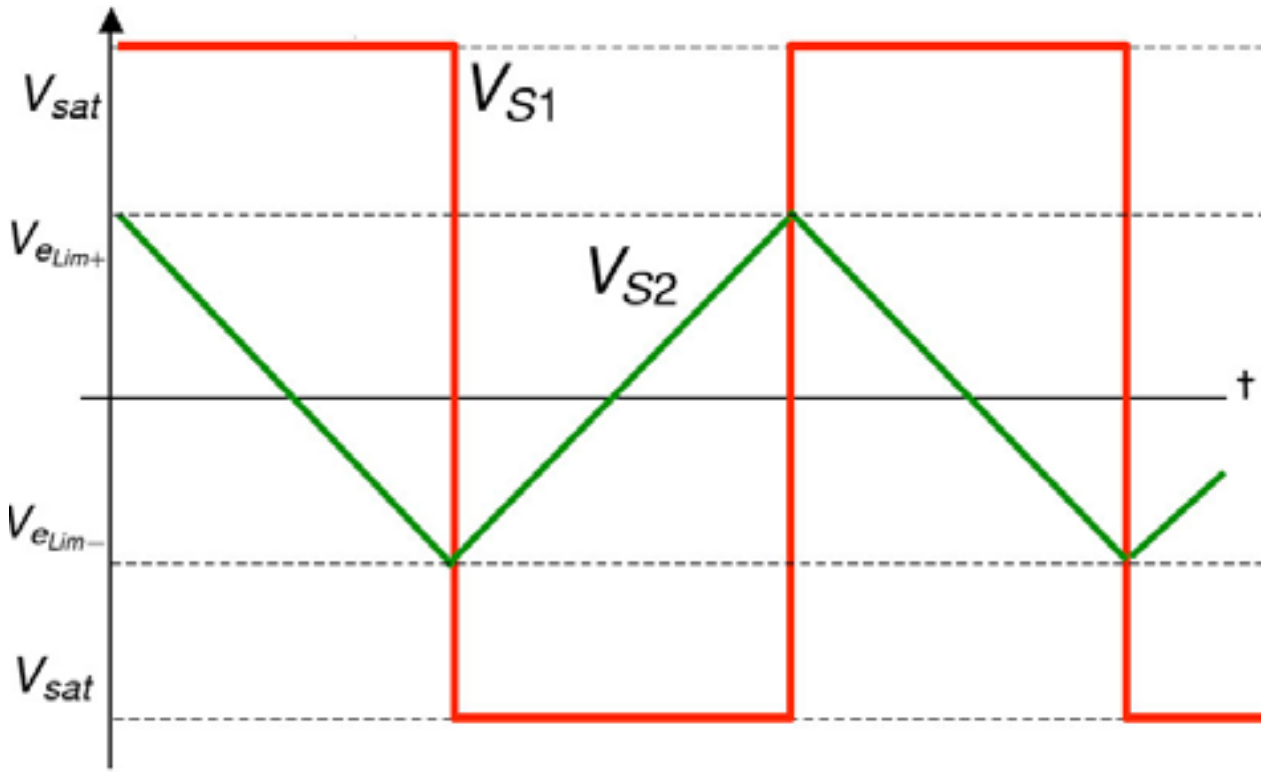
  Le condensateur se décharge jusqu'à : $V_{S2} = -\dfrac{R_1}{R_2} V_{sat}$

- Si $V_{S1} = -V_{sat}$:

  Le condensateur se charge jusqu'à : $V_{S2} = \dfrac{R_1}{R_2} V_{sat}$

Générateur de signaux triangulaires

Chronogrammes :



Générateur de signaux triangulaires

Calcul de la période :

- **Calcul du temps de charge** ($V_{S2} = -V_{sat}$) :

  Relation sur les courants : $i_r = \dfrac{-V_{sat}}{R} = -C\dfrac{d(V_{S2})}{dt}$

  $\Rightarrow V_{S2} = \dfrac{V_{sat}}{RC}t + A$

  Détermination de A :

  - A $t = 0$: $V_{S2} = A = -\dfrac{R_1}{R_2}V_{sat}$

  On obtient donc :

  $\Rightarrow V_{S2} = \dfrac{V_{sat}}{RC}t - \dfrac{R_1}{R_2}V_{sat}$

Générateur de signaux triangulaires

Calcul de la période :

- **Calcul du temps de charge (suite)** :

La charge se termine lorsque : $V_{S2} = \frac{R_1}{R_2} V_{sat}$

$$\Rightarrow \frac{R_1}{R_2} V_{sat} = \frac{V_{sat}}{RC} t - \frac{R_1}{R_2} V_{sat}$$

$$\Rightarrow t_{charge} = 2RC \frac{R_1}{R_2}$$

Générateur de signaux triangulaires

Calcul de la période :

- **Calcul du temps de décharge** ($V_{S2} = V_{sat}$) :

  Relation sur les courants : $i_r = \frac{V_{sat}}{R} = -C\frac{d(V_{S2})}{dt}$

  $\Rightarrow V_{S2} = -\frac{V_{sat}}{RC}t + A$

  Détermination de A :

  - A $t = 0$: $V_{S2} = A = \frac{R_1}{R_2}V_{sat}$

  On obtient donc :

  $\Rightarrow V_{S2} = -\frac{V_{sat}}{RC}t + \frac{R_1}{R_2}V_{sat}$

Générateur de signaux triangulaires

Calcul de la période :

- **Calcul du temps de décharge (suite)** :

  La charge se termine lorsque : $V_{S2} = -\frac{R_1}{R_2} V_{sat}$

  $$\Rightarrow -\frac{R_1}{R_2} V_{sat} = -\frac{V_{sat}}{RC} t + \frac{R_1}{R_2} V_{sat}$$

  $$\Rightarrow t_{decharge} = 2RC \frac{R_1}{R_2}$$

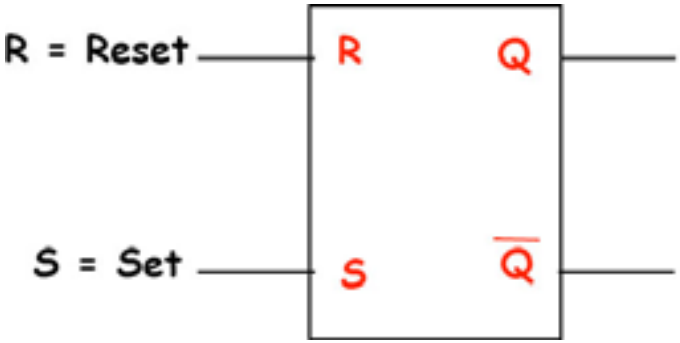
- **Au final on a une période** :

  $$T = t_{charge} + t_{decharge} = 4RC \frac{R_1}{R_2}$$

- **Rq** : pour passer au signal **sinusoïdal**, on peut utiliser un conformateur à diodes (voir TD).

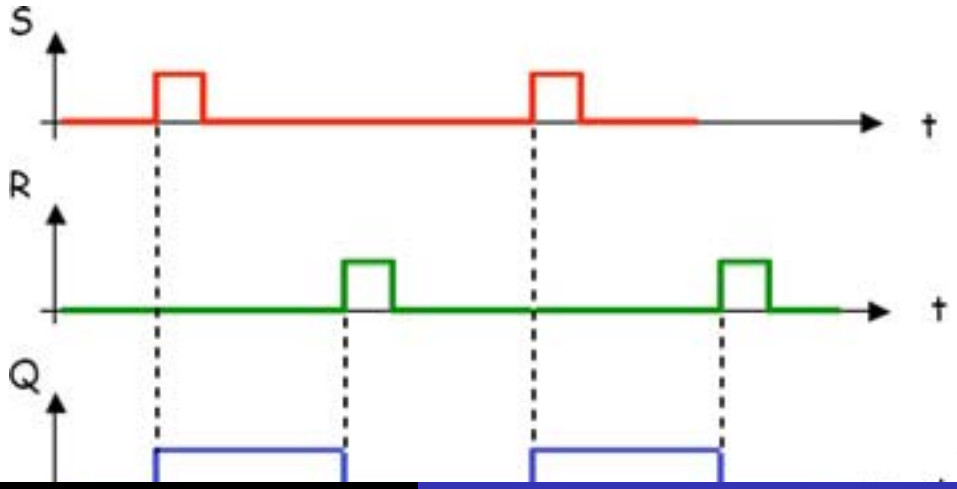
Le Timer NE555 : un générateur de signaux basé sur une bascule RS

- **Fonctionnement d'une bascule RS** :



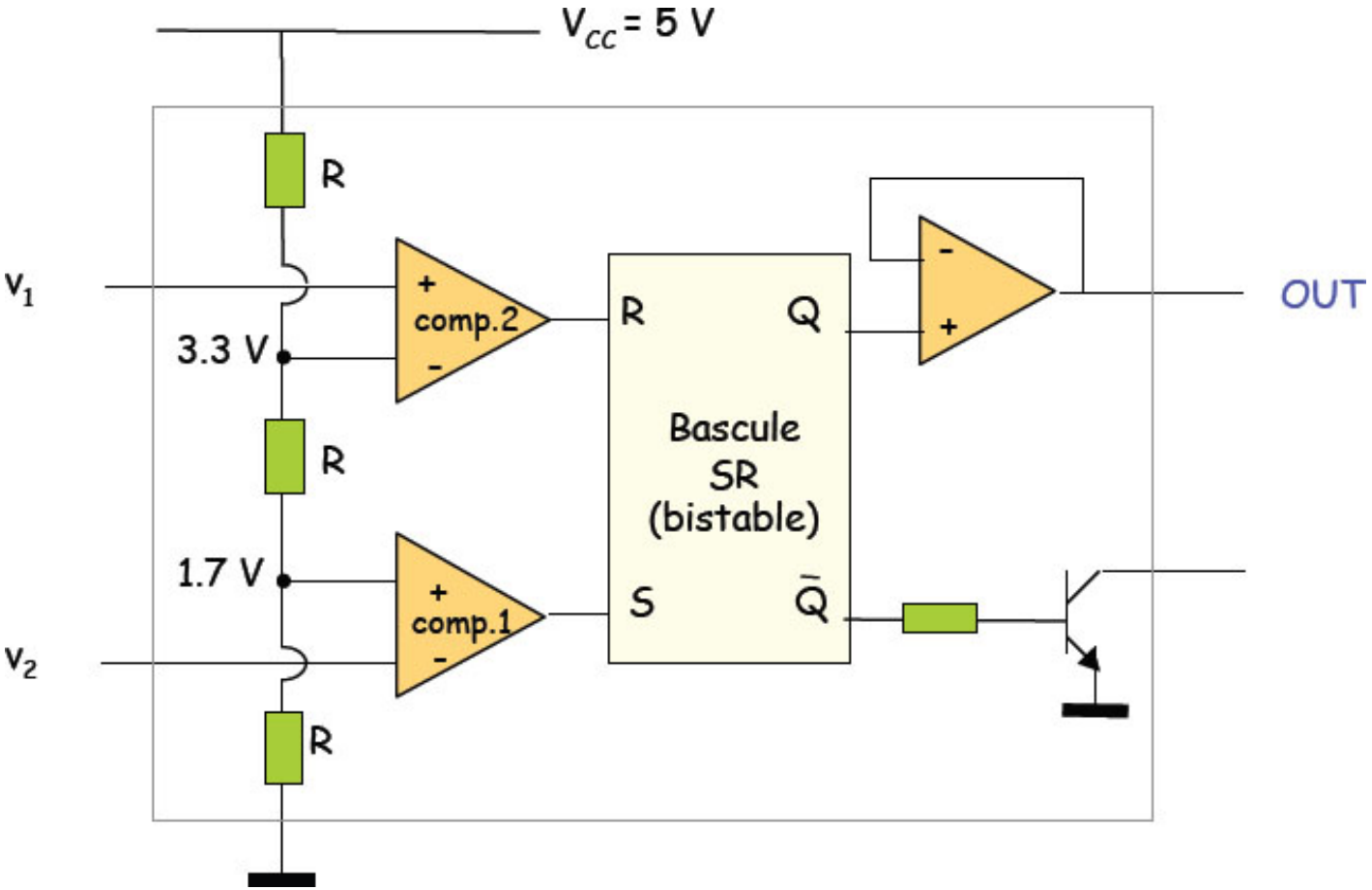
S	R	Sortie
0	0	mémorise l'état précédent $Q^+ = Q$
0	1	$Q = 0$, $\overline{Q} = 1$
1	0	$Q = 1$, $\overline{Q} = 0$
1	1	A éviter, car contradictoire

- **Chronogrammes** :



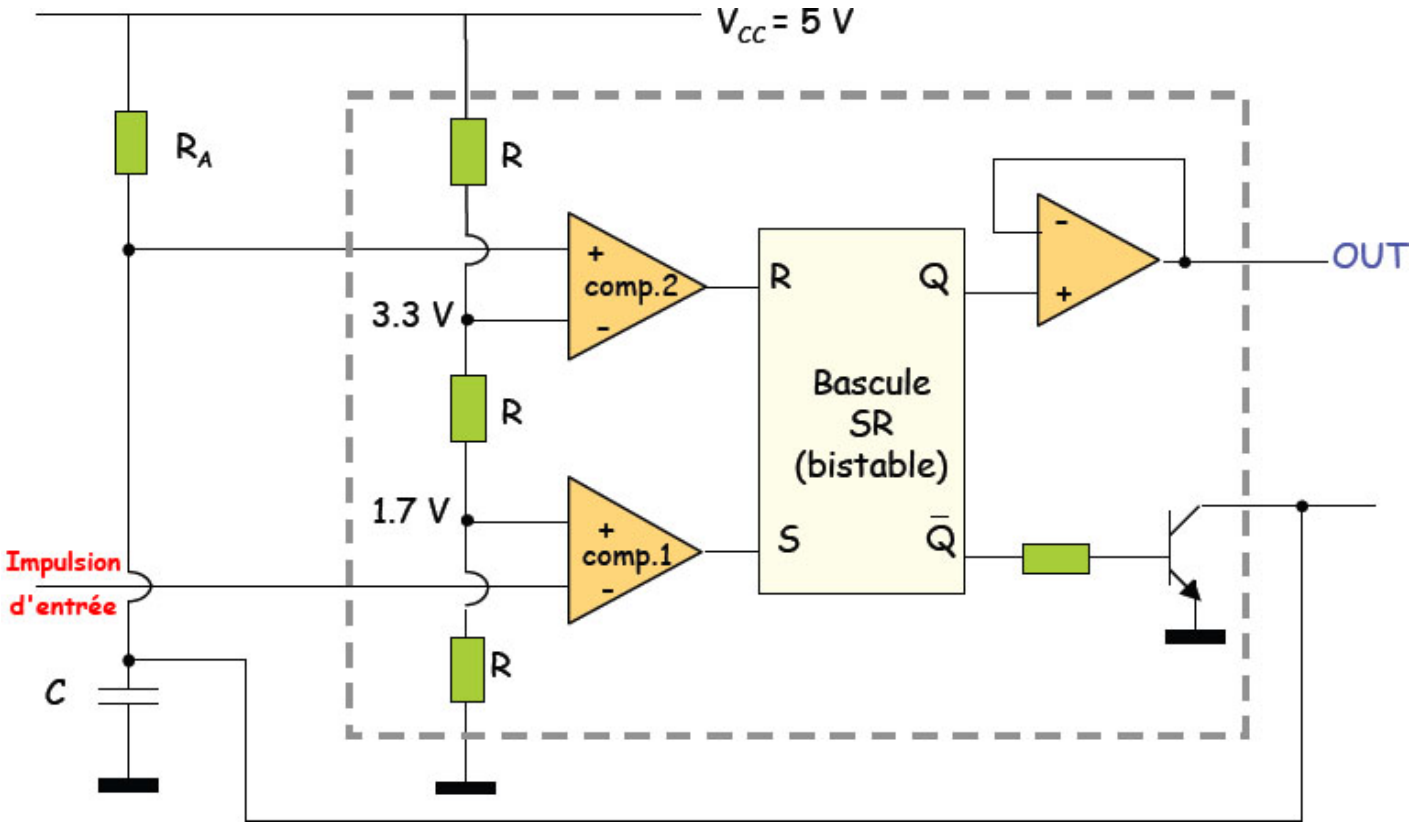
Fonctionnement interne du Timer NE555

- **Schéma interne** :



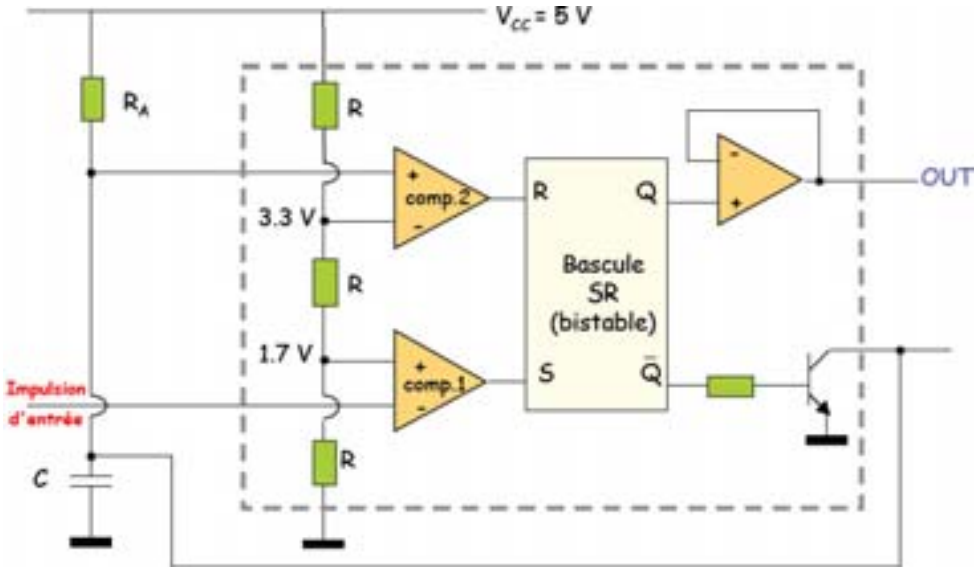
Timer NE555 en montage monostable

- **Schéma de câblage externe en monostable** :



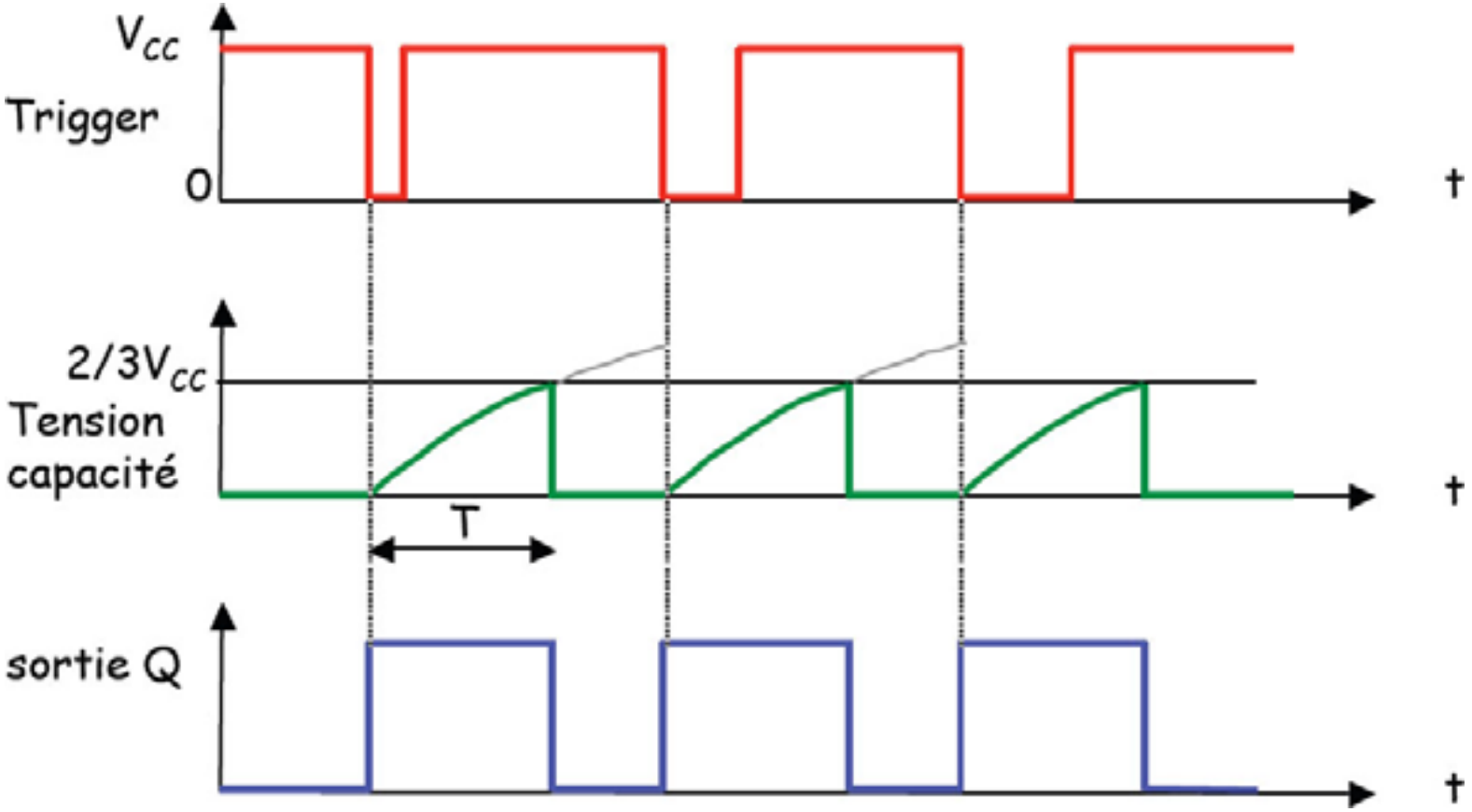
Timer NE555 en montage monostable

- **Fonctionnement** :
  - L'utilisateur envoie une impulsion (0) en entrée $\Rightarrow$ *SET*
  - Q passe à 1, $\overline{Q}$ passe à 0 et le transistor ne conduit plus.
  - C se charge à travers R jusqu'à ce que $V_C = 3.3V$ $\Rightarrow$ *RESET*
  - Q passe à 0, $\overline{Q}$ passe à 1 et le transistor conduit. C se décharge instantanément.



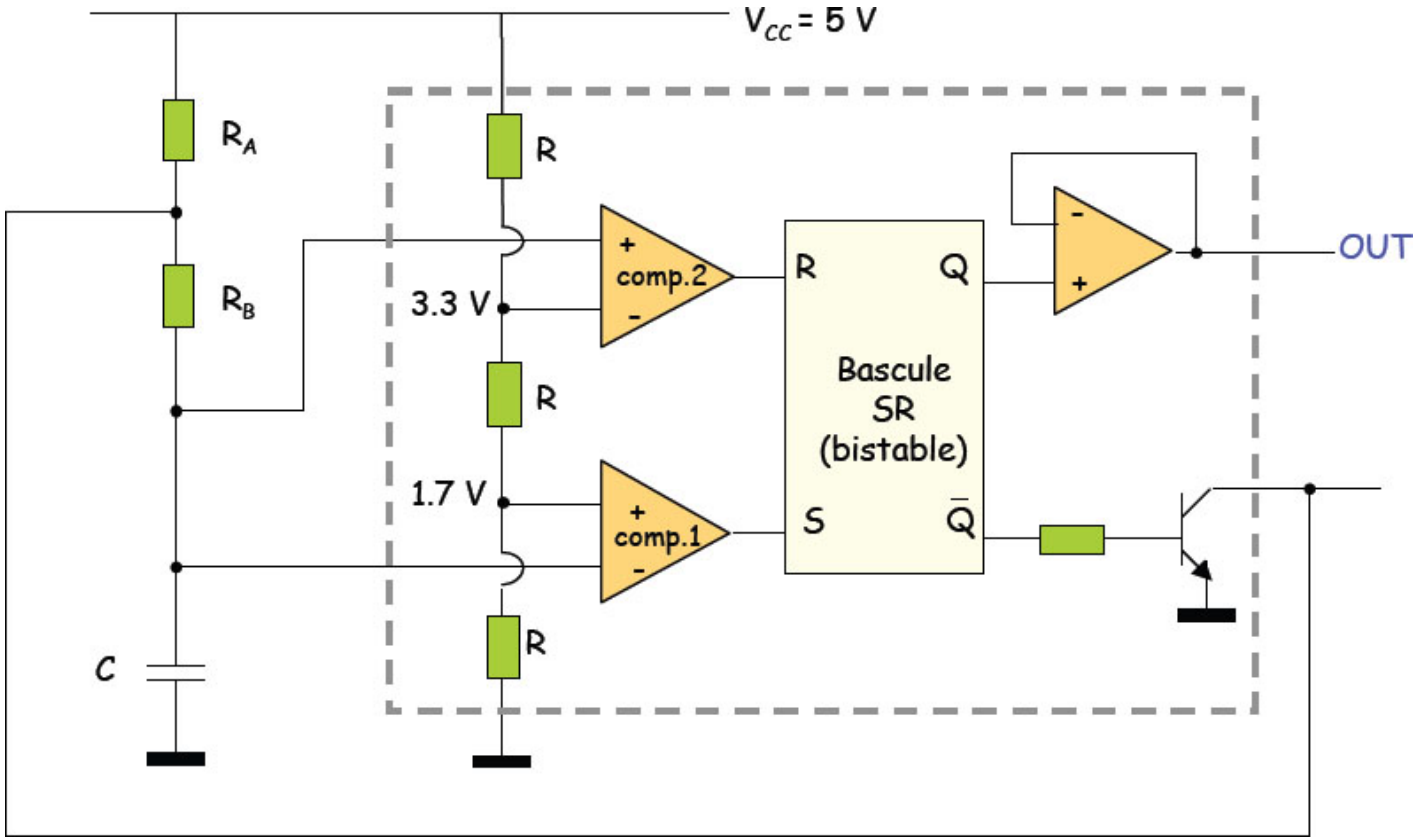
Timer NE555 en montage monostable

- **Chronogrammes** :



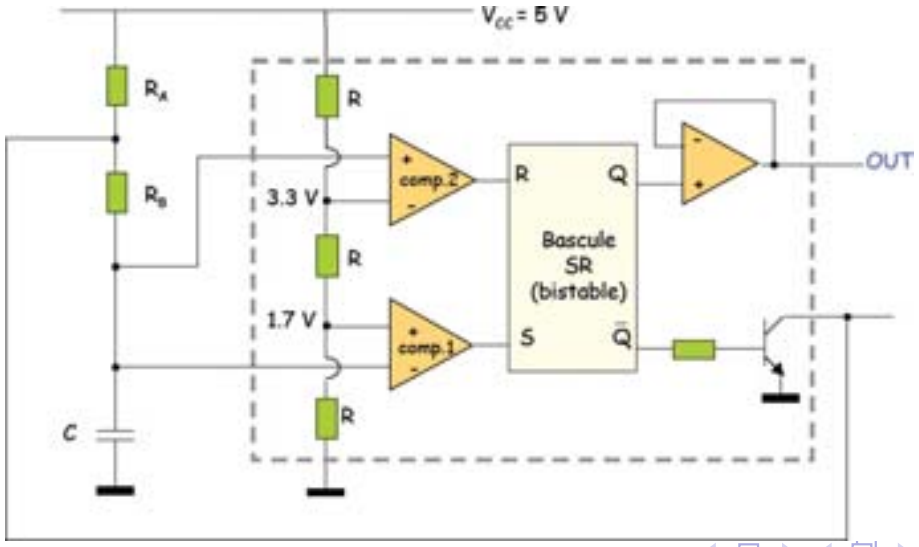
Timer NE555 en montage multivibrateur astable

- **Schéma de câblage externe en multivibrateur astable** :



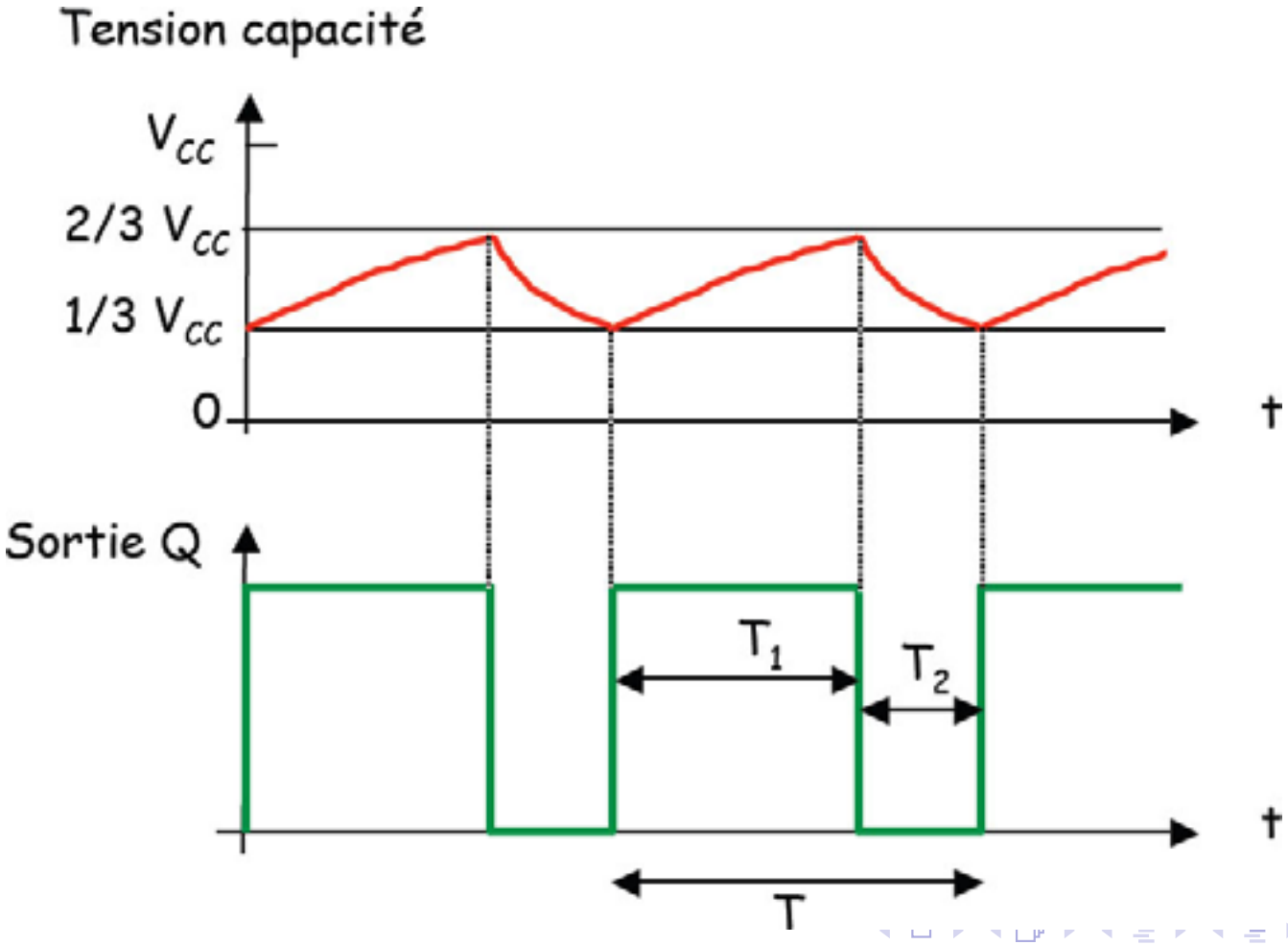
Timer NE555 en montage multivibrateur astable

- **Fonctionnement** :
  - Supposons que $Q = 1$, $\overline{Q} = 0$.
  - C se charge à travers $R_A + R_B$ jusqu'à ce que $V_C = 3.3V$ $\Rightarrow RESET$
  - Q passe à 0, $\overline{Q}$ passe à 1 et le transistor conduit.
  - C se décharge à travers R_B jusqu'à ce que $V_C = 1.7V$ $\Rightarrow SET$.
  - 0n reboucle le processus à l'infini $\Rightarrow$ Astable.



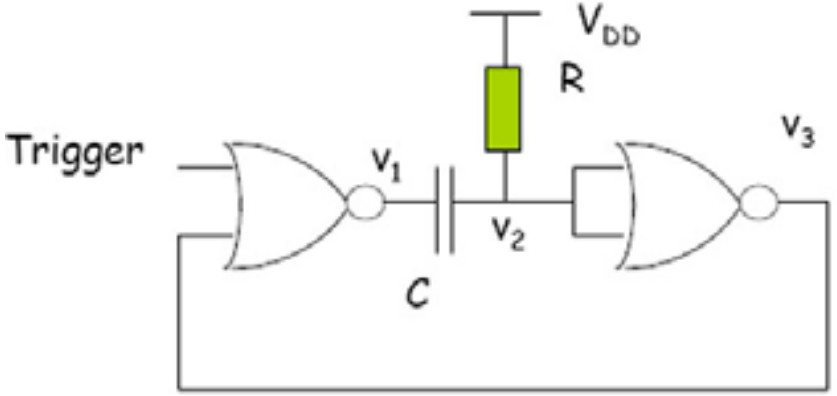
Timer NE555 en montage multivibrateur astable

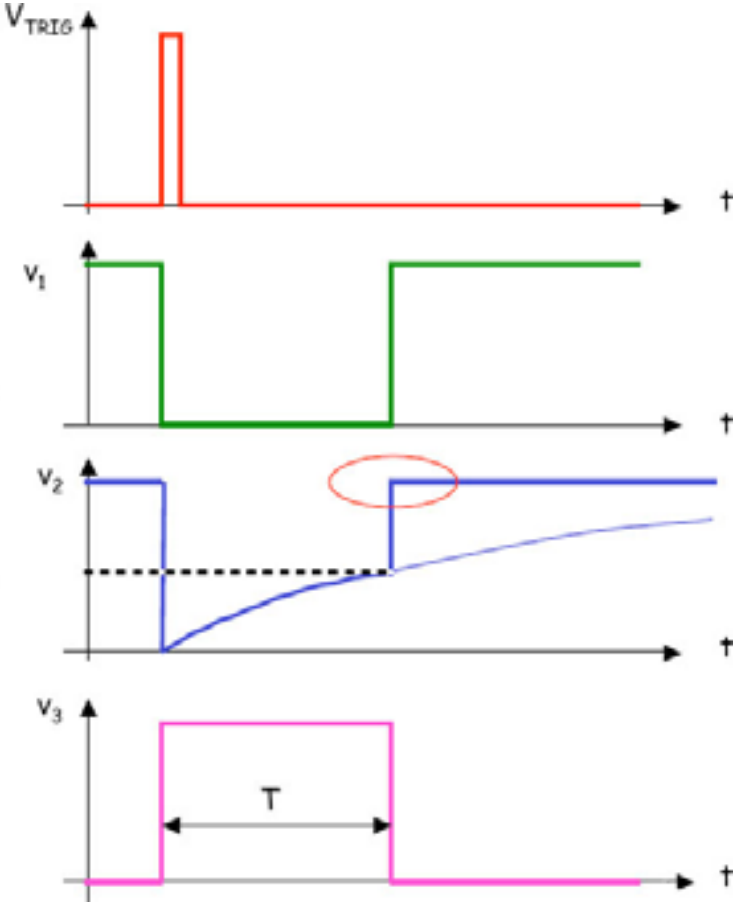
- **Chronogrammes** :



Portes logiques en montage monostable

Schéma et chronogrammes :



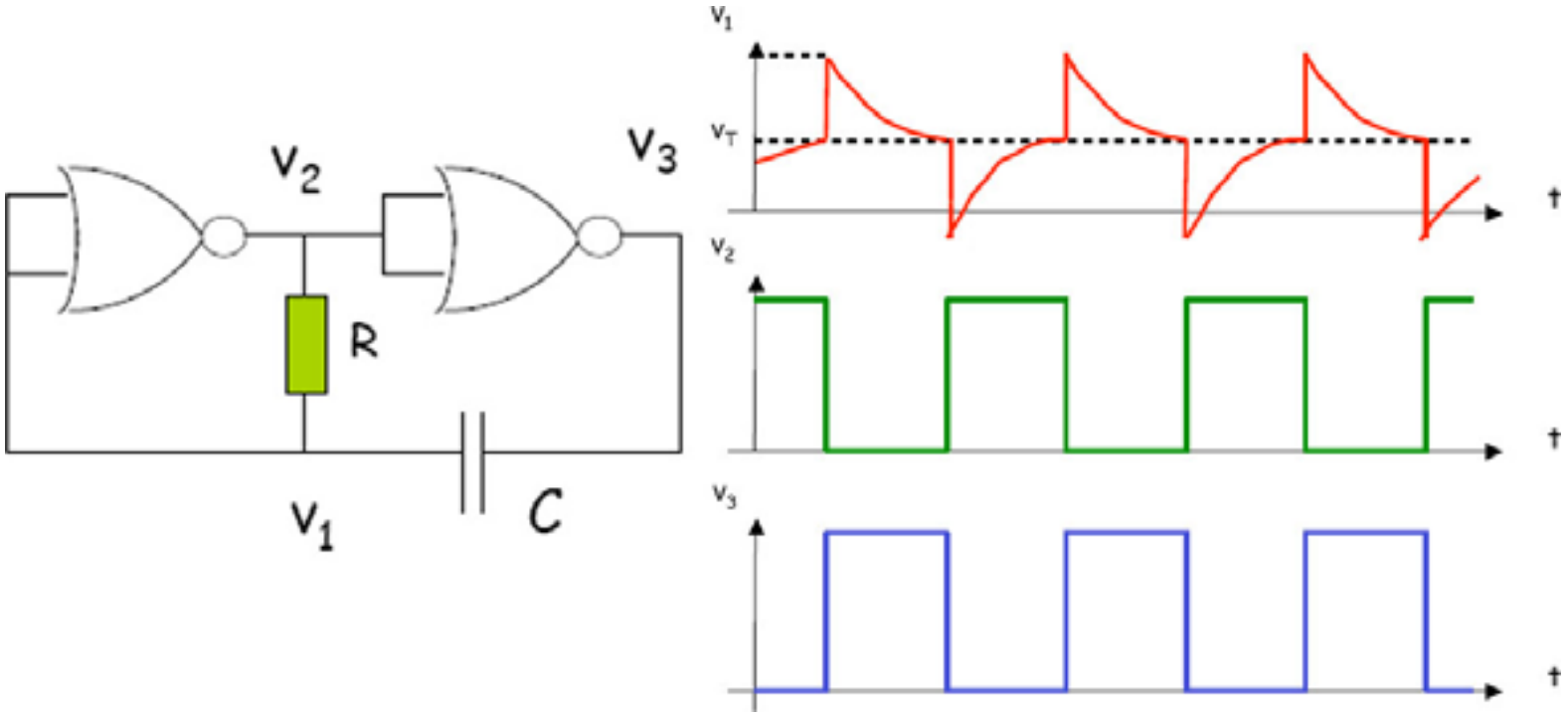


Si $V_T = V_{DD}/2$

$T = RC \ln 2 = 0{,}69\ RC$

Portes logiques en montage multivibrateur astable

Schéma et chronogrammes :



SE 1 : Semiconducteurs

Valentin Gies

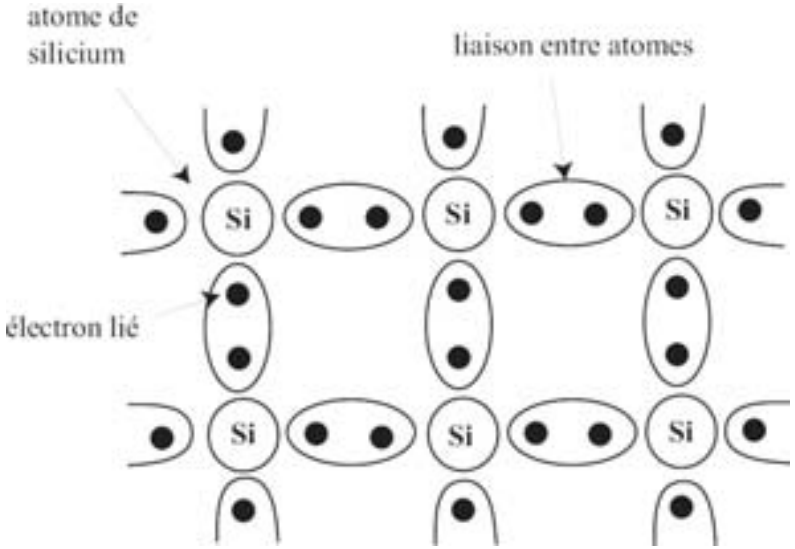
IUT de Toulon - département GEII
Université de Toulon (UTLN)

Plan du cours

1. Semi-conducteurs
   - Silicium non dopé
   - Silicium dopé
2. Diodes
   - Principe
   - Utilisation
   - Les diodes particulières
3. Transistor bipolaires
   - Principe de fonctionnement
   - Régime saturé : tout ou rien
   - Régime linéaire : amplification
4. Transistors à effet de champ MOSFET
   - Principe du transistor MOSFET
   - Régime saturé : Tout ou Rien
   - Régime linéaire : amplification

Le silicium non dopé

- Structure cristalline du silicium non dopé :



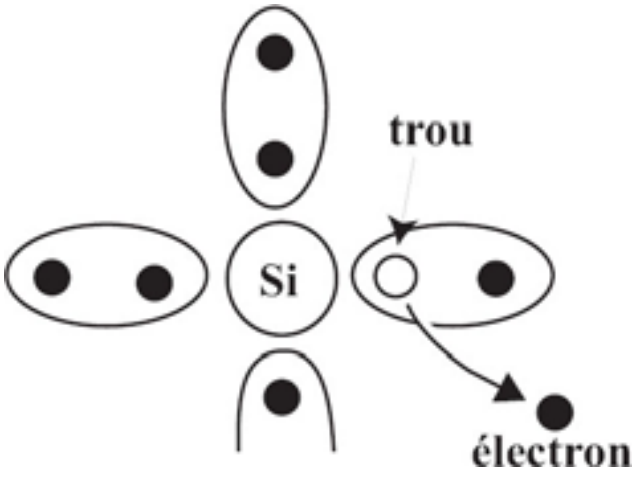
- Propriétés :
  - Structure cristalline très rigide.
  - 4 liaisons par atome assurant la rigidité du cristal.

Le silicium non dopé

Bloc de silicium en salle blanche :

Création d'une paire électron-trou

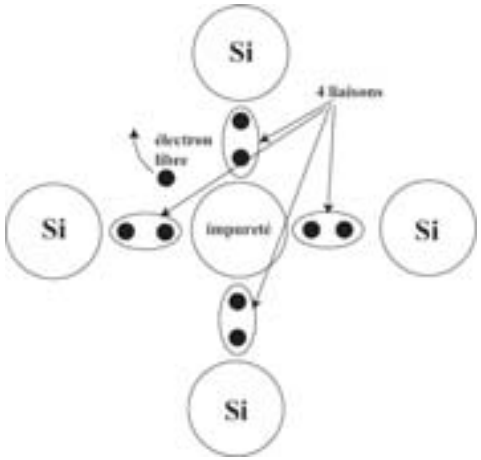
- Création d'une paire électron-trou :



- Sous l'action de la température, un électron provenant d'une liaison peut se **libérer**.
- L'**électron** (chargé négativement) laisse à sa place un **trou** (chargé positivement).
- Les trous et électrons sont appelés **porteurs libres** ⇒ ils sont le support du courant électrique.

Le silicium dopé (1)

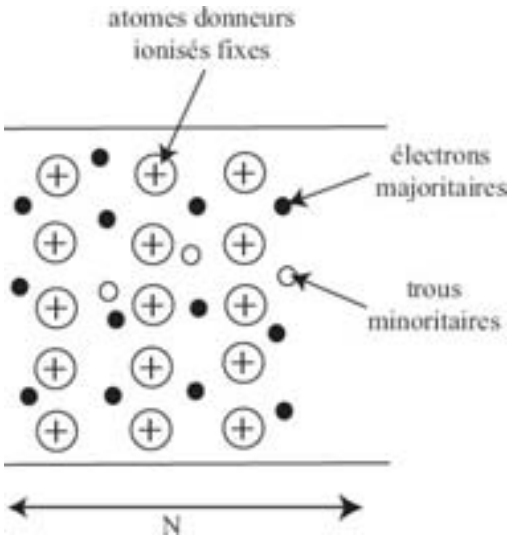
- On rajoute des impuretés à la place d'atomes de Si :



- Si l'impureté a 5 électrons (cas de la figure, *phosphore*) : **1 électron est libre** $\Rightarrow$ le dopage est de **type N** (charge Négative) .
- Si l'impureté a 3 électrons (*bore*) : **1 électron est libre** $\Rightarrow$ le dopage est de **type P** (charge Positive).

Le silicium dopé (2)

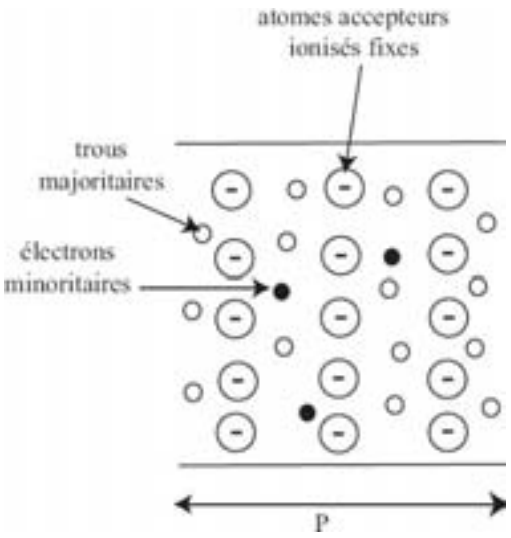
Dans un **semi-conducteur dopé N**, on a donc :



- Des **électrons**, **porteurs libres majoritaires** apportés par les impuretés (phosphore).
- Des trous, porteurs libres minoritaires dus à l'agitation thermique.
- Des **ions fixes chargés positivement** : les impuretés ayant perdu un électron (bore).

Le silicium dopé (3)

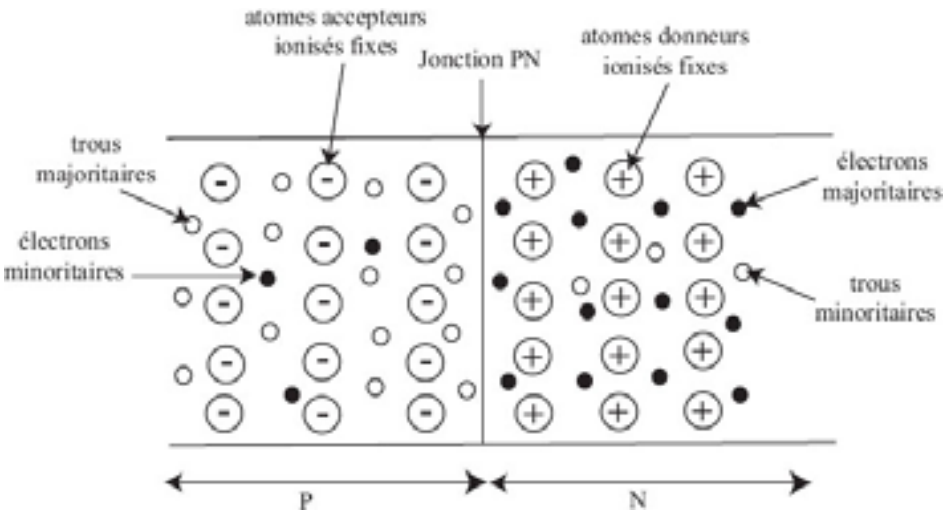
Dans un **semi-conducteur dopé P**, on a donc :



- Des **trous**, **porteurs libres majoritaires** apportés par les impuretés.
- Des électrons, porteurs libres minoritaires dus à l'agitation thermique.
- Des **ions fixes chargés négativement** : les impuretés ayant perdu un trou.

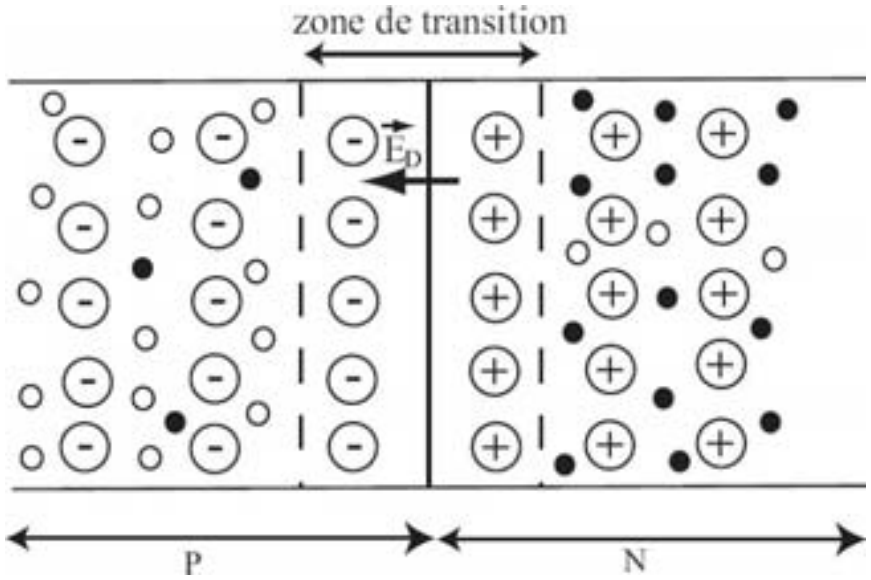
La jonction PN (diode) (1)

- Si l'on place un **semiconducteur P à coté d'un semi-conducteur N**, que se passe-t-il ?



La jonction PN (diode) (2)

- Les **porteurs majoritaires** de chaque coté **diffusent** (passent de l'autre coté).
- Les **électrons et trous** qui se rencontrent se **recombinent** ("disparition").

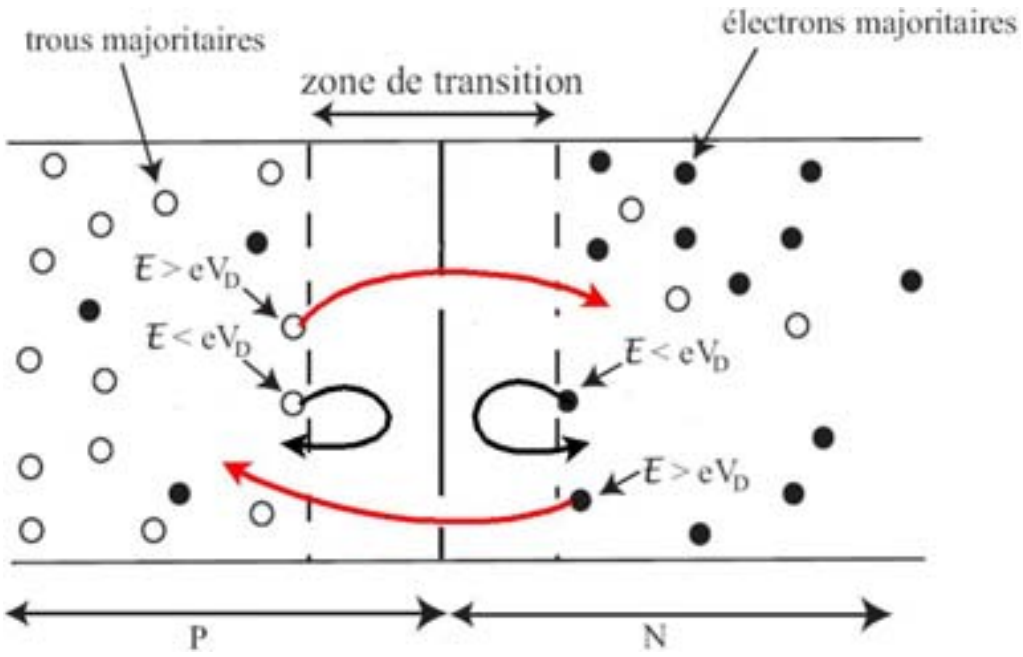


- Dans la zone de transition : il n'y a **plus de porteurs libres**, il reste les **ions fixes**.
  $\Rightarrow$ **Zone de charge d'espace (ZCE)**.

La jonction PN (diode) (3)

La ZCE : un concours de saut en hauteur pour porteurs libres

- Elle agit globalement comme une barrière de potentiel V_D.
- Seuls les électrons ou les trous ayant une énergie supérieure à eV_d peuvent passer :

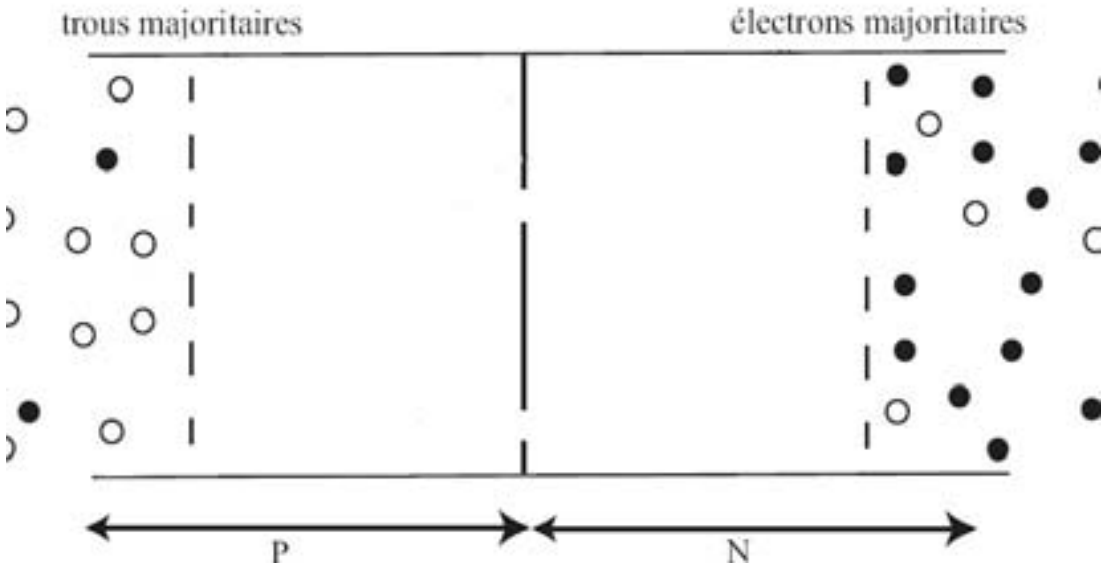


Les ions fixes sont non représentés

La jonction PN (diode) (4)

Diode polarisée en inverse

- La **barrière de potentiel V_D augmente**.
- Peu de porteurs ont l'énergie suffisante pour passer : la diode se comporte comme un **interrupteur ouvert**.

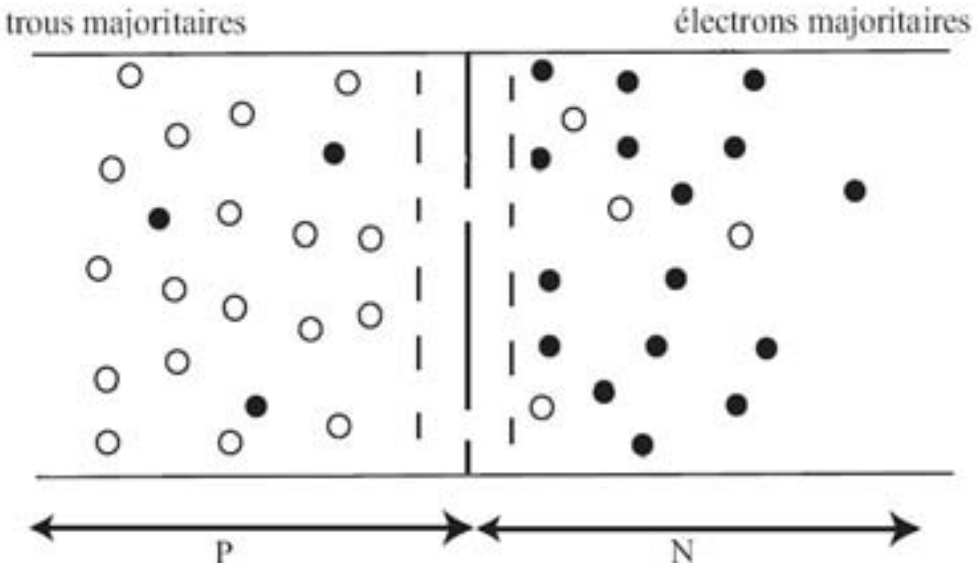


- **Rq** : il existe toujours un **courant inverse I_S** dû aux porteurs minoritaires (qques *nA*).

La jonction PN (diode) (5)

Diode polarisée en direct

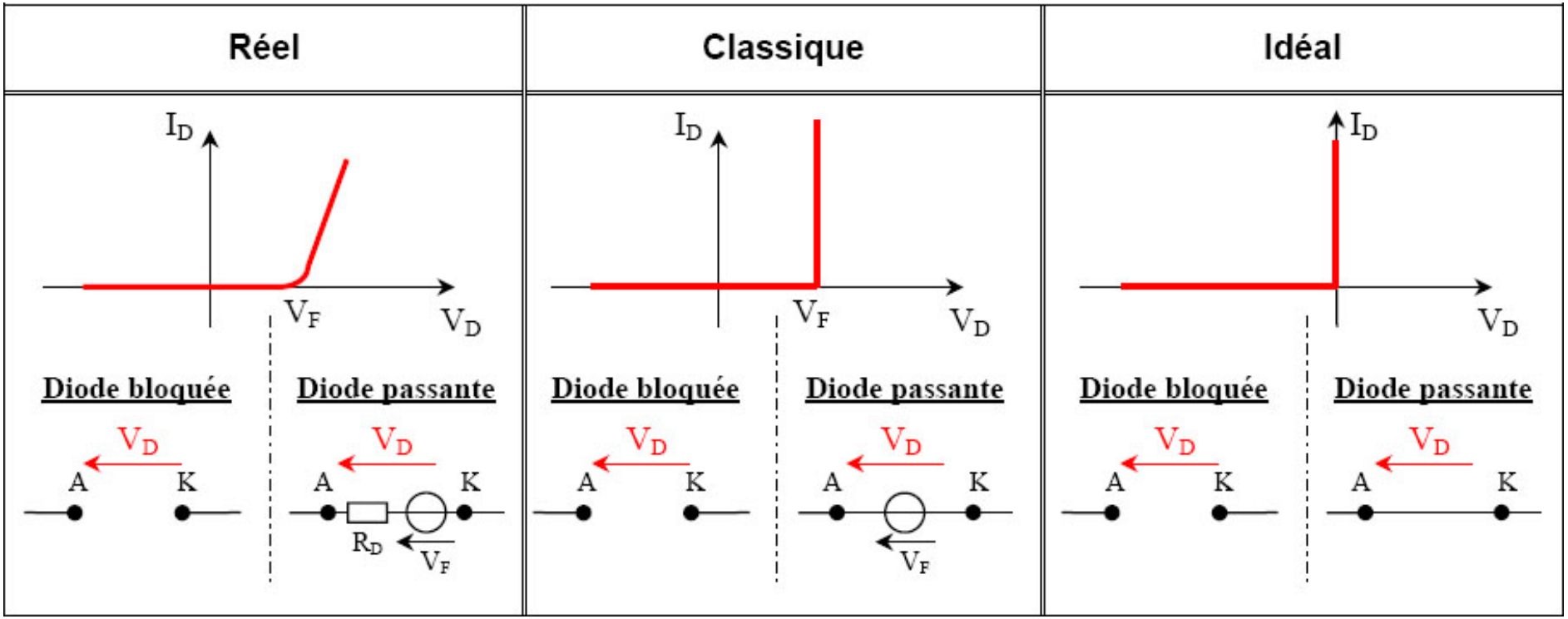
- La **barrière de potentiel V_D diminue**.
- A partir d'une **tension de seuil** : les porteurs peuvent passer et la diode se comporte comme un **interrupteur fermé**.



La jonction PN (diode) (6)

Caractéristique courant-tension d'une diode

- Expression du **courant dans une diode** : $I = Is(e^{\frac{eV_D}{kT}} - 1)$
- **Modèles à connaître** :



La jonction PN (diode) (7)

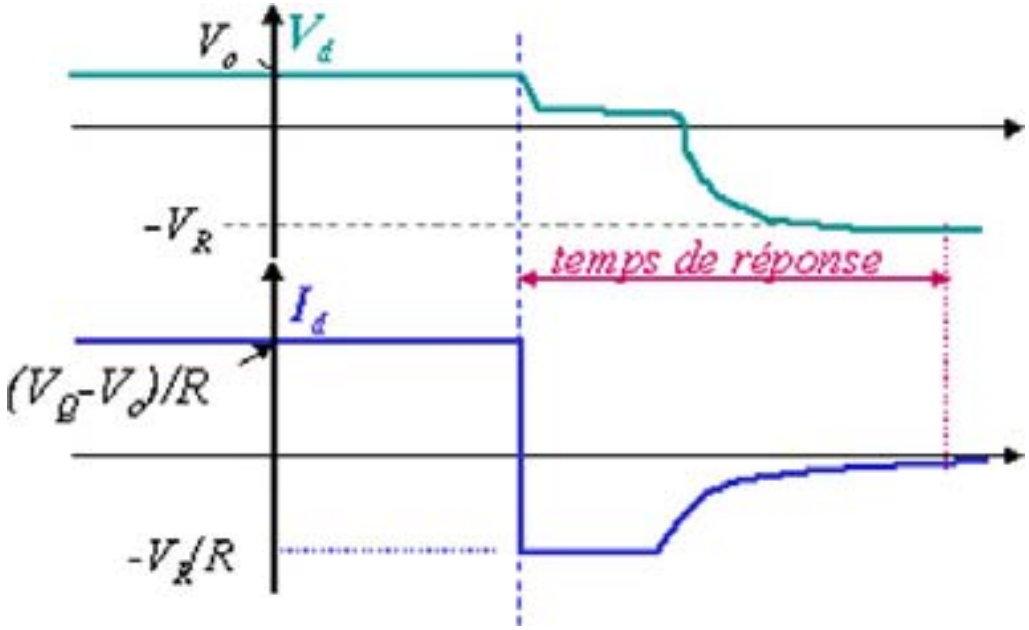
Paramètres importants d'une diode

- V_F : Tension de seuil.
- R_D : Résistance interne de la diode.
- I_F : Courant direct maximum supporté par la diode en continu.
- I_{Fmax} : Valeur crête limite du courant direct.
- V_{Rmax} : Tension crête inverse maximum supporté par la diode.
- t_{rr} : Temps de recouvrement inverse (pour passer de l'état passant à l'état bloqué).
- t_{dt} : Temps de recouvrement direct (pour passer de l'état bloqué à l'état passant).

La jonction PN (diode) (8)

Limitation d'une diode en commutation

- t_{rr} : **Temps de recouvrement inverse** (pour passer de l'état passant à l'état bloqué) :



- t_{dt} : **Temps de recouvrement direct** (pour passer de l'état bloqué à l'état passant) : idem dans l'autre sens.

Les montages à diodes

Diode = Hypothèse

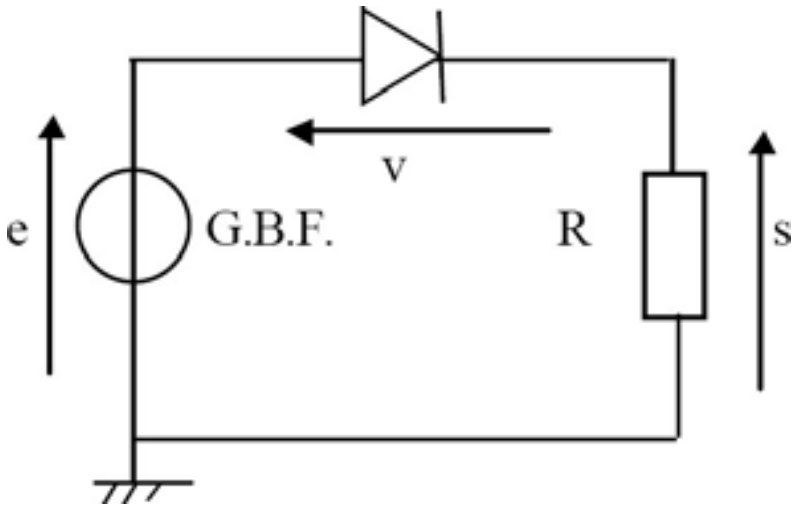
Si le mode de fonctionnement d'une diode n'est pas trivial, on fait une **hypothèse** et on la vérifie (ou pas) *a posteriori*.

- **Diode passante** : elle se comporte comme un fil $\Rightarrow$ **on vérifie** que $i_D > 0$.
- **Diode bloquée** : elle se comporte comme un circuit ouvert $\Rightarrow$ **on vérifie** que $V_D < 0$.

Si l'hypothèse est fausse, on en refait une autre...

Exemple de montage à diodes

Redressement mono-alternance à l'aide d'une diode :



On suppose la diode idéale : $\Rightarrow$ Etudier V_s en fonction de V_e pour $V_e > 0$ et pour $V_e < 0$.

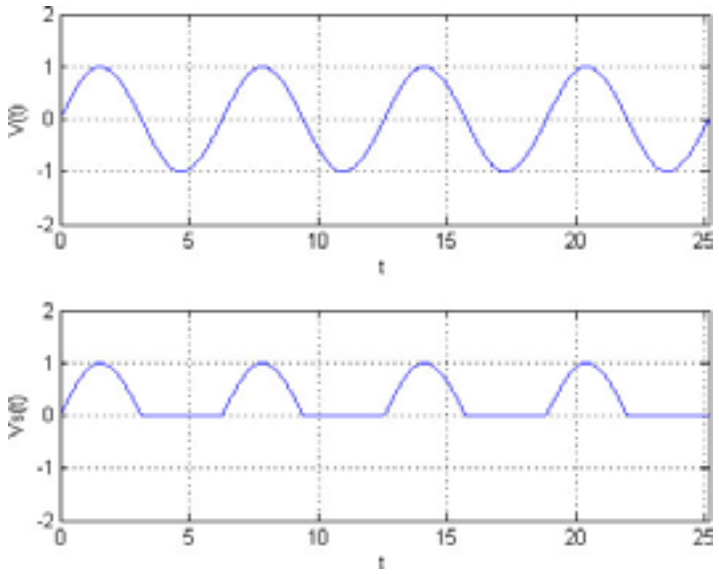
Exemple de montage à diodes

- Si $V_e > 0$:
  Supposons que la diode est **passante** : elle se comporte comme un fil. On a $V_s = V_e$ et $i = V_e/R > 0$. $\Rightarrow i > 0$, l'**hypothèse est vérifiée**

- Si $V_e < 0$:
  Supposons que la diode est **passante** : elle se comporte comme un fil. On a $V_s = V_e$ et $i = V_e/R < 0$. $\Rightarrow i > 0$, l'**hypothèse est fausse**, la diode est **bloquée**. $\Rightarrow i = 0 \Rightarrow V_s = 0$.

Exemple de montage à diodes

Redressement mono-alternance à l'aide d'une diode : Chronogrammes

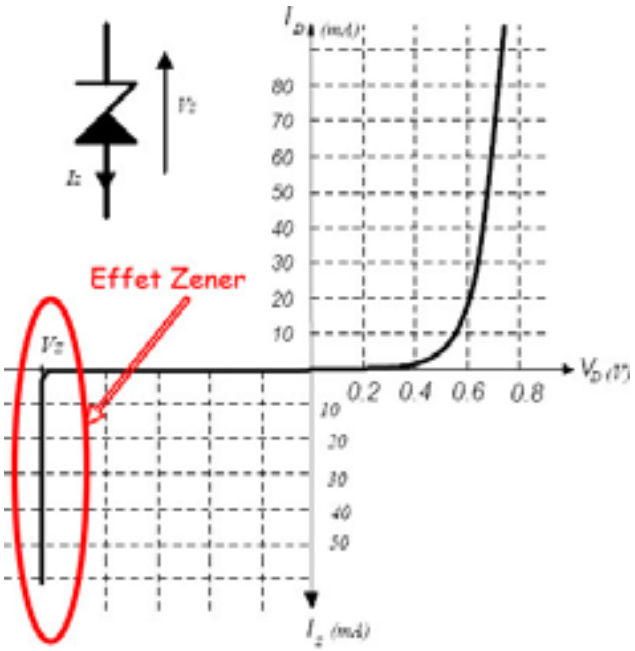


$$< V_S >= \frac{V_{max}}{\pi}$$

L'intérêt d'un tel montage est de générer une tension ayant une composante continue à partir d'une tension sinusoïdale (alimentation secteur par exemple).

La diode Zener

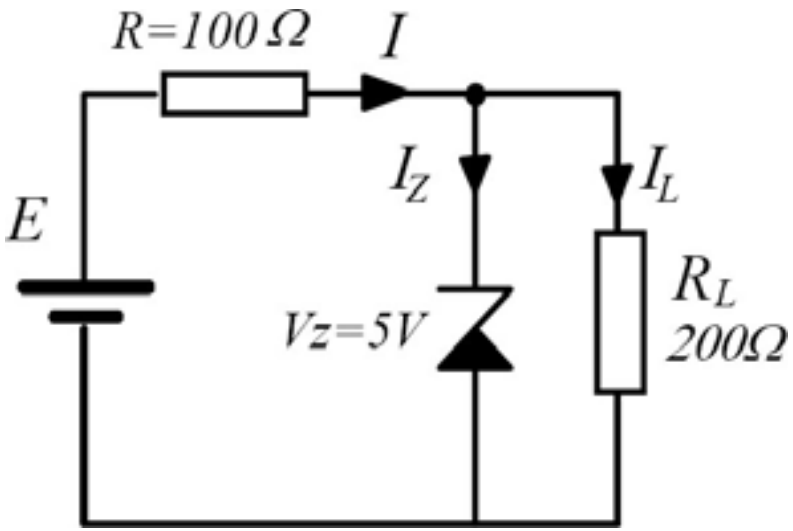
- Si on polarise en **inverse** une diode Zener **en dessous de** V_Z (tension Zener), elle devient passante en sens inverse.
- **Caractéristique courant-tension** :



- La résistance Zener en conduction est quasi-nulle.

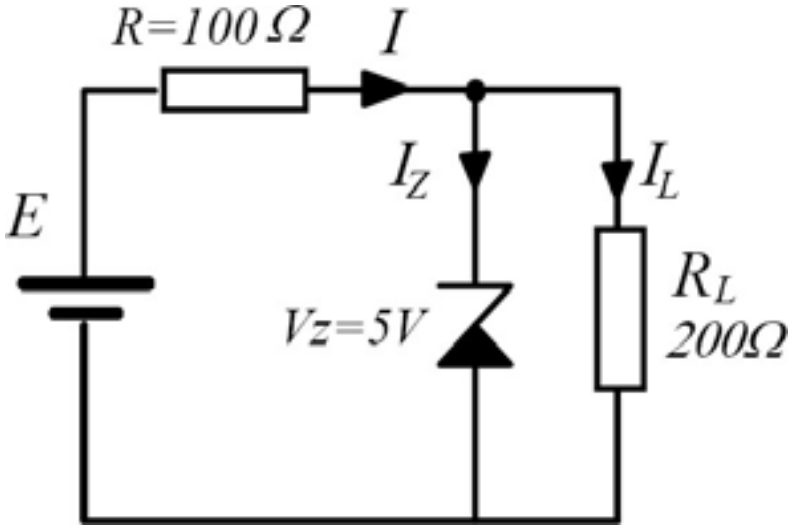
Stabilisation de tension à l'aide d'une diode Zener

Exemple de **stabilisation de tension** à l'aide d'une diode Zener :



$\Rightarrow$ Etudier le fonctionnement du montage pour $E = 3V$ et $E = 9V$:

Stabilisation de tension à l'aide d'une diode Zener(1)

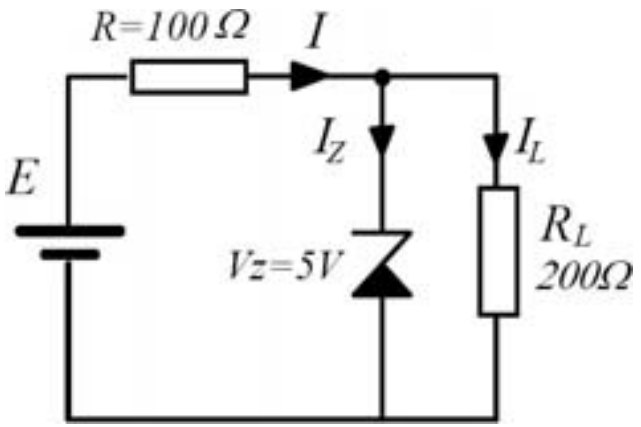


- **E=3V** :
  On suppose que la diode Zener est bloquée :

$$V_L = \frac{R_L}{R + R_L} E = \frac{200}{300} 3 = 2V$$

$V_L < V_Z$, donc la diode Zener est bien bloquée et ne joue aucun rôle.

Stabilisation de tension à l'aide d'une diode Zener(2)

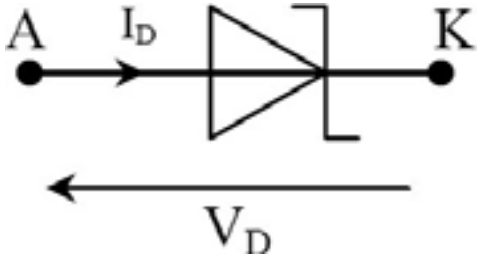


- **E=9V** :
  On suppose que la diode Zener est bloquée :

$$V_L = \frac{R_L}{R + R_L} E = \frac{200}{300} 9 = 6V$$

  $V_L > V_Z$, donc l'hypothèse est fausse : la diode est passante et donc $V_L = 5V$.
- **La diode Zener stabilise la tension de sortie** à $V_L = V_Z$.

La diode Schottky



- L'inconvénient des diodes classiques est la présence de temps de recouvrements importants
  $\Rightarrow$ limite le **fonctionnement à haute fréquence**.
- La diode Schottky permet de :
  - **réduire le temps de recouvrement** à des valeurs très faibles.
  - **réduire la tension de seuil**.

Le transistor en électronique

- **De nombreuses utilisations** :
  - Fonctioner en **interrupteur commandé** : essentiel pour l'électronique numérique.
  - **Amplifier un signal** : amplificateur de tension, de courant, de puissance
  - Etre utilisé comme une **source de courant**
- **Ses formes** :
  - **Composant discret**.
  - **Circuit intégré** : de quelques unités (ex : AO) à quelques millions de transistors par circuit (ex. 1.4Md dans les Ivy Bridge de chez Intel).
- **Types de transistors :**
  - **Transistor bipolaire** : source de courant pilotée en courant
  - **Transistor à effet de champs** (JFET ou MOSFET) : source de courant pilotée en tension.

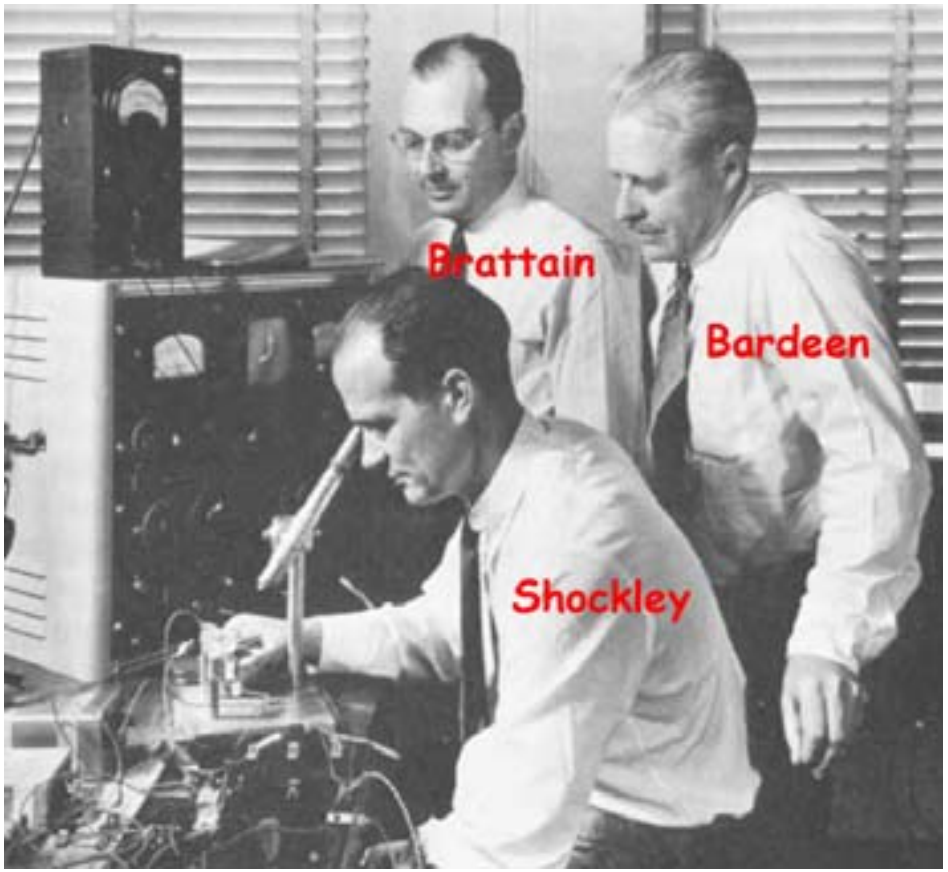
Le transistor en électronique

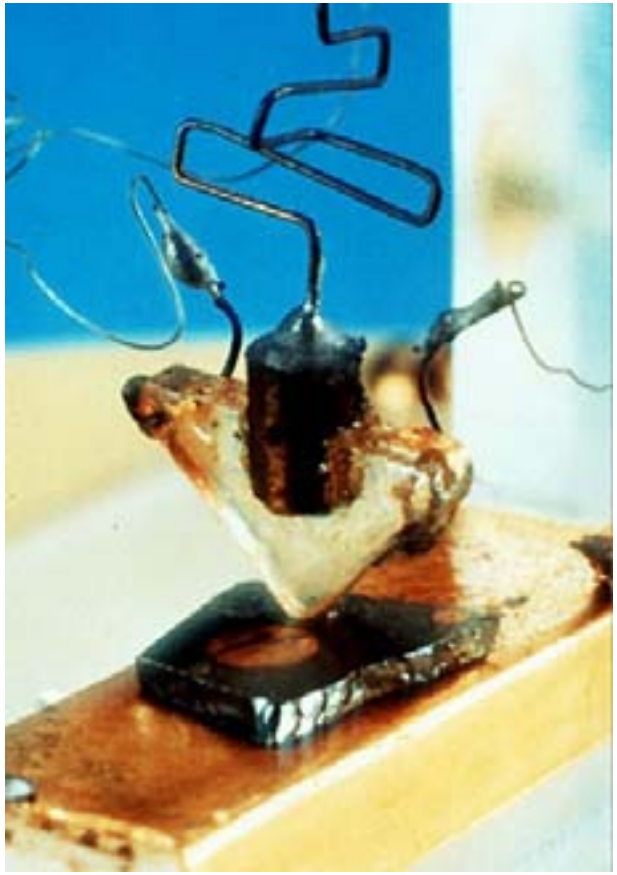
- **De nombreuses utilisations** :
  - Fonctioner en **interrupteur commandé** : essentiel pour l'électronique numérique.
  - **Amplifier un signal** : amplificateur de tension, de courant, de puissance
  - Etre utilisé comme une **source de courant**
- **Ses formes** :
  - **Composant discret**.
  - **Circuit intégré** : de quelques unités (ex : AO) à quelques millions de transistors par circuit (ex. 1.4Md dans les Ivy Bridge de chez Intel).
- **Types de transistors :**
  - **Transistor bipolaire** : source de courant pilotée en courant
  - **Transistor à effet de champs** (JFET ou MOSFET) : source de courant pilotée en tension.

Le transistor en électronique

- **De nombreuses utilisations** :
  - Fonctioner en **interrupteur commandé** : essentiel pour l'électronique numérique.
  - **Amplifier un signal** : amplificateur de tension, de courant, de puissance
  - Etre utilisé comme une **source de courant**
- **Ses formes** :
  - **Composant discret**.
  - **Circuit intégré** : de quelques unités (ex : AO) à quelques millions de transistors par circuit (ex. 1.4Md dans les Ivy Bridge de chez Intel).
- **Types de transistors :**
  - **Transistor bipolaire** : source de courant pilotée en courant
  - **Transistor à effet de champs** (JFET ou MOSFET) : source de courant pilotée en tension.

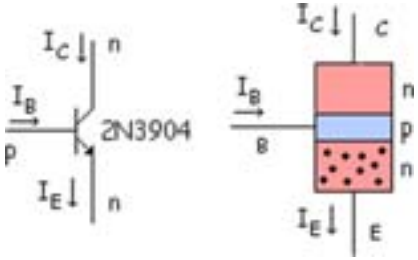
Les inventeurs du transistor





Types de transistors bipolaires

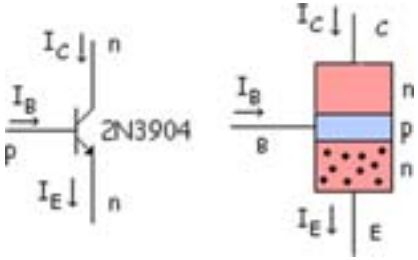
NPN



- Une couche N fortement dopée constituant l'émetteur.
- Une couche P **très mince** et faiblement dopée constituant la base.
- Une couche N faiblement dopée constituant le collecteur.

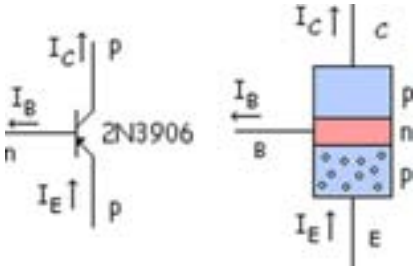
Types de transistors bipolaires

NPN



- Une couche N fortement dopée constituant l'émetteur.
- Une couche P **très mince** et faiblement dopée constituant la base.
- Une couche N faiblement dopée constituant le collecteur.

PNP



- Une couche P fortement dopée constituant l'émetteur.
- Une couche N **très mince** et faiblement dopée constituant la base.
- Une couche P faiblement dopée constituant le collecteur.

Principe du transistor bipolaire NPN (1)

- La **jonction PN base-émetteur** (BE) : **une diode**
  Fonctionne comme une diode si le collecteur est ouvert (non connecté).
- **L'effet transistor** :
  - Conditions : **BE est polarisée en direct** (passante), BC polarisée en inverse $\Leftrightarrow V_C > V_B > V_E$
  - Comme BE est polarisée en direct, un courant d'électrons arrive à la base (B).
  - La base étant de type P, les électrons sont des porteurs minoritaires (vis à vis de P) $\Rightarrow$ ils sont catapultés par la jonction **BC polarisée en inverse** : la majorité des electrons ressort par le collecteur, le reste par la base.
- Finalement, on a : $I_C = \beta I_B$, avec $\beta \simeq 200$

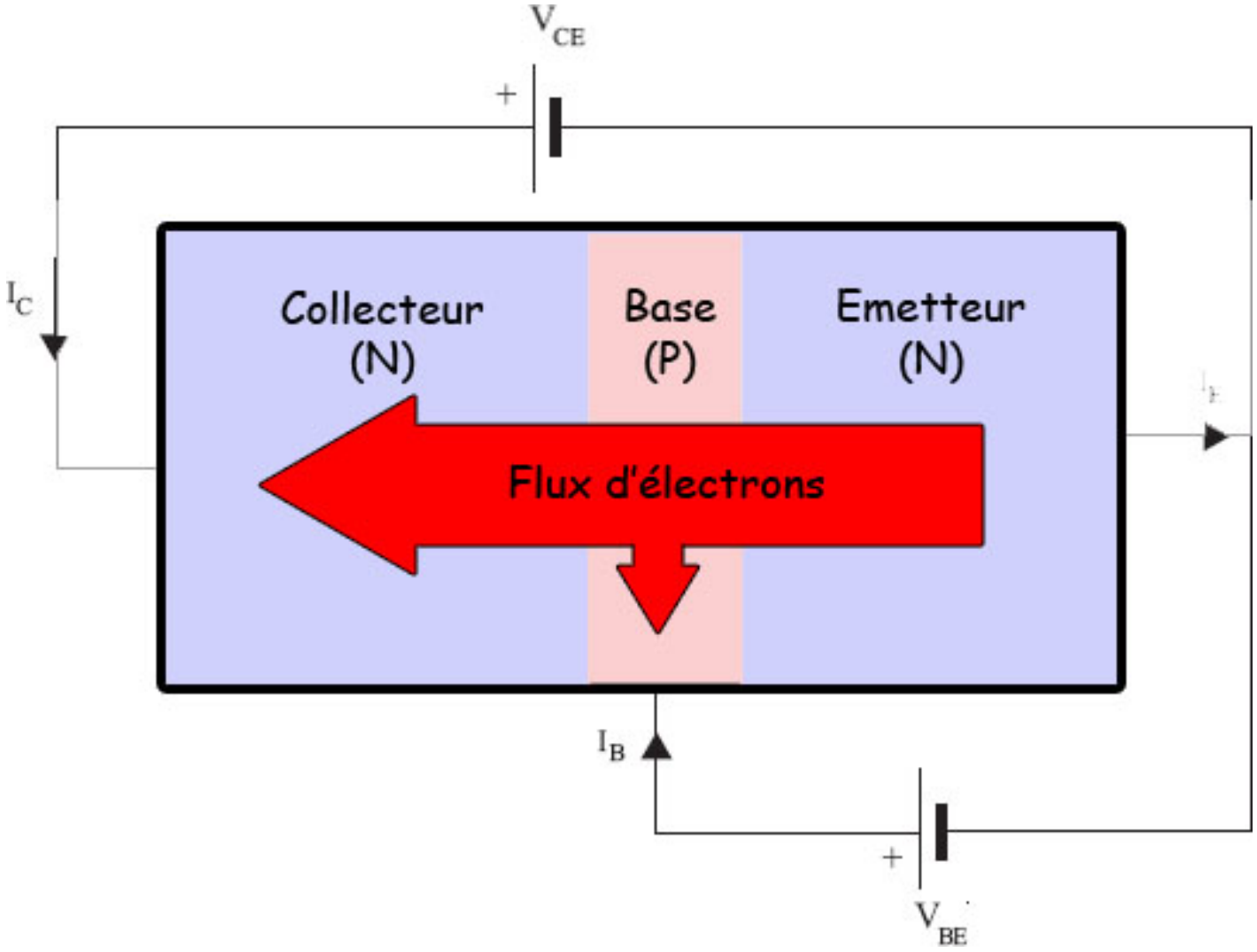
Principe du transistor bipolaire NPN (1)

- La **jonction PN base-émetteur** (BE) : **une diode**
  Fonctionne comme une diode si le collecteur est ouvert (non connecté).
- **L'effet transistor** :
  - Conditions : **BE est polarisée en direct** (passante), BC polarisée en inverse $\Leftrightarrow V_C > V_B > V_E$
  - Comme BE est polarisée en direct, un courant d'électrons arrive à la base (B).
  - La base étant de type P, les électrons sont des porteurs minoritaires (vis à vis de P) $\Rightarrow$ ils sont catapultés par la jonction **BC polarisée en inverse** : la majorité des electrons ressort par le collecteur, le reste par la base.
- Finalement, on a : $I_C = \beta I_B$, avec $\beta \simeq 200$

Principe du transistor bipolaire NPN (1)

- La **jonction PN base-émetteur** (BE) : **une diode**
  Fonctionne comme une diode si le collecteur est ouvert (non connecté).
- **L'effet transistor** :
  - Conditions : **BE est polarisée en direct** (passante), BC polarisée en inverse $\Leftrightarrow V_C > V_B > V_E$
  - Comme BE est polarisée en direct, un courant d'électrons arrive à la base (B).
  - La base étant de type P, les électrons sont des porteurs minoritaires (vis à vis de P) $\Rightarrow$ ils sont catapultés par la jonction **BC polarisée en inverse** : la majorité des electrons ressort par le collecteur, le reste par la base.
- Finalement, on a : $I_C = \beta I_B$, avec $\beta \simeq 200$

Principe du transistor bipolaire NPN (2)

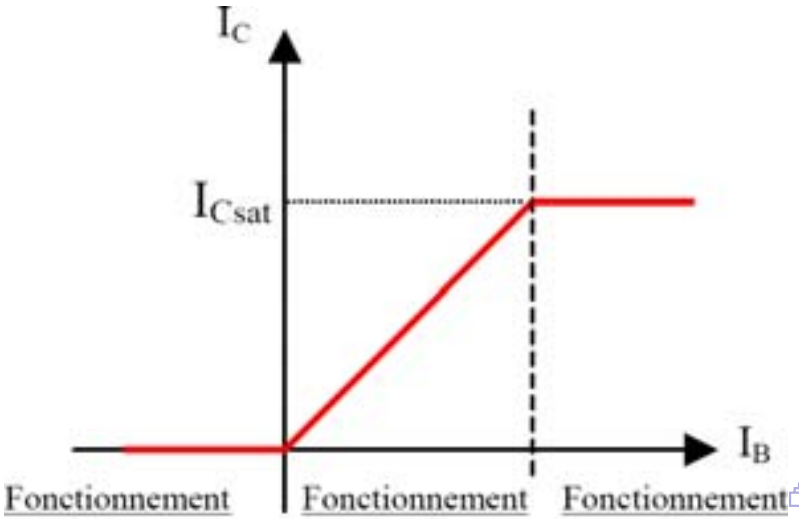


Régimes de fonctionnement du transistor bipolaire

- **Régimes de fonctionnement** :
  - Si $I_B = 0$ ($V_{BE} \leq 0$) : **transistor bloqué**, rien ne circule ($\Rightarrow$ état logique 0 en électronique numérique).
  - Si $I_B > I_{C_{CC}}/\beta \Rightarrow V_{CE} = 0$: **transistor saturé** $I_C = I_{C_{CC}}$ ($\Rightarrow$ état logique 1 en électronique numérique).
  - Si $I_B > 0$: **transistor en régime linéaire** $I_C = \beta I_B$ (effet transistor).
- Le transistor se comporte comme un **interrupteur commandé** mais dispose également d'un mode **source de courant pilotée en courant** : caractéristique $I_C = f(I_B)$:

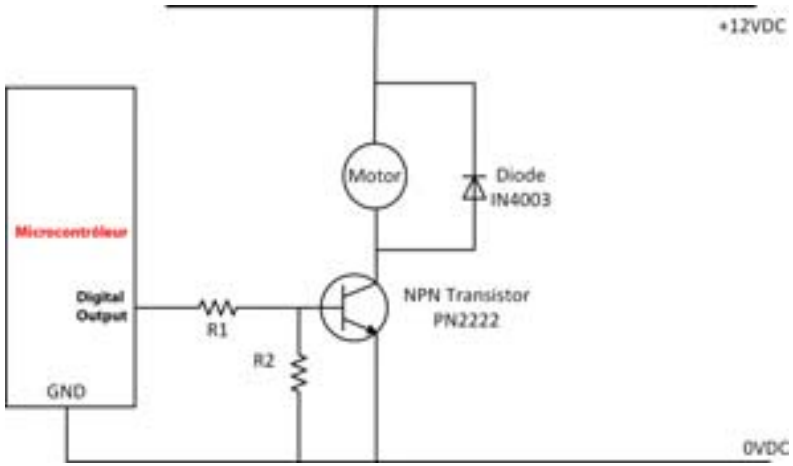
Régimes de fonctionnement du transistor bipolaire

- **Régimes de fonctionnement** :
  - Si $I_B = 0$ ($V_{BE} \leq 0$) : **transistor bloqué**, rien ne circule ($\Rightarrow$ état logique 0 en électronique numérique).
  - Si $I_B > I_{C_{CC}}/\beta \Rightarrow V_{CE} = 0$: **transistor saturé** $I_C = I_{C_{CC}}$ ($\Rightarrow$ état logique 1 en électronique numérique).
  - Si $I_B > 0$: **transistor en régime linéaire** $I_C = \beta I_B$ (effet transistor).
- Le transistor se comporte comme un **interrupteur commandé** mais dispose également d'un mode **source de courant pilotée en courant** : caractéristique $I_C = f(I_B)$:



Transistor bipolaire NPN en régime saturé

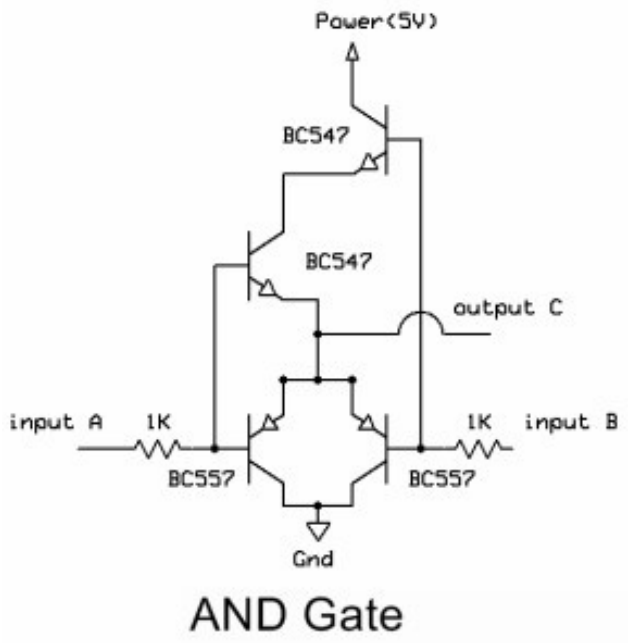
Le **régime saturé** permet de faire fonctionner le transistor bipolaire en commutation. Il est utilisé pour commander des charges ne pouvant être pilotées par la sortie d'un microcontrôleur en raison de leur courant important (lampe ou moteur par exemple).



- Pour que le courant passe dans la charge (collecteur), il faut un courant en provenance du microcontrôleur (base)
- Le courant de base est $\beta \simeq 200$ fois plus faible que le courant dans la charge !

Transistor bipolaire NPN en régime saturé : utilisation dans des portes logiques

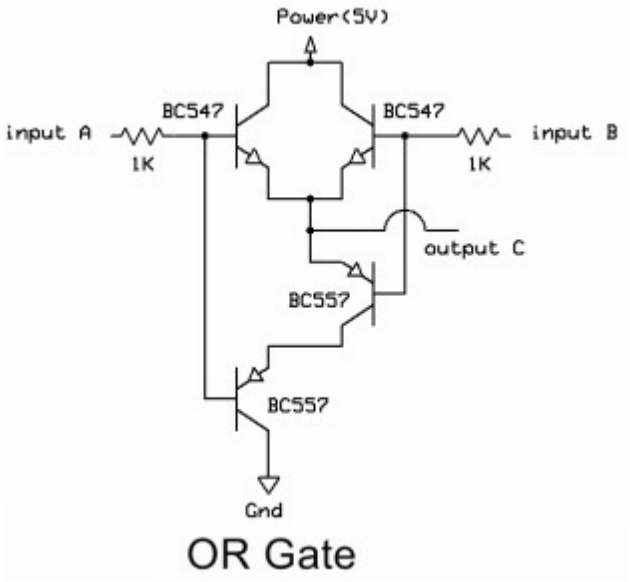
Les transistors bipolaires peuvent être utilisés en portes logiques. Par exemple une porte *ET* :



- Lorsque les deux entrées sont à 1, les deux transistors *NPN* du dessus sont passants et les deux transistors *PNP* du bas sont bloqués : la sortie vaut 1.
- Lorsque l'une des entrées est à 0, le transistor *NPN* correspondant est bloqué et le transistor *PNP* correspondant est passant : la sortie vaut 0.

Transistor bipolaire NPN en régime saturé : utilisation dans des portes logiques

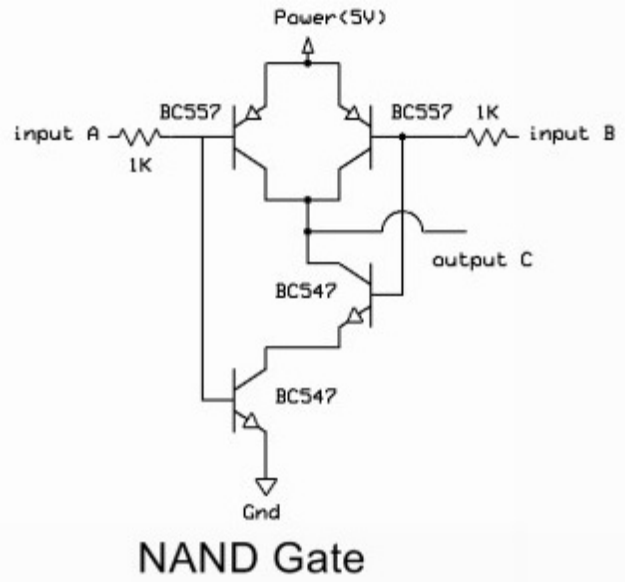
Porte logique *OU* :



- Lorsque l'une des deux entrées est à 1, le transistor *NPN* correspondant est passant et le transistor *PNP* correspondant est bloqué : la sortie vaut 1.
- Lorsque les deux entrées sont à 0, les deux transistors *NPN* du dessus sont bloqués et les deux transistors *PNP* du bas sont passants : la sortie vaut 0.

Transistor bipolaire NPN en régime saturé : utilisation dans des portes logiques

Porte logique *NON ET* :



- Lorsque les deux entrées sont à 1, les deux transistors *NPN* du bas sont passants et les deux transistors *PNP* du haut sont bloqués : la sortie vaut 0.
- Lorsque l'une des entrées est à 0, le transistor *NPN* correspondant est bloqué et le transistor *PNP* correspondant est passant : la sortie vaut 1.

Transistor bipolaire NPN en régime linéaire

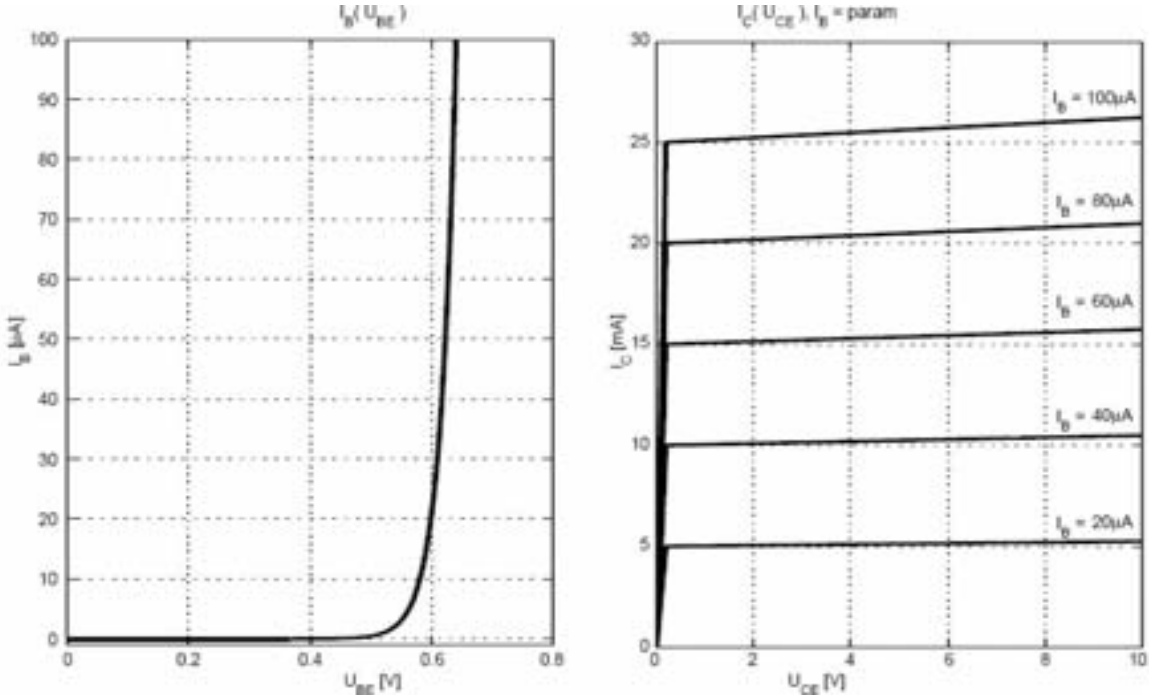
Le **régime linéaire** permet de faire fonctionner le transistor bipolaire en **amplification**. Il est utilisé (le plus souvent au sein de composants intégrés) pour les fonctions suivantes :

- **Préamplification** :
  - Amplification de petits signaux issus de capteurs ou d'antennes radio.
  - Amplification différentielle de signaux en environnement bruité (ex. médical).
- **Amplification de puissance** :
  - Ammplification courant-tension : ex. montage classe A (ampli audio)
  - Amplification de courant : ex. montage classe AB

Les applications liées à l'amplification seront vues en 2e année, le cours de 1ere année étant plus orienté électronique numérique.

Transistor bipolaire NPN en régime linéaire (1)

Le **régime linéaire** est le régime d'amplification du transistor bipolaire. Sa **caractéristique réelle** est la suivante :



- Rq : $I_B = f(V_{BE})$ est la caractéristique d'une diode.
- Rq : I_C n'est pas parfaitement constant en fonction de V_{CE} $\Rightarrow$ effet Early.

Transistor bipolaire NPN en régime linéaire (2)

Caractéristique idéalisée en régime **linéaire**

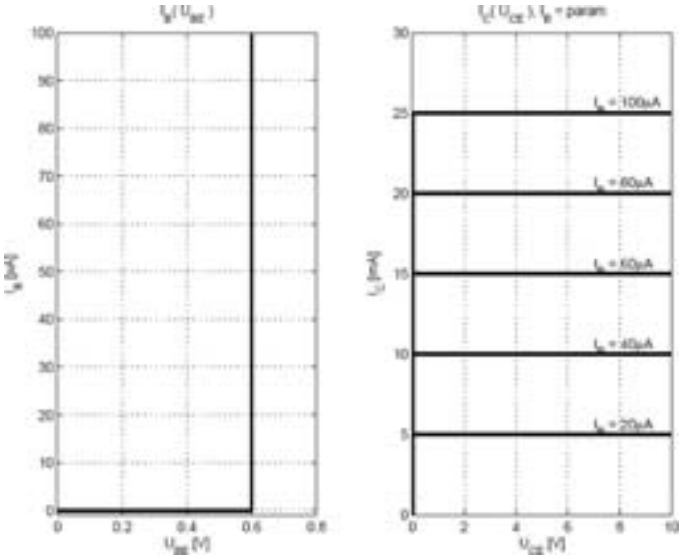
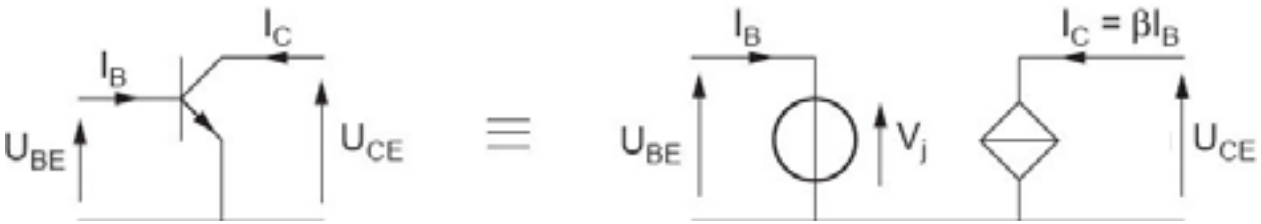


Schéma équivalent en régime **linéaire**



Etude du transistor bipolaire en régime linéaire

L'étude du transistor bipolaire en régime linéaire se fait en deux étapes :

- **Polarisation** : Mise en état de fonctionnement en amplification du transistor bipolaire .
- **Petits signaux** : Calcul des gains en amplification.

Polarisation du transistor bipolaire (1)

Qu'est-ce que la polarisation ?

Pour que le transistor fonctionne en régime linéaire, il faut le **mettre en conditions statiques** de fonctionnement linéaire : c'est le **rôle de la polarisation**.

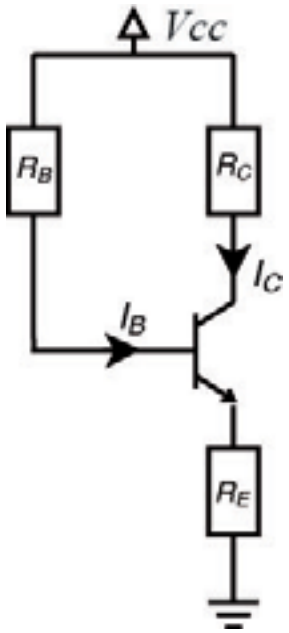
- Condition de fonctionnement du transistor en **régime linéaire** : $\Rightarrow V_{BE} > 0$ et $V_{CB} > 0$.
- **Polarisation** = **Grandeurs continues et constantes** :
  - Capacités de liaison $\Leftrightarrow$ circuit ouvert.
  - La polarisation ne permet pas de calculer l'amplification, on utilisera le modèle petits signaux.

Polarisation d'un transistor bipolaire

Polarisation par une résistance de base :

Méthode de détermination de la polarisation :

- Détermination de I_B :
- Détermination de I_C et V_{CE} :

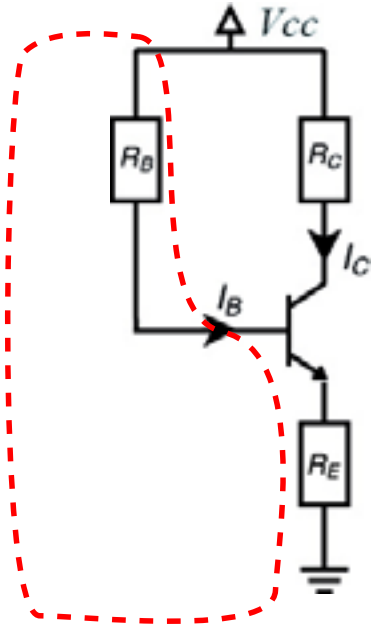


Polarisation d'un transistor bipolaire

Polarisation par une résistance de base :

Méthode de détermination de la polarisation :

- Détermination de I_B :
  On utilise la **maille de commande** (en rouge)
- Détermination de I_C et V_{CE} :

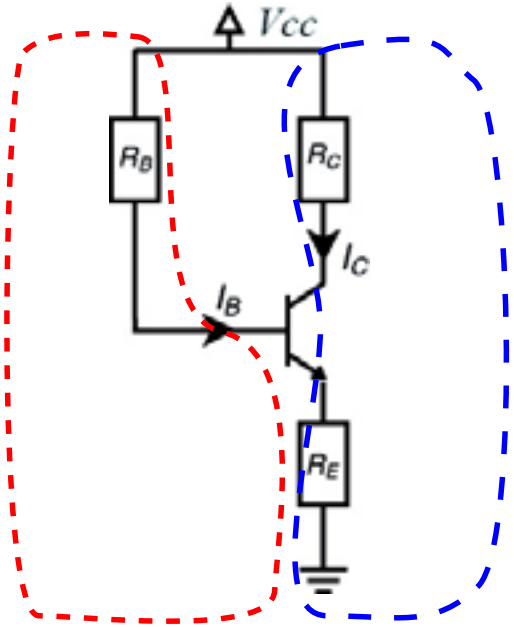


Polarisation d'un transistor bipolaire

Polarisation par une résistance de base :

Méthode de détermination de la polarisation :

- Détermination de I_B :
  On utilise la **maille de commande** (en rouge)
- Détermination de I_C et V_{CE} :
  On utilise la **maille de charge** (en bleu)



Polarisation d'un transistor bipolaire

Polarisation par une résistance de base :
$V_{cc} = 12V$, $\beta = 250$, $R_B = 160K\Omega$, $R_E = 500\Omega$, $R_C = 100\Omega$.

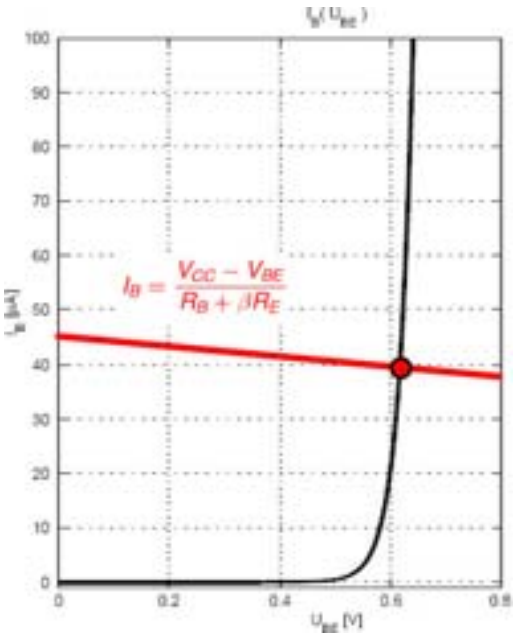
- 1ere étape : détermination de I_B

Par le calcul

$V_{CC} = R_B I_B + V_{BE} + R_E(I_B + I_C)$ où $I_C = \beta I_B$
$\Rightarrow I_B = \dfrac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta R_E}$ On prend un modèle idéal du transistor : $V_{BE} = 0.6V$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta R_E} = 40\mu A$$

Graphiquement



Polarisation d'un transistor bipolaire

Polarisation par une résistance de base :
$V_{cc} = 12V$, $\beta = 250$, $R_B = 185K\Omega$, $R_E = 500\Omega$, $R_C = 100\Omega$.

- 2eme étape : détermination de I_C et V_{CE}

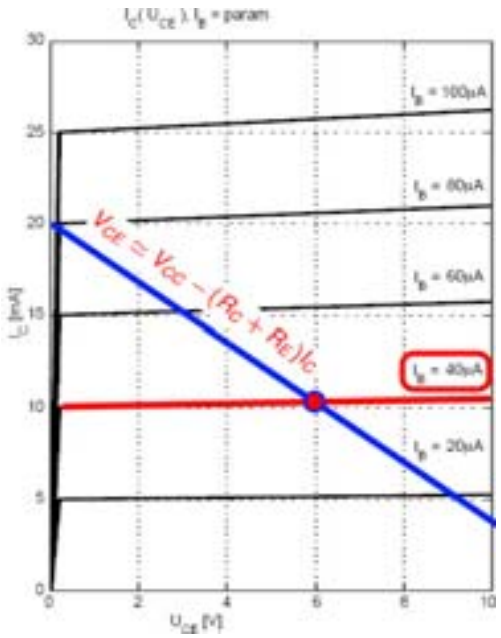
Par le calcul

On utilise la valeur de I_B calculée précédemment :
$I_C = \beta I_B = 10mA$

$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C - R_E(I_B + I_C)$
$\Rightarrow V_{CE} \simeq V_{CC} - (R_C + R_E)I_C = 6V$

$\Rightarrow$ **droite de charge statique**

Graphiquement



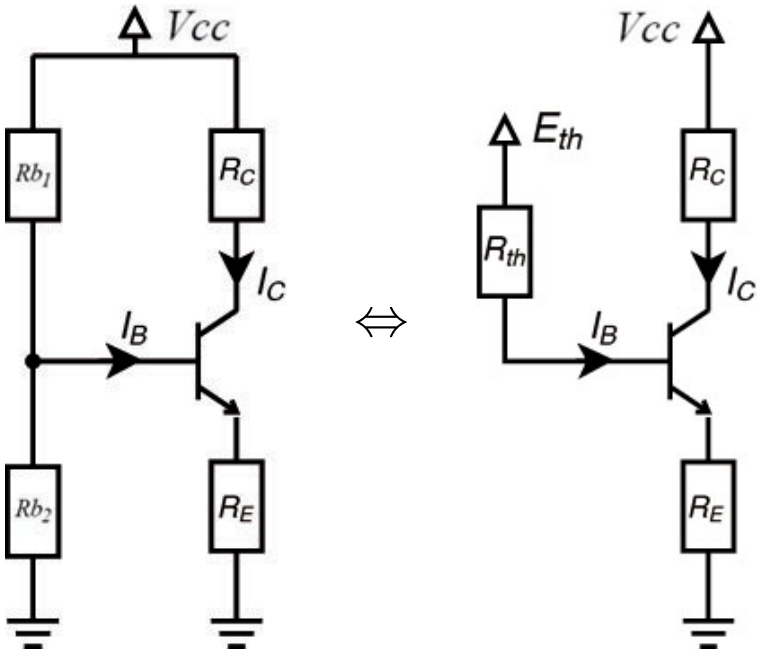
Polarisation d'un transistor bipolaire

Polarisation par un pont :

On applique le **théorème de Thévenin** pour se ramener au **cas précédent**.

$$E_{th} = V_{CC} \frac{R_{b2}}{R_{b2} + R_{b1}}$$

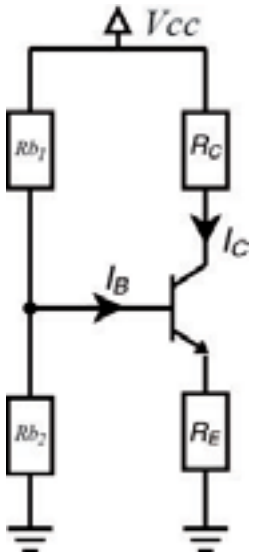
$$R_{th} = R_{b1} \parallel R_{b2}$$



Stabilité de la polarisation d'un transistor bipolaire

Stabilité de la polarisation :

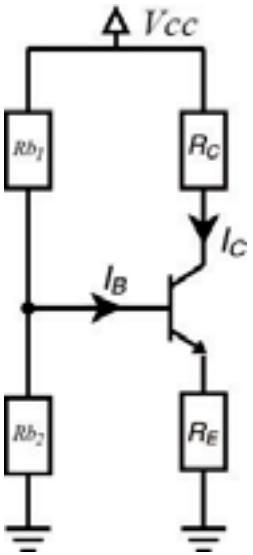
- **Propriété nuisible** des bipolaires : $\frac{\partial V_{BE}}{\partial T}|_{I_E} < 0$
  La **tension** V_{BE} correspondant à un courant I_E fixé **diminue quand la température** T **augmente**.
- R_E contribue à stabiliser le courant I_E :

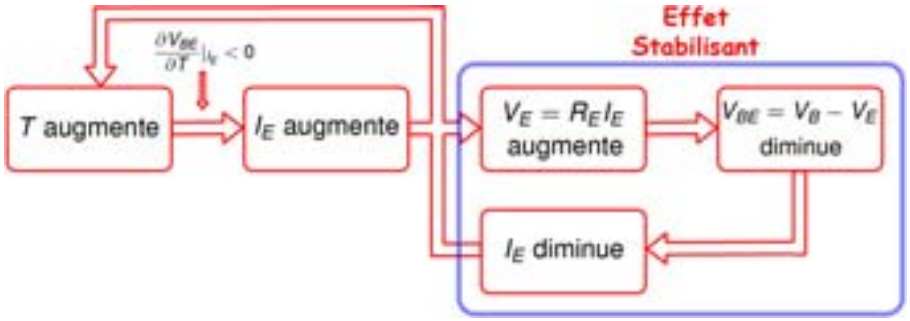


Stabilité de la polarisation d'un transistor bipolaire

Stabilité de la polarisation :

- **Propriété nuisible** des bipolaires : $\frac{\partial V_{BE}}{\partial T}|_{I_E} < 0$
  La **tension** V_{BE} correspondant à un courant I_E fixé **diminue quand la température** T **augmente**.
- R_E contribue à stabiliser le courant I_E :

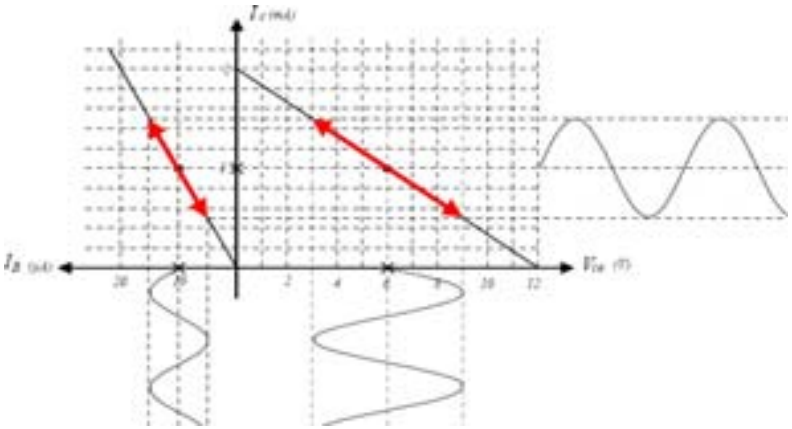




Modèles petits signaux du transistor bipolaire

Qu'est-ce qu'un modèle petits signaux ?

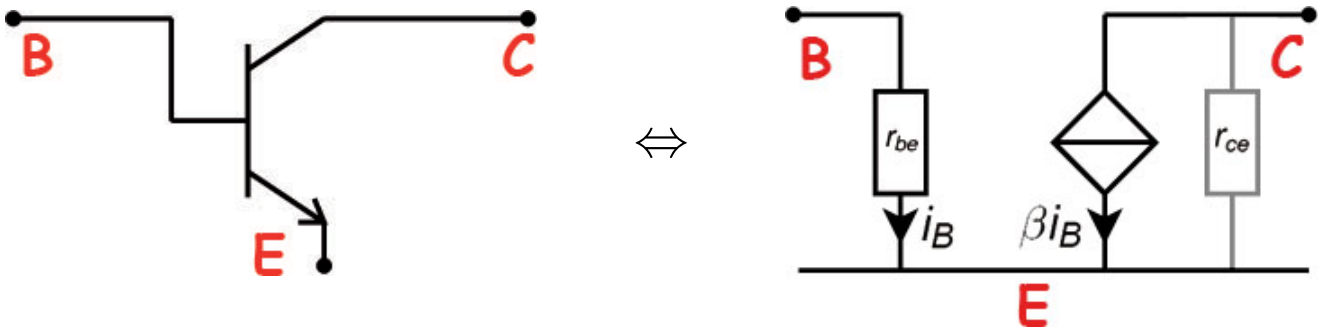
- Le modèle **petit signaux** correspond à la linéarisation du fonctionnement du transistor **autour de son point de polarisation**.



- **Petit signaux** = **Grandeurs périodiques et centrées** :
  - Capacités de liaison ⇔ Fils.
  - Tension d'alimentation constantes ⇔ Masses.

Modèle petits signaux (BF) du transistor bipolaire

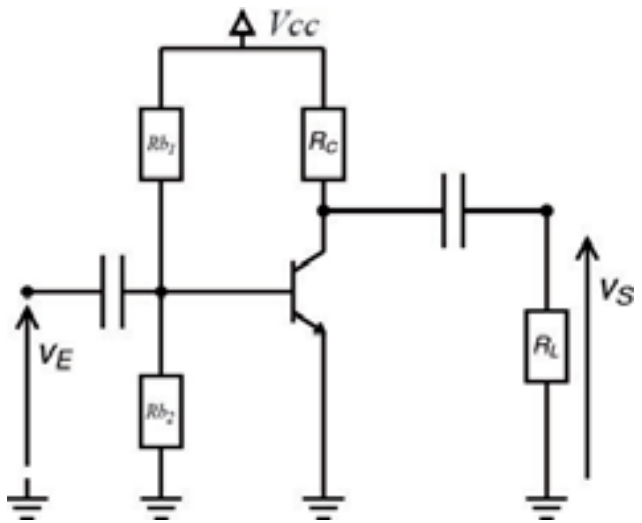
- En amplification, on regarde les effets sur V_{CE} d'une **faible variation** de V_{BE} autour du point de polarisation.
- On utilise pour ce faire le **modèle (simplifié) petits signaux** du transistor :



- **Paramètres** du modèle :
  - r_{be} : résistance base-émetteur.
  - r_{ce} : résistance collecteur-émetteur (souvent négligée).
  - β : amplification en courant.
  - Les capacités de jonctions sont négligées en BF.

Modèle petits signaux (BF) du transistor bipolaire

Application : Déterminer le **schéma équivalent petits signaux** et le **gain en tension** dans le circuit suivant :

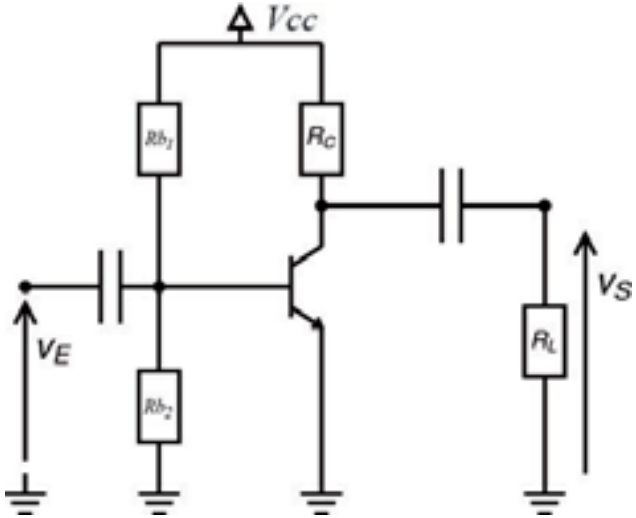


⇒ Schéma petits signaux du circuit

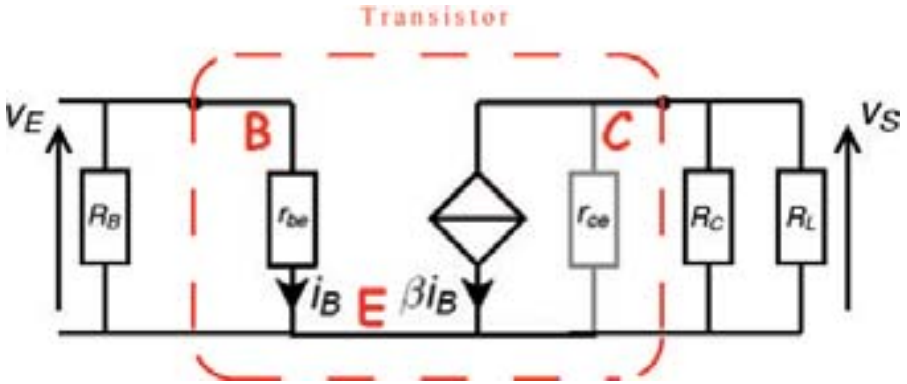
- $v_E = r_{be} i_B$ et $v_S = -(R_C \parallel R_L)\beta i_B$
- ce qui donne : $v_S = -\dfrac{\beta(R_C \parallel R_L)}{r_{be}} v_E$

Modèle petits signaux (BF) du transistor bipolaire

Application : Déterminer le **schéma équivalent petits signaux** et le **gain en tension** dans le circuit suivant :



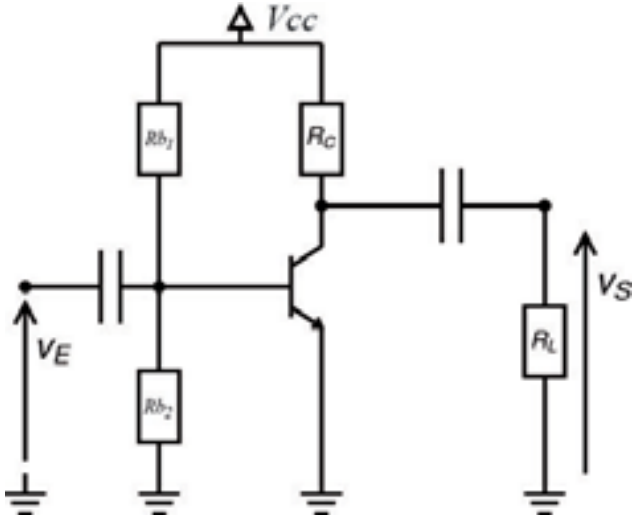
⇒ Schéma petits signaux du circuit



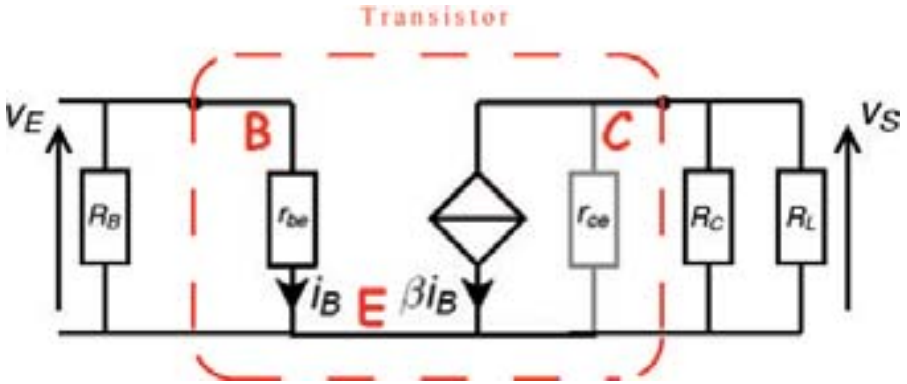
- $v_E = r_{be} i_B$ et $v_S = -(R_C \parallel R_L)\beta i_B$
- ce qui donne : $v_S = -\dfrac{\beta(R_C \parallel R_L)}{r_{be}} v_E$

Modèle petits signaux (BF) du transistor bipolaire

Application : Déterminer le **schéma équivalent petits signaux** et le **gain en tension** dans le circuit suivant :



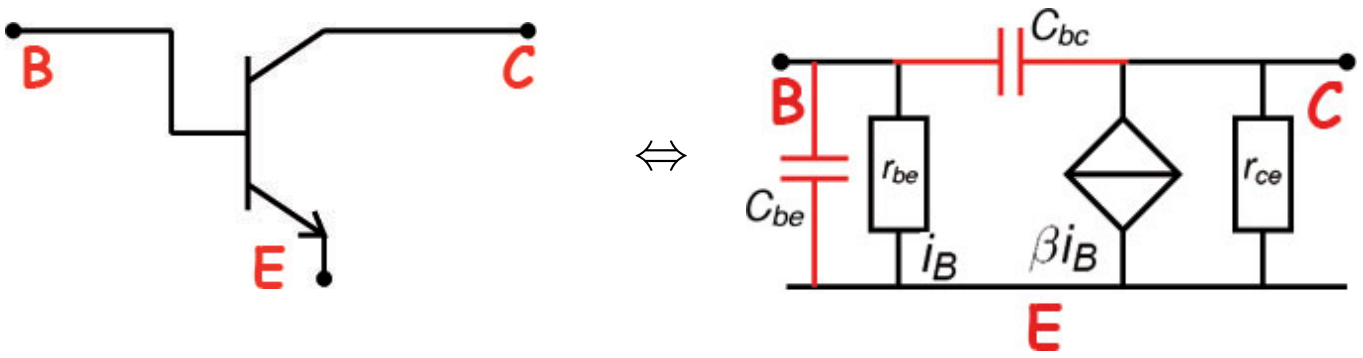
⇒ Schéma petits signaux du circuit



- $v_E = r_{be} i_B$ et $v_S = -(R_C \parallel R_L)\beta i_B$
- ce qui donne : $v_S = -\dfrac{\beta(R_C \parallel R_L)}{r_{be}} v_E$

Modèle petits signaux (HF) du transistor bipolaire (1)

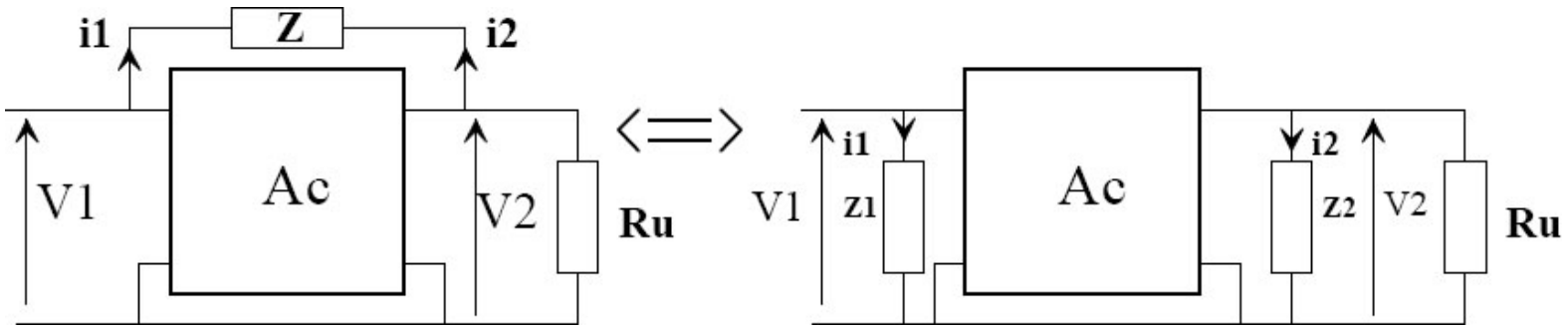
- En hautes fréquences ($f_0 > 1MHz$), on ne peut plus négliger les capacités dues aux ZCE $\Rightarrow$ on utilise pour ce faire le **modèle de Giacoletto** du transistor bipolaire :



- Spécificités du modèle de Giacoletto :
  - Rajout de deux condensateurs de jonction C_{bc} et C_{be}.
  - Inconvénient : l'entrée et la sortie ne sont plus découplées $\Rightarrow$ calculs compliqués.

Modèle petits signaux (HF) du transistor bipolaire (2)

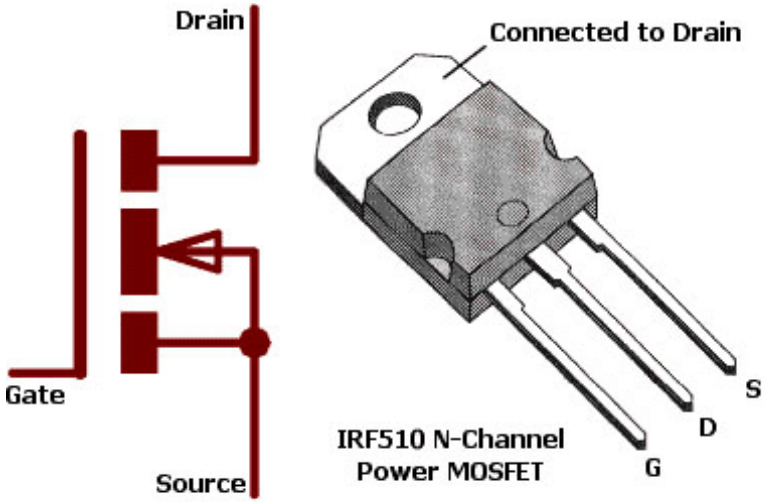
- Pour simplifier (en découplant) les calculs, on utilise le **théorème de Miller** :

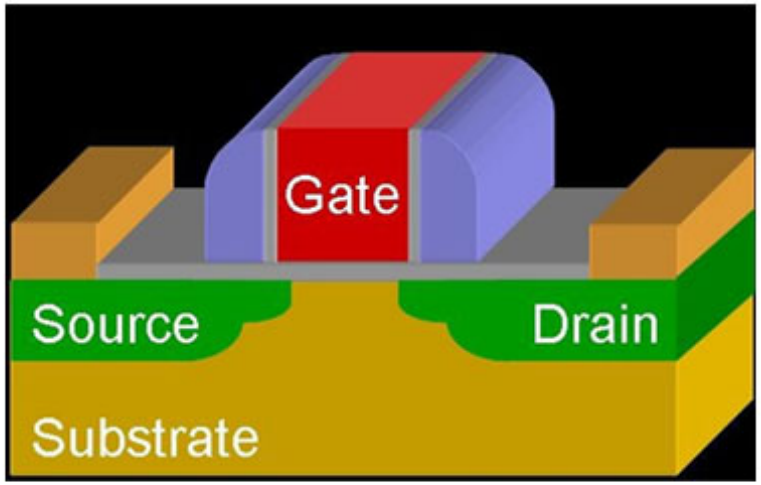


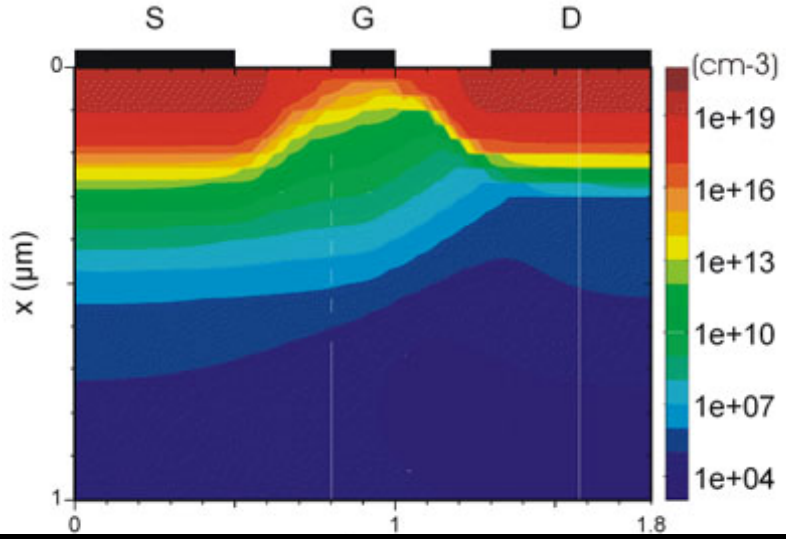
$$\text{avec } \underline{Z_1} = \frac{\underline{Z}}{1 - A_c} \quad \text{et} \quad \underline{Z_2} = \frac{\underline{Z}}{1 - \frac{1}{A_c}}$$

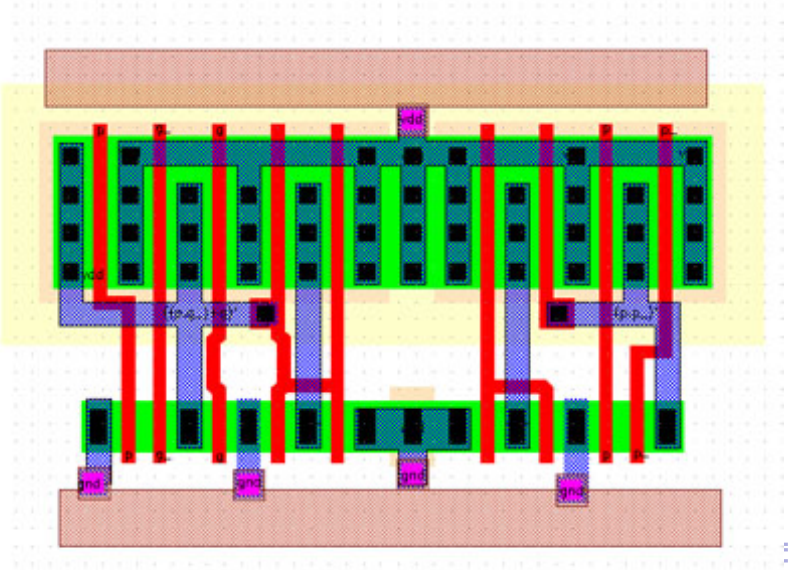
- Application au transistor bipolaire : voir TD

Les transistors MOSFET









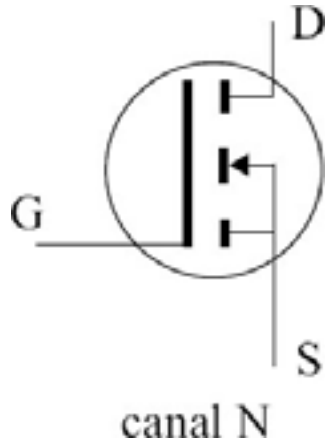
Les transistors MOSFET

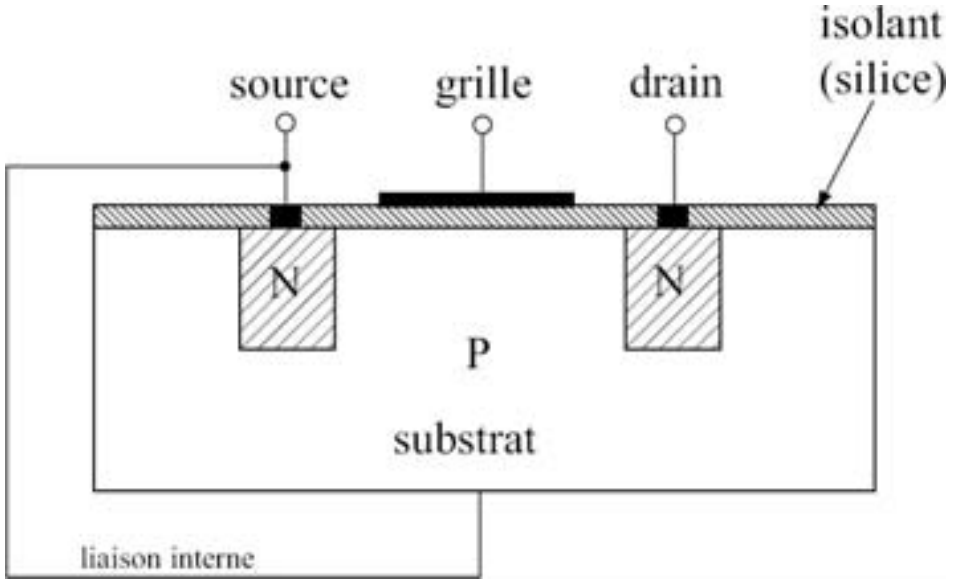
- **Inconvénients des transistors bipolaires** :
  - **Courant de base non nul** $\Rightarrow$ consommation non nulle très problématique dans les portes logiques.
  - Risque d'**emballement thermique** (si $R_E = 0$) : $\frac{dV_{BE}}{dt} < 0$
  - **Pilotage en courant** (pas en tension)
- On souhaite **un autre type de transistor** :
  - A **consommation d'énergie très réduite** en commutation.
  - Pilotable en **tension**.
  - **Sans risque d'emballement thermique** (facteur secondaire...)
- $\Rightarrow$ **Il existe : le transistor MOSFET**

Principe du transistor MOSFET (1)

Dans ce cours, on s'intéressera au NMOS uniquement, le PMOS étant identique par permutation des zones P et N.

- **NMOS** :

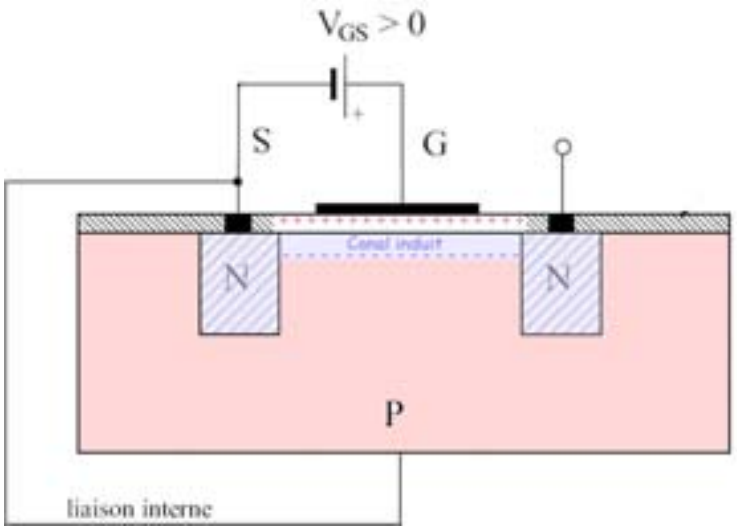




- Au repos, il n'y a pas de mouvement possible des électrons de D vers S.

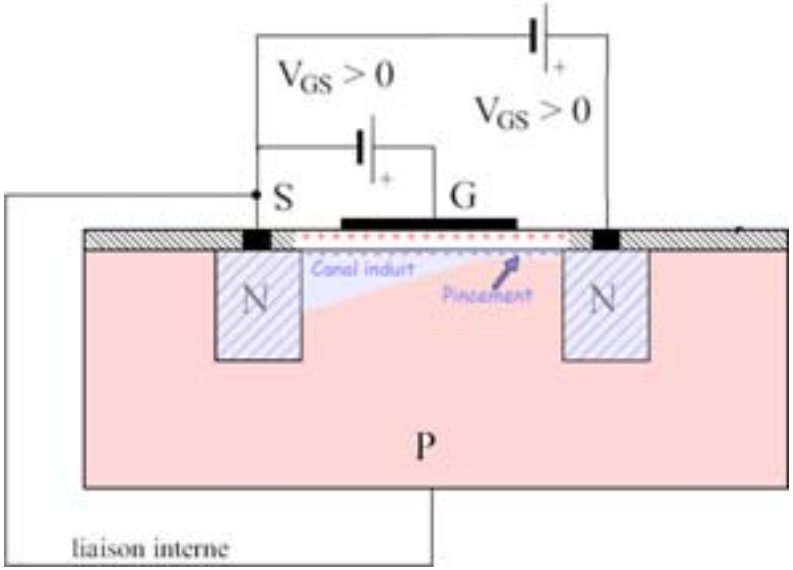
Principe du transistor MOSFET (2)

- Lorsque $V_{GS} > 0$, on charge un condensateur constitué par la grille et le substrat P.
- Si la **tension est assez grande** ($V_{GS} > V_T$), la densité d'électrons dans P due à V_{GS} est supérieure à celle des trous due au dopage P : $\Rightarrow$ il y a **création d'un canal d'électrons** reliant le drain D à la source S.



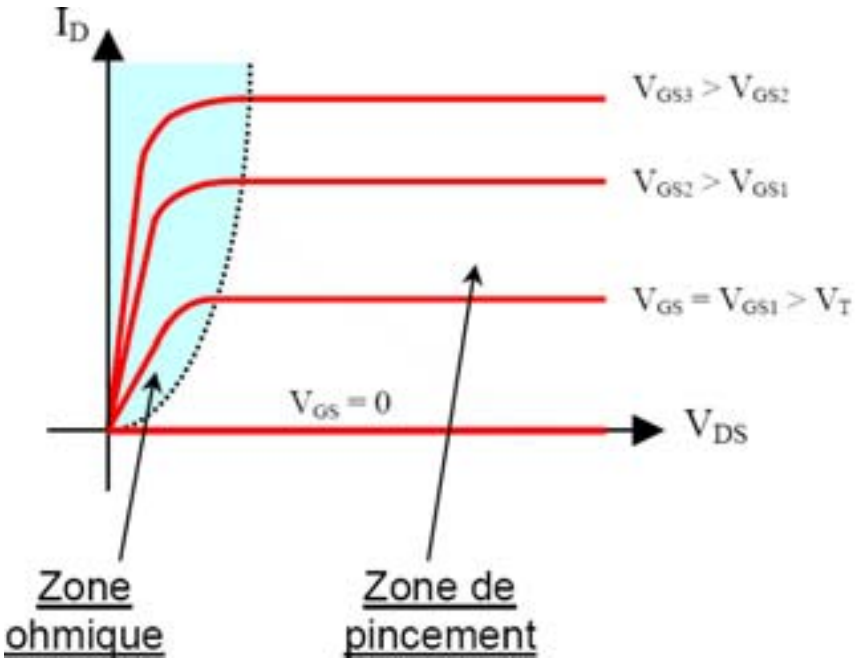
Principe du transistor MOSFET (3)

- Plus V_{GS} est grande $\Rightarrow$ canal plus large $\Rightarrow$ résistance plus faible $\Rightarrow$ **résistance dépendant de la tension V_{GS}**.
- Pour créer un courant entre D et S, il faut appliquer une tension V_{DS} :
  - Crée un mouvement d'électrons
  - Si $V_{DS} > V_T - |V_{GS}| \Rightarrow$ pince le canal $\Rightarrow$ **Courant $I_D = cte$**



Régimes de fonctionnement du transistor MOSFET

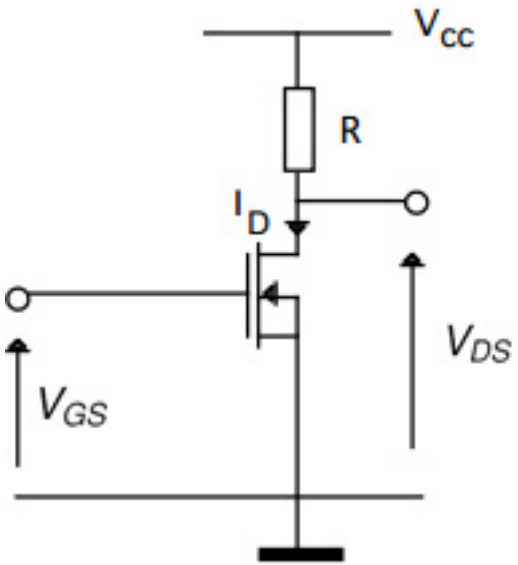
- **Transistor bloqué**
  $\Rightarrow$ **Interrupteur ouvert** :
  $V_{GS} < V_T \Rightarrow I_D = 0$
- **Régime linéaire** (zone ohmique)
  $\Rightarrow$ **Interrupteur fermé avec résistance en série**
  $V_{GS} > V_T$ et $V_{DS} < V_T + \dfrac{I_D}{g_m}$
- **Transistor saturé** $\Rightarrow$ Source de courant pilotée en tension :
  $V_{GS} > V_T$ et $V_{DS} > V_T + \dfrac{I_D}{g_m}$
  $I_D = k\left(V_{GS} - V_T\right)^2$

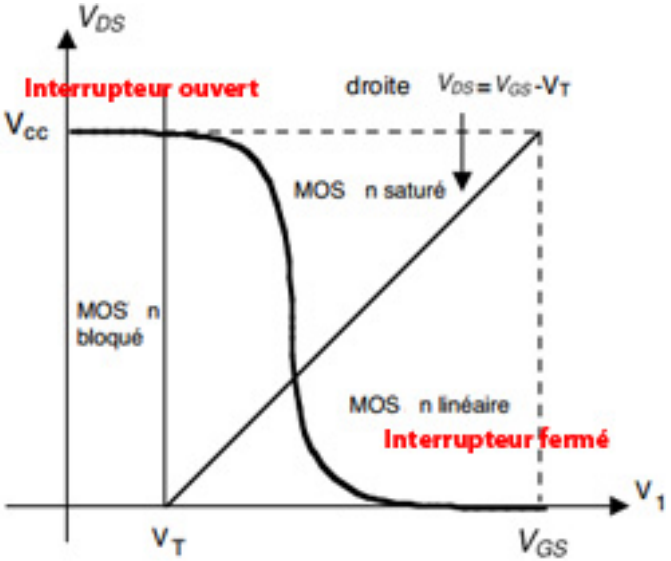


Transistor MOS en régime saturé

En passant de $V_{GS} < V_{TH}$ à $V_{GS} > V_{TH}$ avec V_{DS} suffisamment grand, le *MOSFET N* se comporte comme un interrupteur en série avec une résistance faible. En particulier si l'on travaille en binaire :

- Etat logique 0 : $V_{GS} = 0 \Rightarrow V_{DS} = V_{CC}$.
- Etat logique 1 : $V_{GS} = V_{CC} \Rightarrow V_{DS} = 0$

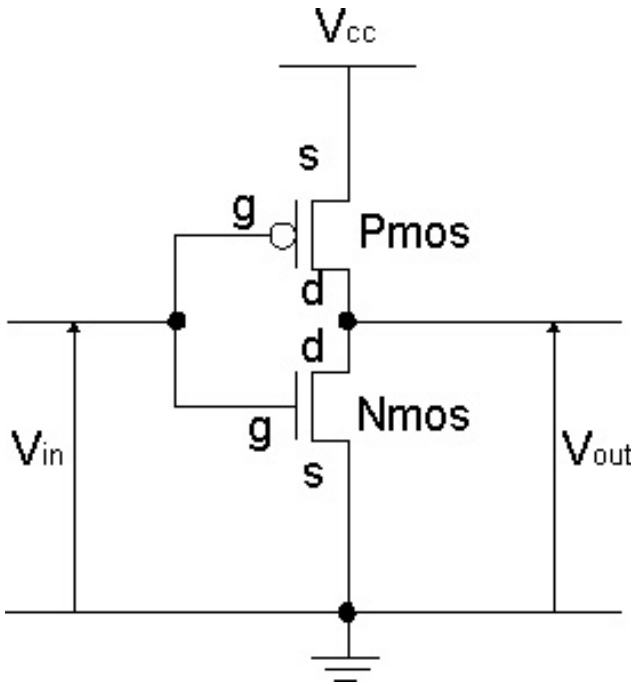




Attention toutefois, l'état logique 1 ($V_{DS} = V_{CC}$) est faible à cause de R.

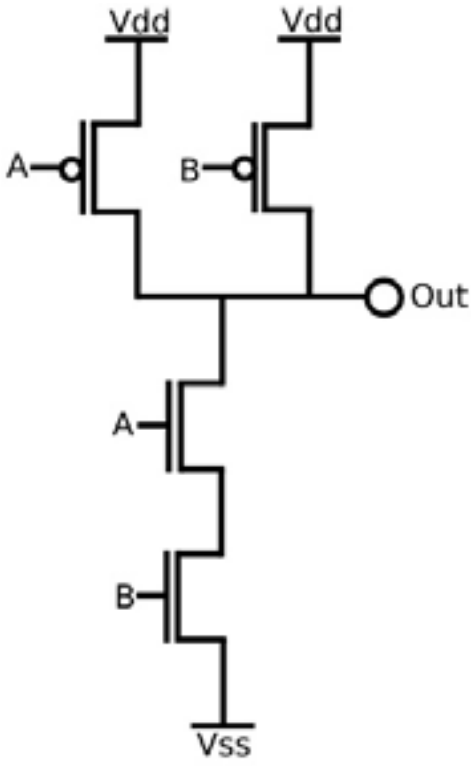
L'inverseur CMOS

- Un NMOS permet de mettre une sortie à 0 efficacement.
- Un PMOS permet de mettre une sortie à 1 efficacement.
- En couplant les deux on obtient une structure capable de mettre efficacement une sortie à 0 ou à 1 : il s'agit de l'inverseur CMOS (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*).



Les portes logiques en technologie CMOS

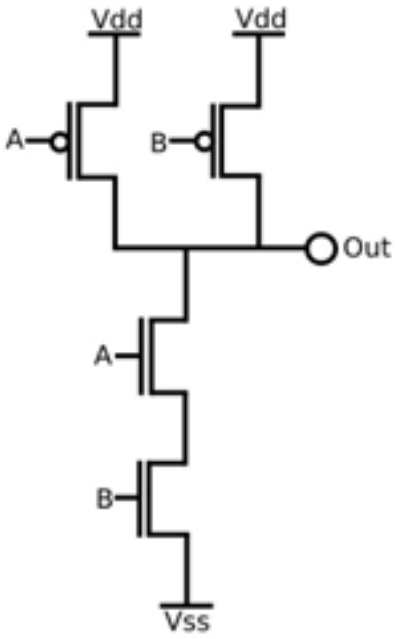
Porte logique *NON ET* :

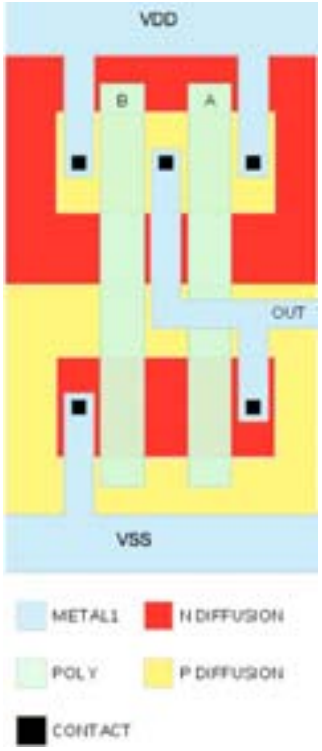


- Lorsque les deux entrées sont à 1, les deux transistors *NMOS* du bas sont passants et les deux transistors *PMOS* du haut sont bloqués : la sortie vaut 0.
- Lorsque l'une des entrées est à 0, le transistor *NMOS* correspondant est bloqué et le transistor *PMOS* correspondant est passant : la sortie vaut 1.

Les portes logiques en technologie CMOS

L'implantation des portes CMOS est très compacte :

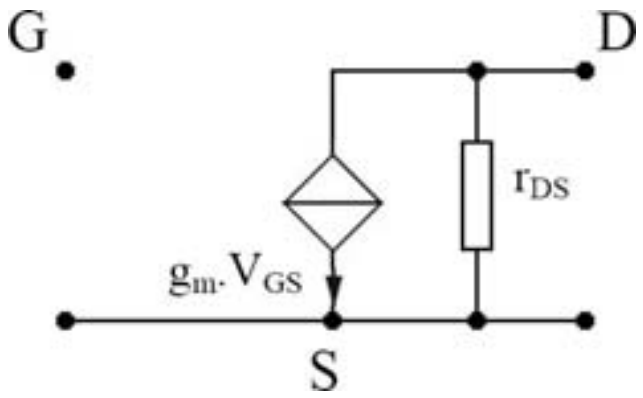




On peut réaliser efficacement des circuits avec des millions de transistors.

Le transistor MOSFET en amplification : modèle petits signaux (BF)

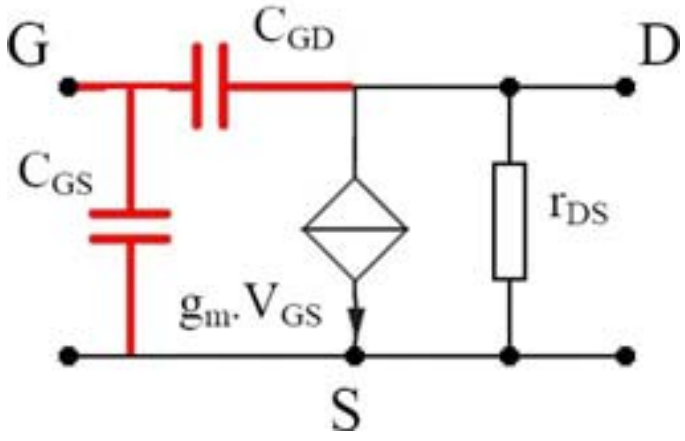
- En **amplification**, le MOS est utilisé en **source de courant** pilotée en tension (transistor saturé).
- On a le **modèle petits signaux basse fréquence** suivant :



- **Remarques** :
  - L'**impédance d'entrée** est **infinie** $\Leftrightarrow$ utile pour l'adaptation d'impédance.
  - **Consommation très faible** en commutation.
  - Le plus souvent, on prendra $r_{DS} \simeq \infty \Rightarrow$ négligée.
  - g_m est appelée **transconductance**.

Le transistor MOSFET en amplification : modèle petits signaux (BF)

- En **Hautes fréquences**, on rajoute au modèle précédent des capacités parasites. ⇒ On obtient le **modèle petits signaux haute fréquence** suivant :



- **Remarques** :
  - Les capacités rajoutées induisent un **couplage entre l'entrée et la sortie**.
  - On peut utiliser le **théorème de Miller** pour découpler le circuit.

Avantages et inconvénients des MOSFET

Avantages :

- Impédance d'entrée forte : permet de piloter plusieurs transistors à l'aide d'un seul $\Rightarrow$ **porte logiques**.
- **Courant** consommé **au repos** $\simeq 0$.
- Puissance dissipée proportionnelle à la fréquence d'horloge.
- **Design compact** $\Rightarrow$ intégrable à très grande échelle (VLSI : Very large scale integration).

Inconvénients :

- **Très fragile** face à l'électricité statique ou aux erreurs de branchement.

Questions ?

- Questions
- Contact : vgies@hotmail.com