

# SE 1 : Systèmes électroniques

## Electronique analogique linéaire et non linéaire

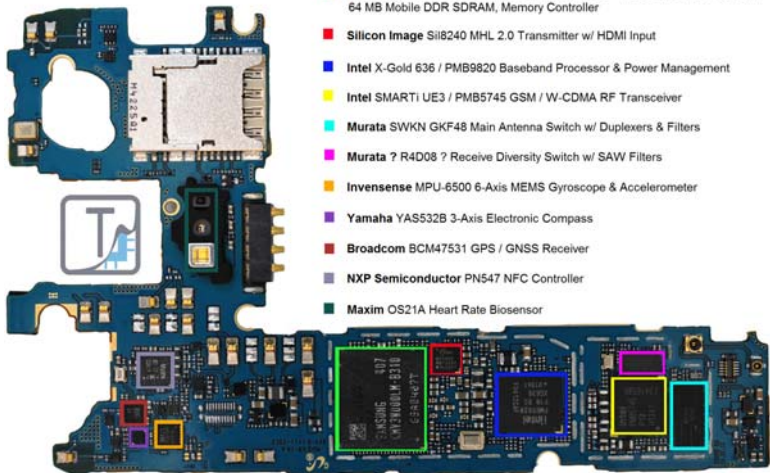
Valentin Gies

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

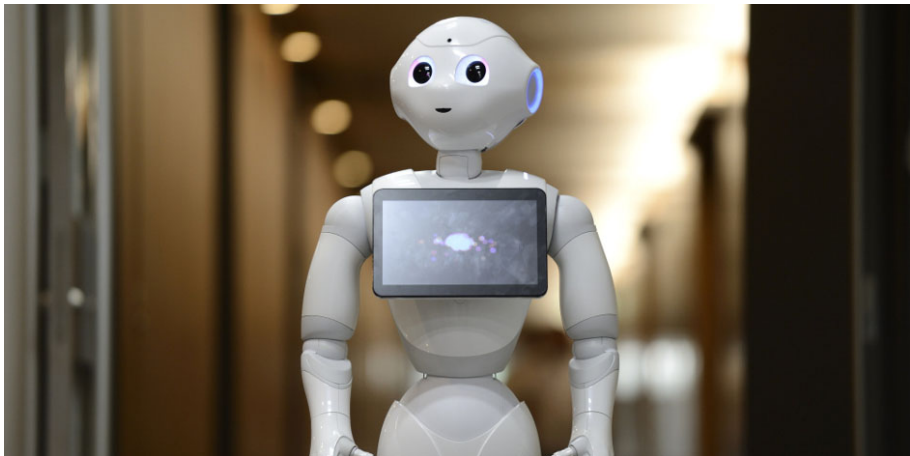


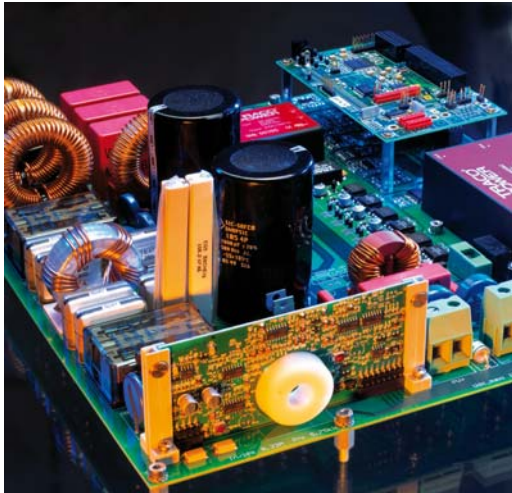
fig: Pepper (Aldebaran Robotics)

# 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

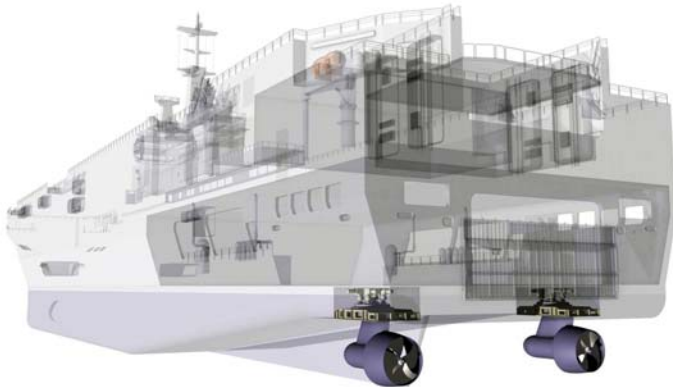




# Domaines d'application : électronique de puissance - production d'énergie



# 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



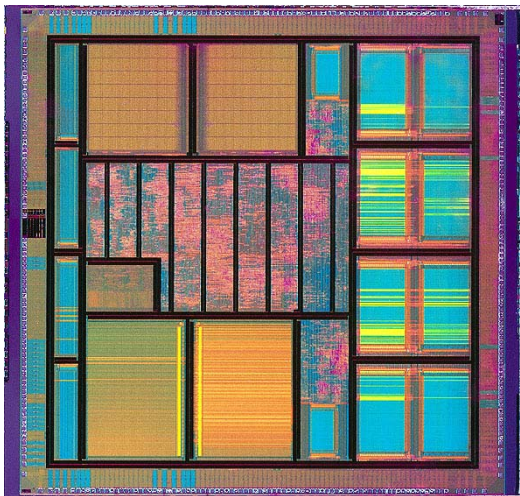
# Domaines d'application : électronique spatiale

Enjeux :

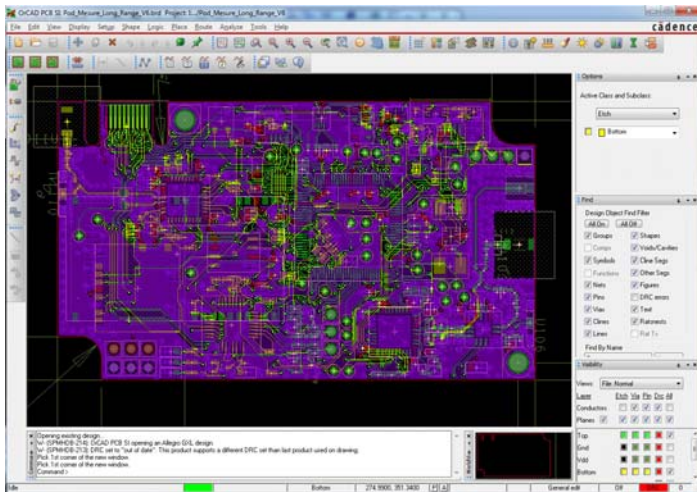
- Robustesse : température, vibrations, radiations...
- Récupération et gestion de l'énergie.
- Communication radio longue distance et téléopérabilité.



# Métiers de l'électronique : conception de circuits silicium



# Métiers de l'électronique : conception de systèmes électroniques



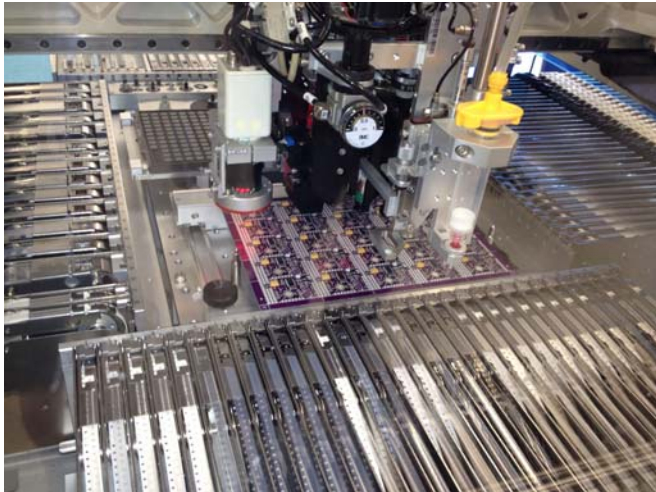
# Métiers de l'électronique : informatique industrielle



# Métiers de l'électronique : ingénierie de recherche



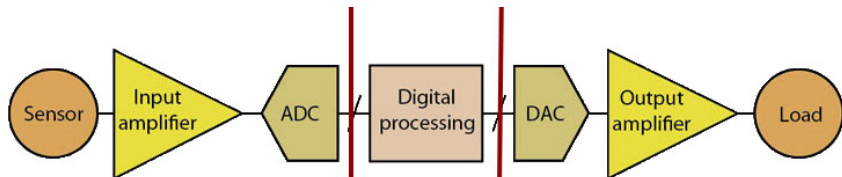
# Métiers de l'électronique : assemblage - pick and place



# Métiers de l'électronique : assemblage électronique - en Chine



# Schéma classique d'un système interfacé avec le monde réel



## Examples :

Sensors  
Human interfaces  
Analog preamplifiers  
Differential amplifiers  
...

**Analog  
Small Signal**

## Examples :

Microcontroller  
DSP  
FPGA  
...

**Digital**

## Examples :

Motors and actuators  
Power electronics  
Speakers  
...

**Analog  
Power - Large Signal**

# 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.
- Connaître 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 !**

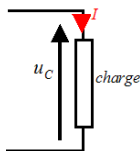


fig: Convention Récepteur

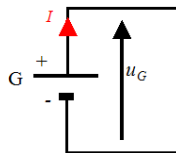


fig: Convention Générateur

# 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)
<b>Résistance</b>	$U = RI$	$U = -RI$
<b>Condensateur</b>	$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{d(u_C)}{dt}$	$i = -C \frac{d(u_C)}{dt}$
<b>Inductance</b>	$u_L = L \frac{di}{dt}$	$u_L = -L \frac{di}{dt}$

# 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

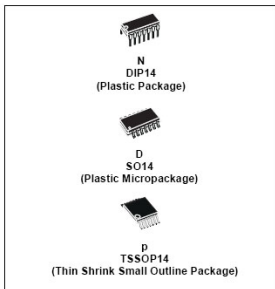
## Exemple : documentation technique d'un amplificateur opérationnel



**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 :  $16V/\mu s$  (typ)





# Connaître et choisir un composant

## Exemple : documentation technique d'une diode

Diodes 1N4148 / 1N4150 / 1N4448 / 1N914B

### Switching diode

1N4148 / 1N4150 / 1N4448 / 1N914B

\* This product is available only outside of Japan.

#### ● Applications

High-speed switching

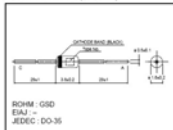
#### ● Features

- 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)

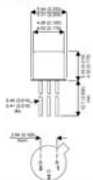
Type	V <sub>RM</sub> (V)	V <sub>SM</sub> (V)	I <sub>SM</sub> (mA)	I <sub>RM</sub> (mA)	I <sub>SM</sub> (mA)	I <sub>SM</sub> (A)	P (mW)	T <sub>J</sub> (°C)	T <sub>op</sub> (°C)	T <sub>stg</sub> (°C)
1N4148	100	75	450	150	200	2	500	200	-65~+200	-65~+200
1N4150	50	50	600	200	250	4	500	200	-65~+200	-65~+200
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 ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise stated)

$V_{CE0}$	Collector - Base Continuous Voltage	BC107	50V
		BC108, BC109	30V
$V_{CEZ}$	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
$V_{ES0}$	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 @ $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$		300mW
$T_{amb}$	Ambient Operating Temperature Range		-45 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	$V_{F1}$	$V_{F2}$	$V_{F3}$	$V_{F4}$	$V_{F5}$
	$I_F = 1 \text{ mA dc}$	$I_F = 10 \text{ mA dc}$	$I_F = 50 \text{ mA dc}$ (Pulsed)	$I_F = 100 \text{ mA dc}$ (Pulsed)	$I_F = 200 \text{ mA dc}$ (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, ( $t_p = 1\mu\text{s}$ ); 0.5A ( $t_p = 1\text{s}$ )

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

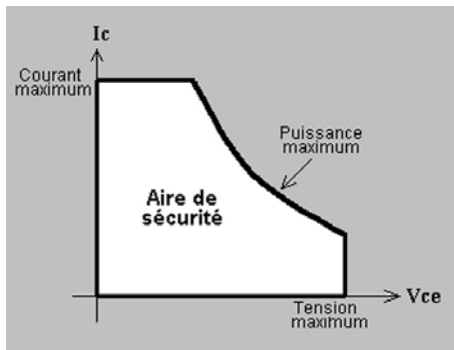
DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR	DERATE ABOVE $T_A$	$T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 85^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING
D (14 pin)	680 mW	7.6 mW/ $^\circ\text{C}$	60 $^\circ\text{C}$	604 mW	490 mW	186 mW
FK	680 mW	11.0 mW/ $^\circ\text{C}$	88 $^\circ\text{C}$	680 mW	680 mW	273 mW
J	680 mW	11.0 mW/ $^\circ\text{C}$	88 $^\circ\text{C}$	680 mW	680 mW	273 mW
JG	680 mW	8.4 mW/ $^\circ\text{C}$	69 $^\circ\text{C}$	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  $\beta$  d'un transistor

Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$h_{21E}$ Static Forward Current Transfer Ratio	$V_{CE} = 5V$ $I_C = 2mA$				
	Group A BC107, BC108	110		220	
	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 $V_{CB} = 25V$ BC108, BC109			15	nA
$I_{CEO(1)}$ Collector-Emitter Leakage Current @ $T_{amb} = 125^\circ C$	$V_{CB} = 45V$ BC107 $V_{CB} = 25V$ BC108, BC109			4	$\mu A$
$I_{EBO}$ Emitter Cut-off Current	$V_{EB} = 4V$ $I_C = 0$			1	$\mu A$

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

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR Slew rate at unity gain	$V_i = 10V$ , $R_L = 2k\Omega$ , $C_L = 100pF$ , See Figure 1	8*	13		$V/\mu s$
	$V_i = 10V$ , $R_L = 2k\Omega$ , $C_L = 100pF$ , See Figure 1	5*			

# L'amplificateur opérationnel en régime linéaire

## ● Représentations :

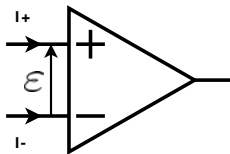


fig: Représentation US

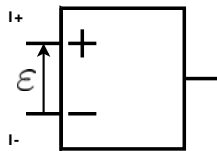


fig: Représentation EU

## ● Propriétés (règle des 3 zéros) :

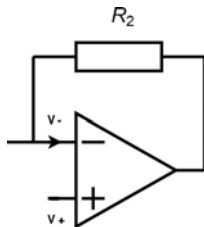
- $I_+ = I_- = 0$  (impédances d'entrée infinies)
- En régime linéaire :  $\varepsilon = 0$
- Impédance de sortie nulle

- **Remarque** : les alimentations  $+V_{CC}$  et  $-V_{CC}$  ne sont pas représentées mais sont indispensables.

# L'amplificateur opérationnel en régime linéaire

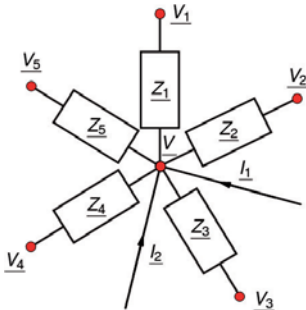
**Conditions pour être en régime linéaire :**

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



⇒ 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 :

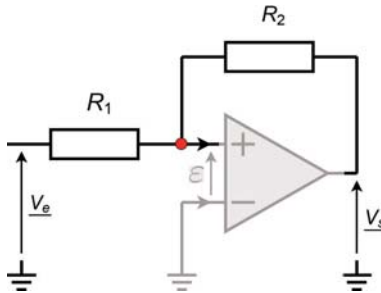
$$\sum_i \frac{V_i - V}{Z_i} + \sum_j I_j = 0 \Rightarrow \sum_i \frac{V_i}{Z_i} + \sum_j I_j = \sum_i \frac{V}{Z_i}$$

- 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. :

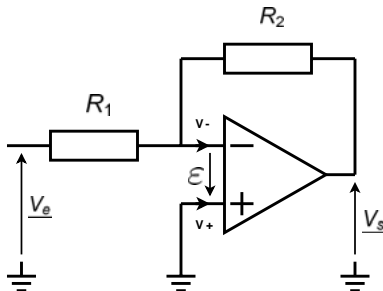


- Permet de calculer les potentiels  $V_+$  et  $V_-$  : les courants  $i_+$  et  $i_-$  sont

nuls, on a donc ici par exemple : 
$$V_- = \frac{\frac{V_e}{R_1} + \frac{V_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{V_e R_2 + V_s R_1}{R_1 + R_2}$$

# Montage amplificateur inverseur

- Schéma :



- Propriétés :

- $H = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$
- $Z_e = R_1$

# 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 :

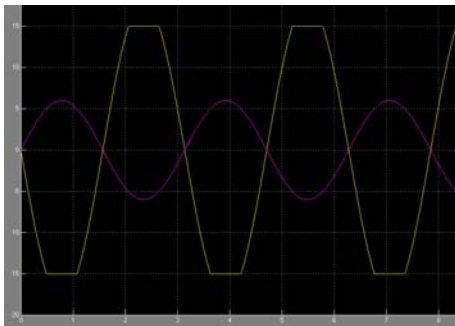


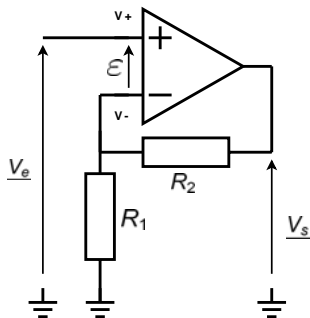
fig: Entrée en violet, sortie en jaune

## ● 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 :

- $H = \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$
- $Z_e = \infty$

# 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 :

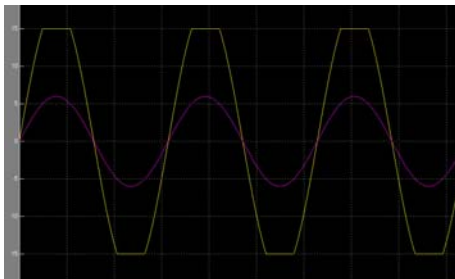


fig: Entrée en violet, sortie en jaune

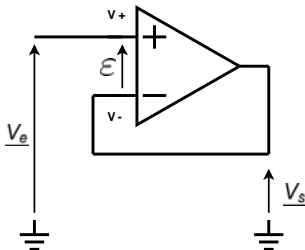
## • Remarque :

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



# Montage suiveur

- Schéma :



- Propriétés :

- $H = \frac{V_s}{V_e} = 1$
- $Z_e = \infty$

# 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 :  $H = \frac{V_s}{V_e} = 1$

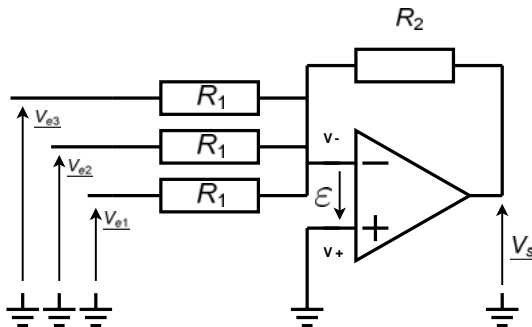
## ● Intérêt du montage :

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 chaîne.

# Montage sommateur inverseur

- Schéma :



- Propriétés :

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

# Montage sommateur inverseur

## ● Démonstration :

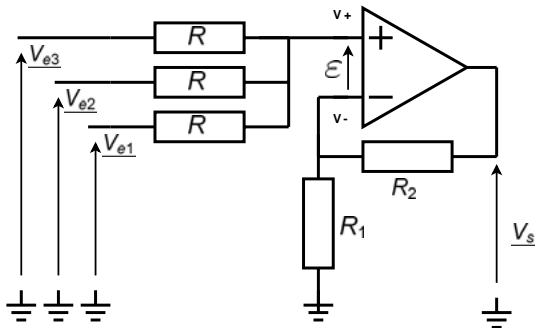
- Théorème de Millman en  $V_-$  :

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

- $V_+ = 0$
- 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 :**

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

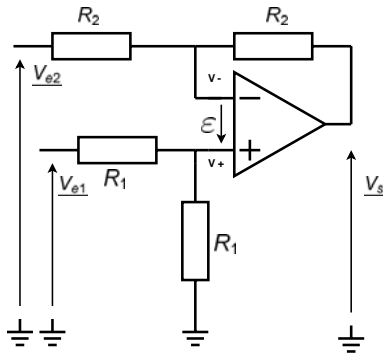
- $$V_+ = \frac{\frac{V_{e1}}{R} + \frac{V_{e2}}{R} + \frac{V_{e3}}{R}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R}} = \frac{V_{e1} + V_{e2} + V_{e3}}{3}$$

- 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 :**

- $$V_- = \frac{\frac{V_{e2}}{R_2} + \frac{V_s}{R_2}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_2}} = \frac{1}{2}(V_{e2} + V_s)$$

- $$V_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_1} V_{e1} = \frac{1}{2} V_{e1}$$

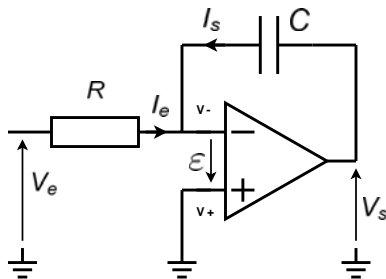
- On utilise le fait que  $\varepsilon = V_+ - V_- = 0$

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



## 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 :

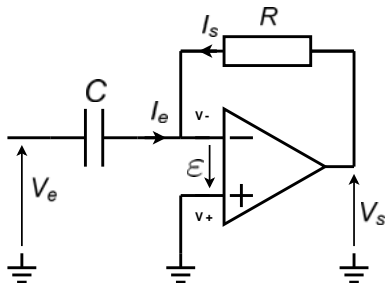
$$\frac{V_e}{R} = -C \frac{d(V_s)}{dt}$$

- On obtient donc finalement :

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

## Montage dérivateur (inverseur)

- Schéma :



- Propriétés :

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

## 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

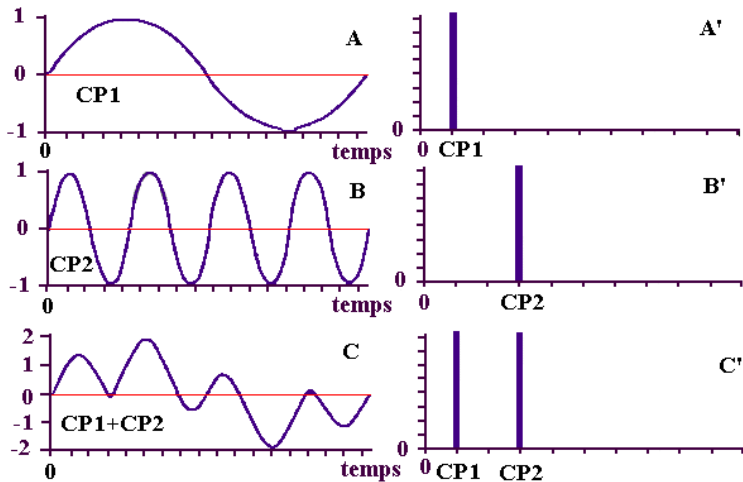


fig: Dualité temps-fréquence

# Pourquoi utiliser la représentation 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 :

$$u(t) = A \sin(\omega_0 t + \Phi)$$

- La description temporelle (sinusoïde) est redondante : il n'est pas utile de connaître la valeur de  $U$  à tout instant pour caractériser le signal.
- La connaissance de la **fréquence**  $\omega_0$  et de la **phase**  $\Phi$  est suffisante  $\Rightarrow$  **représentation fréquentielle** ou **complexe** du signal.

$$u(t) = A \sin(\omega_0 t + \Phi) \quad \Rightarrow \quad \underline{U} = A e^{j\Phi}$$

# 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)
<b>Résistance</b>	$U = RI$	$\underline{U} = R\underline{I}$	$R$
<b>Condensateur</b>	$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{d(u_C)}{dt}$	$\underline{U}_C = \frac{1}{jC\omega} \underline{I}$	$\frac{1}{jC\omega}$
<b>Inductance</b>	$u_L = L \frac{di}{dt}$	$\underline{U}_L = jL\omega \underline{I}$	$jL\omega$



# 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.

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

- **Le déphasage  $\varphi$  :**

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.

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

# 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** :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{U}_s(j\omega)}{\underline{U}_e(j\omega)}$$

A partir de la fonction de transfert, on obtient :

- **L'amplification** :

$$A(j\omega) = |\underline{H}(j\omega)| = \left| \frac{\underline{U}_s(j\omega)}{\underline{U}_e(j\omega)} \right|$$

- **La phase** :

$$\varphi(j\omega) = \arg \underline{H}(j\omega) = \arg \frac{\underline{U}_s(j\omega)}{\underline{U}_e(j\omega)} = \arg \underline{U}_s(j\omega) - \arg \underline{U}_e(j\omega)$$

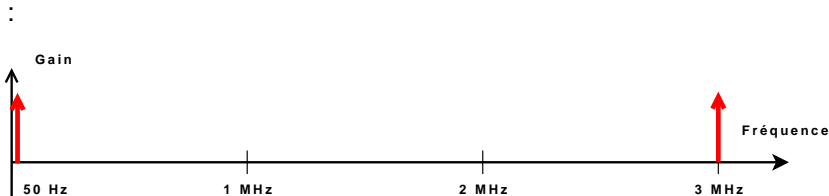
# Représentation fréquentielle : Fonction de transfert

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 (50Hz) et à un oscillateur à quartz de 3MHz ?

Représentation avec échelle linéaire



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

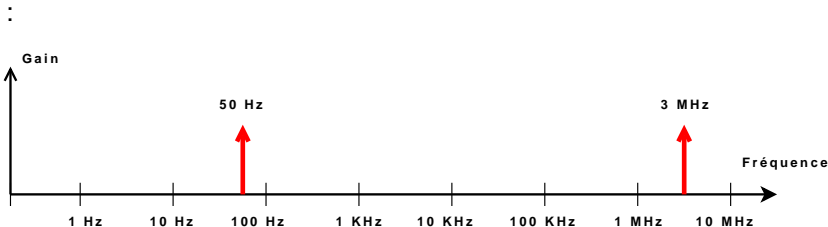
# Représentation fréquentielle : Fonction de transfert

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 multiplie 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 apparaître 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  $\sqrt{2}$** .

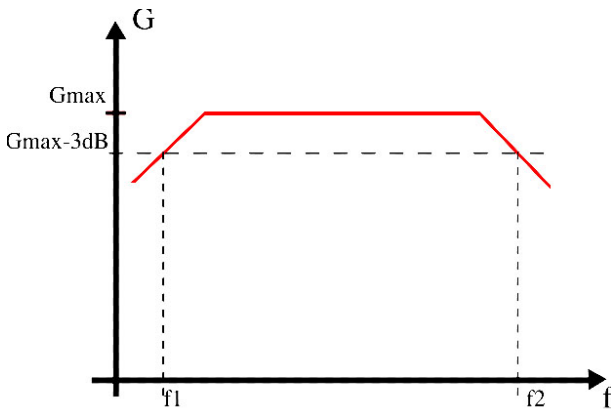
$$A(f_c) = \frac{A_{max}}{\sqrt{2}}$$

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

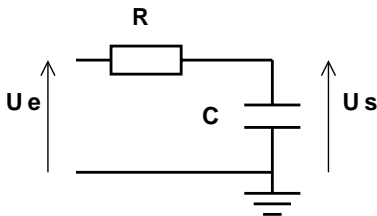


La **bande passante à  $-3\text{dB}$**  est la plage de fréquences pour lesquelles le gain est compris entre  $G_{max_{dB}} - 3\text{dB}$  et  $G_{max_{dB}}$ .

# Utilisation de la représentation fréquentielle

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

On étudie le circuit suivant :



$$\begin{aligned} \underline{H}(j\omega) &= \frac{\underline{U}_s(j\omega)}{\underline{U}_e(j\omega)} = \frac{\underline{Z}_C}{\underline{Z}_R + \underline{Z}_C} \\ &= \frac{\frac{1}{jC\omega}}{R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{1}{1 + jRC\omega} \end{aligned}$$



# Utilisation de la représentation fréquentielle

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

On en déduit les grandeurs caractéristiques :

- Amplification :

$$\begin{aligned} A = |\underline{H}(j\omega)| &= \left| \frac{1}{1 + jRC\omega} \right| \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} \end{aligned}$$

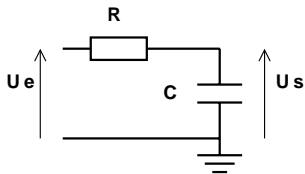
- Phase :

$$\begin{aligned} \varphi = \arg \underline{H}(j\omega) &= \arg 1 - \arg (1 + jRC\omega) \\ &= 0 - \tan^{-1} \left( \frac{RC\omega}{1} \right) \\ &= -\tan^{-1}(RC\omega) \end{aligned}$$

# 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 :

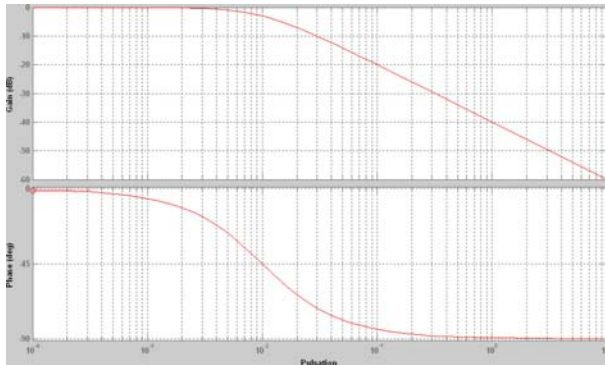
$$\varphi = -\tan^{-1}(RC\omega)$$

# Utilisation de la représentation fréquentielle

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

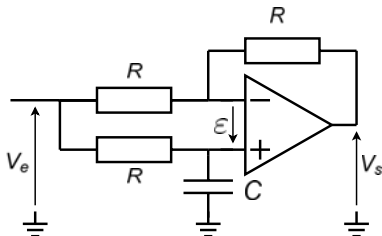
### Représentation de la fonction de transfert du filtre du premier ordre étudié :

On choisit ici  $\tau = RC = 0.01\text{s}$



# Montage déphaseur (retard de phase)

- Schéma :



- Propriétés :

- $\frac{V_s}{V_e} = \frac{1 - jRC\omega}{1 + jRC\omega}$
- Amplification :  $A = 1$
- Phase :  $\varphi = -2\tan^{-1}(RC\omega)$  (retard de phase)

# Montage déphaseur (retard de phase)

## • Démonstration :

$$\bullet \underline{V_-} = \frac{\frac{V_e}{R} + \frac{V_s}{R}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R}} = \frac{V_e + V_s}{2}$$

$$\bullet \underline{V_+} = \frac{\frac{V_e}{R} + 0 \cdot jC\omega}{\frac{1}{R} + jC\omega} = \frac{\underline{V_e}}{1 + jRC\omega}$$

$$\bullet \underline{V_+} = \underline{V_-} \Rightarrow \frac{\underline{V_e}}{1 + jRC\omega} = \frac{V_e + \underline{V_s}}{2}$$

$$\Rightarrow \underline{\underline{V_s}} = \frac{1 - jRC\omega}{1 + jRC\omega} \underline{V_e}$$

# Montage déphaseur (retard de phase)

- **Représentation temporelle :**



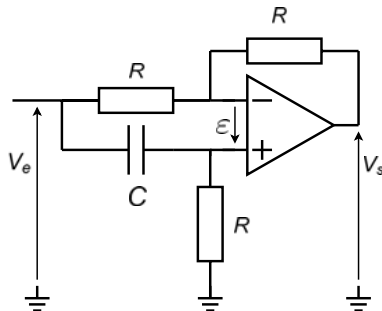
fig: Entrée en violet, sortie en jaune

- **Remarque :**

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

# Montage déphaseur (avance de phase)

- Schéma :



- Propriétés :

- $$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{1 - jRC\omega}{1 + jRC\omega}$$

- Amplification :  $A = 1$

- Phase :  $\varphi = \pi - 2\tan^{-1}(RC\omega)$  (avance de phase)

# Montage déphaseur (avance de phase)

## • Démonstration :

$$\bullet \underline{V_-} = \frac{\frac{V_e}{R} + \frac{V_s}{R}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R}} = \frac{V_e + V_s}{2}$$

$$\bullet \underline{V_+} = \frac{\frac{0}{R} + jC\omega V_e}{\frac{1}{R} + jC\omega} = \frac{jRC\omega V_e}{1 + jRC\omega}$$

$$\bullet \underline{V_+} = \underline{V_-} \Rightarrow \frac{jRC\omega V_e}{1 + jRC\omega} = \frac{V_e + V_s}{2}$$

$$\Rightarrow \underline{\frac{V_s}{V_e}} = \frac{-1 + jRC\omega}{1 + jRC\omega}$$



# Montage déphaseur (avance de phase)

- **Représentation temporelle :**

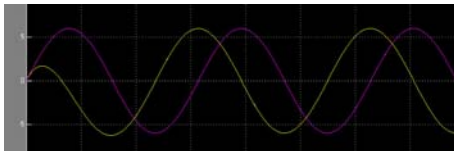


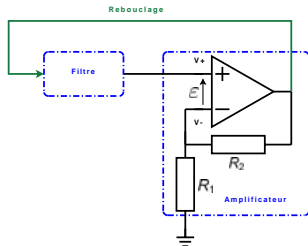
fig: Entrée en violet, sortie en jaune

- **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 ( $A < 1$ ).

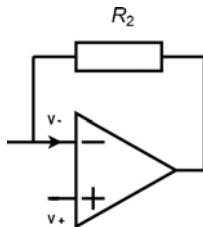
# Plan

- 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.** :



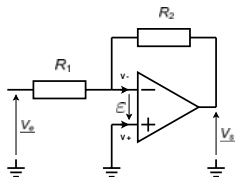
⇒ La contre-réaction négative est indispensable compte tenu du fonctionnement différentiel de l'A.O.

# 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 :



$$V_s + \frac{1}{\omega_c} \frac{dV_s}{dt} = \mu(V_+ - V_-) = -\mu \frac{R_1 V_s + R_2 V_e}{R_1 + R_2}$$

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

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

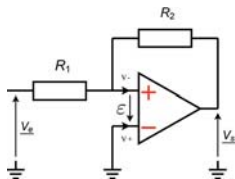
$$\Rightarrow V_s = A e^{-\frac{R_1 + R_2}{\mu R_1 \omega_c} t} + B \Rightarrow \text{convergent}$$

# 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 :



$$V_s + \frac{1}{\omega_c} \frac{dV_s}{dt} = \mu(V_+ - V_-) = +\mu \frac{R_1 V_s + R_2 V_e}{R_1 + R_2}$$

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

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

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

$\Rightarrow$  **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 <sub>A</sub> †	TL081C TL082C TL084C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
V <sub>IO</sub>	Input offset voltage	V <sub>O</sub> = 0 R <sub>S</sub> = 50 Ω	25°C	3	15	mV
			Full range		20	
αV <sub>IO</sub>	Temperature coefficient of input offset voltage	V <sub>O</sub> = 0 R <sub>S</sub> = 50 Ω	Full range	18		μV/°C
I <sub>IO</sub>	Input offset current‡	V <sub>O</sub> = 0	25°C	5	200	pA
			Full range		2	nA
I <sub>B</sub>	Input bias current‡	V <sub>O</sub> = 0	25°C	30	400	pA
			Full range		10	nA
V <sub>ICR</sub>	Common-mode input voltage range		25°C	±11	-12 to 15	V
V <sub>OM</sub>	Maximum peak output voltage swing	R <sub>L</sub> = 10 kΩ	25°C	±12	±13.5	V
		R <sub>L</sub> ≥ 10 kΩ		±12		
		R <sub>L</sub> ≥ 2 kΩ	Full range	±10	±12	
A <sub>VD</sub>	Large-signal differential voltage amplification	V <sub>O</sub> = ±10 V, R <sub>L</sub> ≥ 2 kΩ	25°C	25	200	V/mV
		V <sub>O</sub> = ±10 V, R <sub>L</sub> ≥ 2 kΩ	Full range	15		
B <sub>1</sub>	Unity-gain bandwidth		25°C		0	MHz
r <sub>i</sub>	Input resistance		25°C		10 <sup>12</sup>	Ω
CMRR	Common-mode rejection ratio	V <sub>IC</sub> = V <sub>ICRmin</sub> , V <sub>O</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω	25°C	70	86	dB
k <sub>SVR</sub>	Supply-voltage rejection ratio (ΔV <sub>CC+</sub> /ΔV <sub>IO</sub> )	V <sub>CC</sub> = ±15 V to ±9 V, V <sub>O</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω	25°C	70	86	dB
I <sub>CC</sub>	Supply current (per amplifier)	V <sub>O</sub> = 0, No load	25°C	1.4	2.8	mA
V <sub>O1</sub> /V <sub>O2</sub>	Crosstalk attenuation	A <sub>VD</sub> = 100	25°C		120	dB



# Limitations de l'amplificateur opérationnel

## Limitations en fonctionnement du TL084 :

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

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

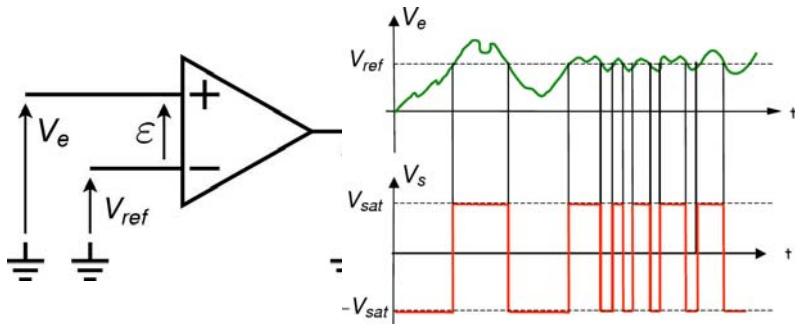
## Limitations thermiques du TL084 :

DISSIPATION RATING TABLE

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

# Le comparateur à A.O.

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

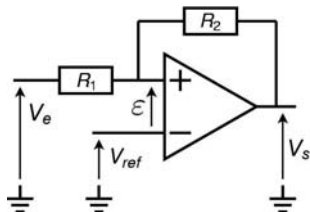


- **Caractéristiques :**

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

# Le trigger de Schmidt

- Quasi-identique à l'amplificateur inverseur :



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

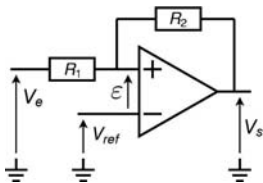
$$V_- = V_{ref}$$

- Fonctionnement en saturé : on distingue 2 cas

- $V_S = -V_{sat}$ .
- $V_S = +V_{sat}$ .

# Le trigger de Schmidt

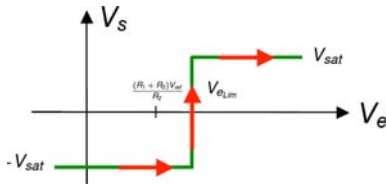
- **Premier cas :**  $V_S = -V_{sat}$  :



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

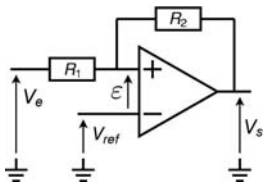
$$\Rightarrow V_{eLim+} = \frac{(R_1 + R_2)V_{ref} + R_1V_{sat}}{R_2}$$

- On obtient le fonctionnement suivant



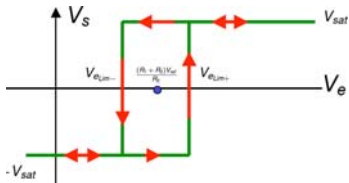
# Le trigger de Schmidt

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



$V_S$  conserve sa valeur tant que  
 $V_+ < V_{ref}$   
$$\Rightarrow V_{eLim-} = \frac{(R_1 + R_2)V_{ref} - R_1 V_{sat}}{R_2}$$

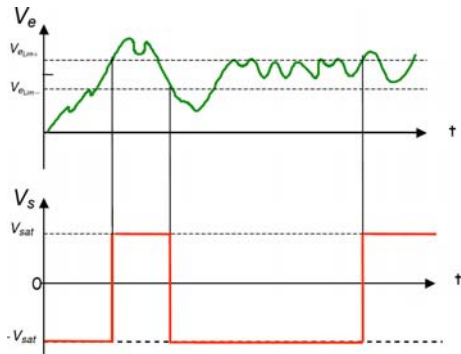
- On obtient le fonctionnement suivant



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

# Le trigger de Schmidt

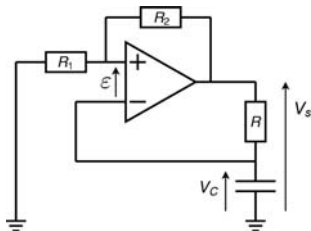
- Intérêt du trigger de Schmidt : comparateur à seuil



- 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  $V_S = +V_{sat}$  :

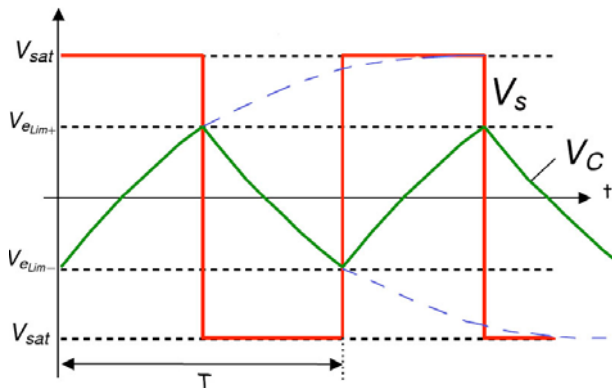
Le condensateur se charge jusqu'à :  $V_C = V_{eLim+} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$

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

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

# Générateur de signaux carrés

## Chronogrammes :





# Générateur de signaux carrés

## Calcul de la période :

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

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

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

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

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

# Générateur de signaux carrés

## Calcul de la période :

- **Calcul du temps de décharge :**

Equation différentielle de décharge :  $u_r + u_c = -V_{sat}$

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

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

Détermination de A et B :

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

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 :  $u_c = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$

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

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

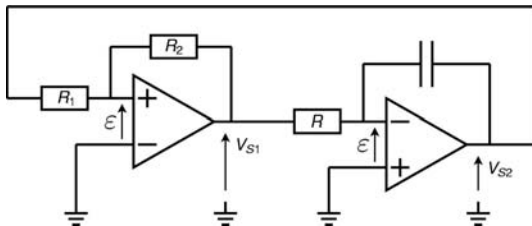
$$\Rightarrow t_{decharge} = \tau \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$$

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

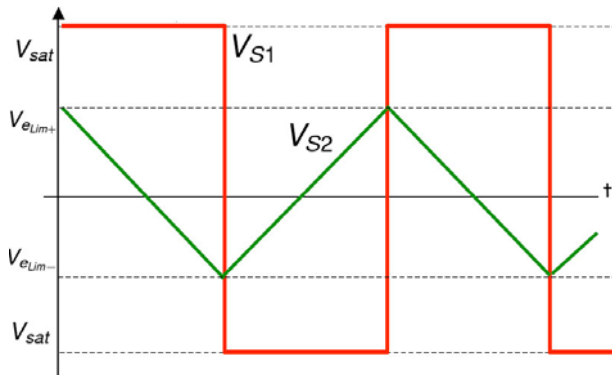
Le condensateur se décharge jusqu'à :  $V_{S2} = -\frac{R_1}{R_2} V_{sat}$

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

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

# Générateur de signaux triangulaires

Chronogrammes :



# Générateur de signaux triangulaires

## Calcul de la période :

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

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

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

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 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** ( $V_{S2} = V_{sat}$ ) :

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

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

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

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

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

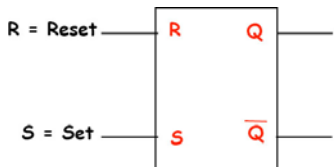
- **Au final on a une période :**

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

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

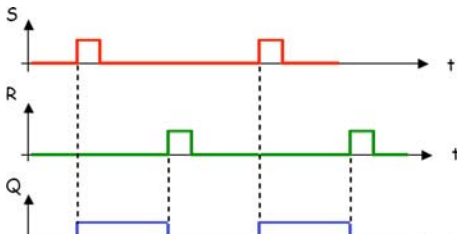
# Le Timer NE555 : un générateur de signaux basé sur une bascule RS

## ● Fonctionnement d'une bascule RS :



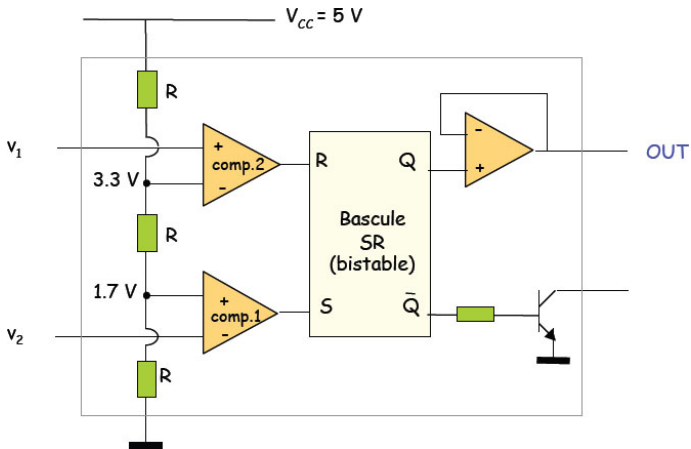
S	R	Sortie
0	0	mémoire l'état précédent $Q^* = Q$
0	1	$Q = 0, \overline{Q} = 1$
1	0	$Q = 1, \overline{Q} = 0$
1	1	A éviter, car contradictoire

## ● Chronogrammes :



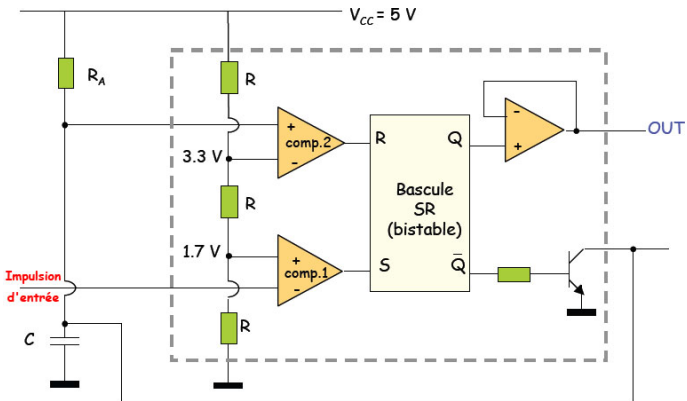
# Fonctionnement interne du Timer NE555

## ● Schéma interne :



# Timer NE555 en montage monostable

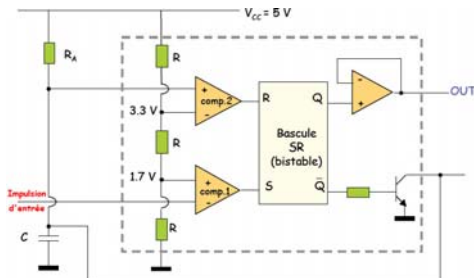
- Schéma de câblage externe en monostable :



# Timer NE555 en montage monostable

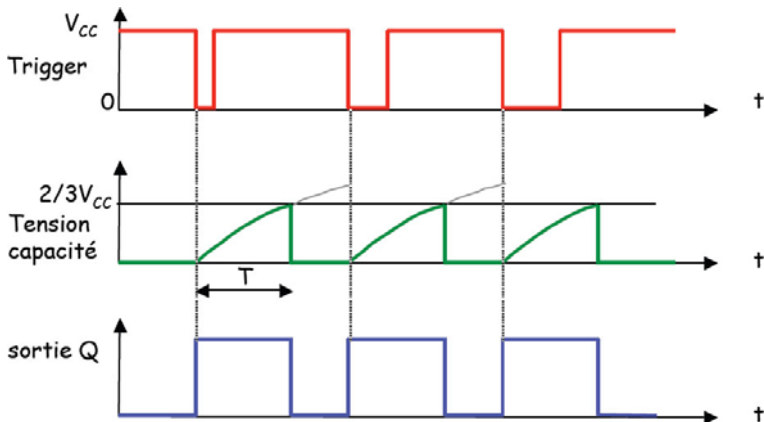
## ● Fonctionnement :

- L'utilisateur envoie une impulsion (0) en entrée  $\Rightarrow SET$
- Q passe à 1,  $\bar{Q}$  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,  $\bar{Q}$  passe à 1 et le transistor conduit. C se décharge instantanément.



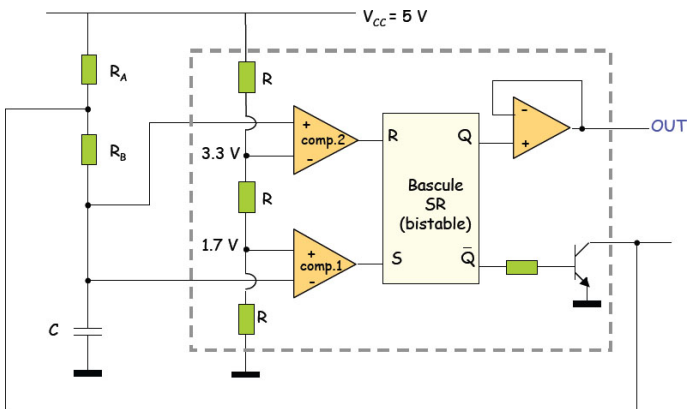
# Timer NE555 en montage monostable

- **Chronogrammes :**



# Timer NE555 en montage multivibrateur astable

- Schéma de câblage externe en multivibrateur astable :

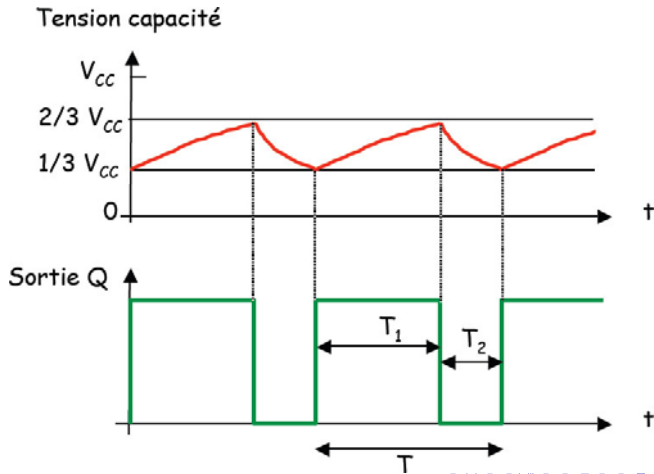






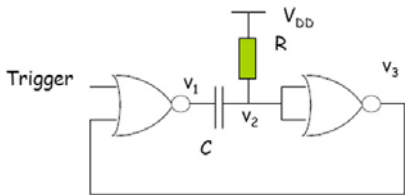
# Timer NE555 en montage multivibrateur astable

## ● Chronogrammes :



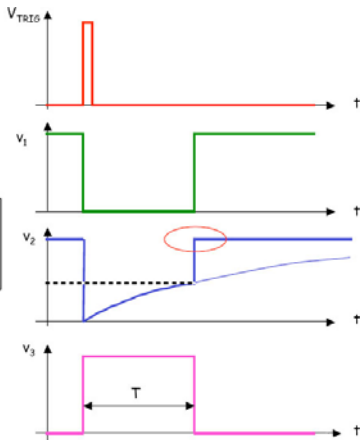
# Portes logiques en montage monostable

## Schéma et chronogrammes :



$$\text{Si } V_T = V_{DD}/2$$

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



# Portes logiques en montage multivibrateur astable

## Schéma et chronogrammes :

