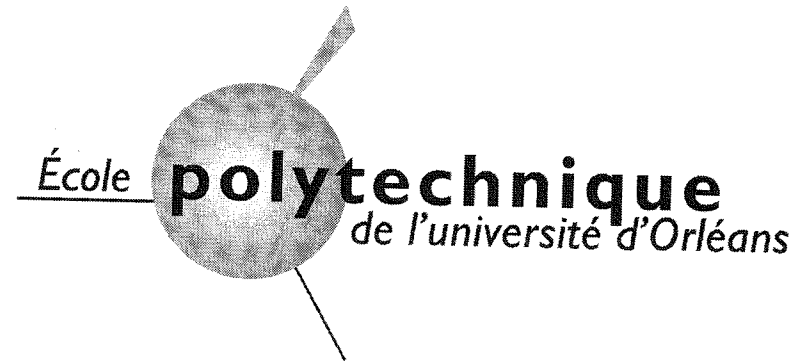


Polytech'Orléans



3ème ANNÉE

SPÉCIALISATION

ELECTRONIQUE - OPTIQUE

MODULE

ELECTRONIQUE ANALOGIQUE

Documents de cours

ANNÉE 2005-2006

2ème semestre

Patrick MIGNOT

ELECTRONIQUE ANALOGIQUE

Plan du cours

1ère partie : AMPLIFICATION

Introduction : Rendement d'un étage amplificateur, classification sommaire.

Chap.I : Le transistor en classe A, comportement en fréquence.

- 1- Schéma de Giacoletto
- 2- Fréquences de coupure
- 3- Etages amplificateurs de tension
 - a) Montage EC, effet Miller
 - b) Montage BC
 - c) Montage cascode
- 4- Cas des FET

Chap.II : Les étages de puissance : classe B.

- 1- Principe
- 2- Polarisation, stabilité thermique

Chap.III : Les étages différentiels.

- 1- Principe et définitions (rappels)
- 2- Réalisation des générateurs de courant, charges actives, miroirs de courant

Chap.IV : Un exemple de montage complet : l'amplificateur opérationnel

2ème partie : LA CONTRE-REACTION

Chap.I : Généralités et définitions.

- 1- Méthodes de représentation, différents types de contre-réaction
- 2- Exemples de circuits usuels

Chap.II : Pourquoi la contre-réaction ?

- 1- Diminution de la variation relative du gain
- 2- Réduction de la distorsion non linéaire
- 3- Réduction du bruit
- 4- Elargissement de la bande passante

Chap.III : Stabilité d'un amplificateur bouclé.

- 1- Critères de stabilité
- 2- Compensation en fréquence

Chap.IV : Les oscillateurs quasi-sinusoïdaux.

- 1- Principes

- 2- Méthodes de calcul : exemples
 - a) Quadripôles en cascade
 - b) Quadripôles en parallèle
- 3- Principaux réseaux de réaction
- 4- Application à quelques circuits classiques
 - Oscillateur à pont de Wien
 - Oscillateur à quartz
 - Oscillateur de Colpitts
- 5- Limitation d'amplitude

3^{ème} partie : FILTRAGE ACTIF

Chap.I : Pourquoi le filtrage actif ?

- 1- La fonction "filtrage"
- 2- Intérêt du filtrage actif

Chap.II : Structures élémentaires.

- 1- Amplificateur suiveur d'isolement
- 2- Structure à contre-réaction simple
- 3- Structure de Rauch
- 4- Structure de Sallen-Key
- 5- Structures à variables d'état

Chap.III : Fonctions de filtrage, quelques exemples de réalisation.

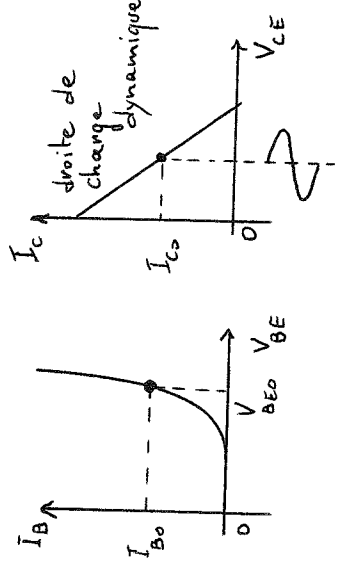
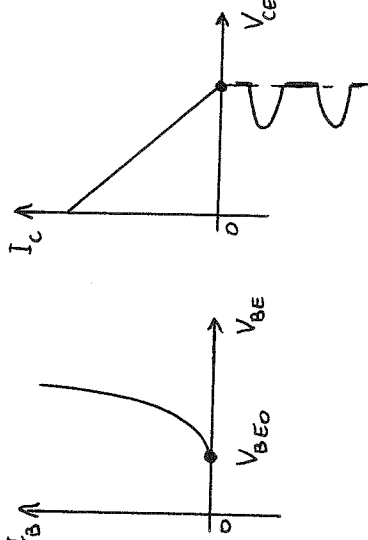
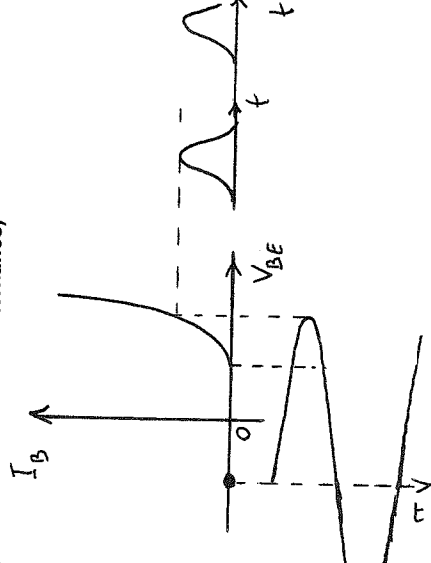
- 1- Filtres de Butterworth
- 2- Filtres de Tchébycheff
- 3- Filtres à "GIC"
- 4- Filtres d'ordre supérieur à 2

Chap.IV : Transformations de fréquence : notions.

1^{ère} PARTIE

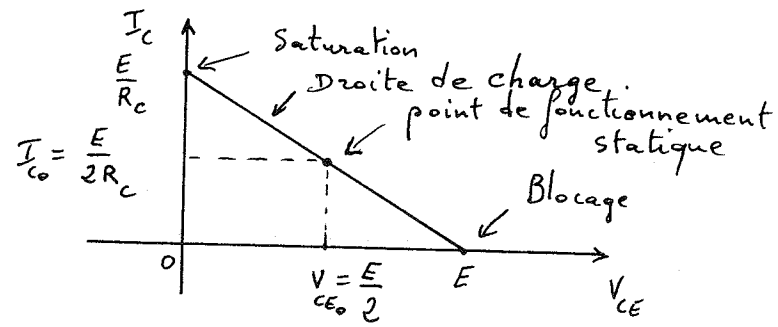
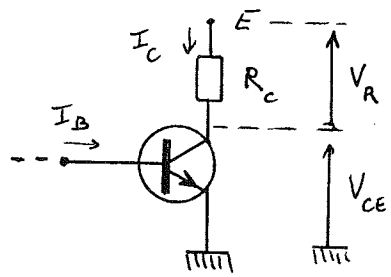
AMPLIFICATION

PRINCIPALES CLASSES D'AMPLIFICATION

CLASSE A	CLASSE B	CLASSE C
<p>Fonctionnement linéaire (Le transistor conduit pendant les 2 alternances)</p>  <p>Avantage : possibilité d'obtenir une très bonne linéarité</p> <p>Inconvénient : faible rendement (consommation au repos)</p> <p>Applications :</p> <ul style="list-style-type: none"> • pré amplification • étages d'entrée HF • amplification à très faible distorsion (HIFI) 	<p>Fonctionnement non linéaire (Chaque transistor conduit pendant 1 alternance)</p>  <p>Avantage : bon rendement (pas ou peu de consommation au repos)</p> <p>Inconvénient : nécessité de 2 transistors pour amplifier les 2 alternances ⇒ distorsion de raccordement</p> <p>Applications :</p> <ul style="list-style-type: none"> • amplification de puissance • amplification symétrique autour de 0, sans capacité de liaison (permet le continu) 	<p>Fonctionnement non linéaire (Le transistor conduit pendant moins d'une alternance)</p>  <p>Avantage : très bon rendement (le transistor n'est passant que pendant une faible fraction de la période)</p> <p>Inconvénient : utilisable seulement sur charge accordée</p> <p>Applications :</p> <ul style="list-style-type: none"> • amplification de puissance sur charge accordée

RENDEMENT D'UN ÉTAGE CLASSE A

Considérons le cas le plus simple :



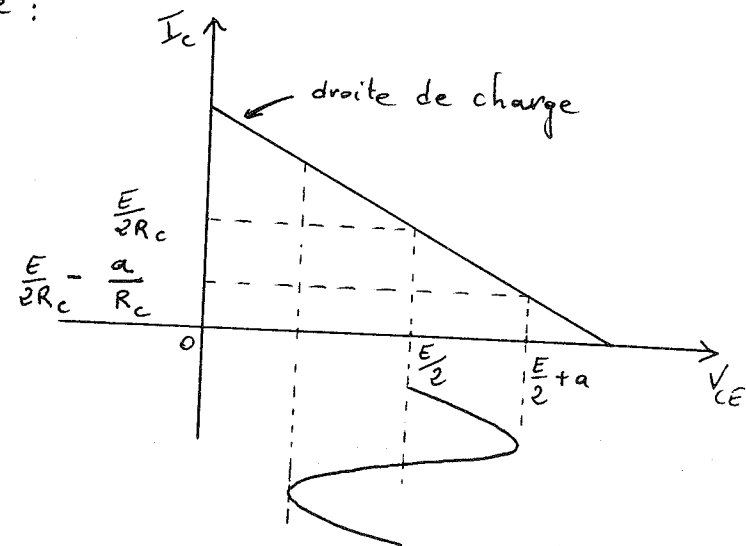
En régime sinusoïdal, l'amplitude maximale sans écrêtage est obtenue pour $V_{CE0} = \frac{E}{2}$. L'amplitude maximale à la sortie vaut alors $\frac{E}{2}$.

Pour une amplitude a en sortie :

$$V_{CE} = \frac{E}{2} + a \sin \omega t$$

$$V_R = E - V_{CE} = \frac{E}{2} - a \sin \omega t$$

$$I_c = \frac{V_R}{R_c} = \frac{E}{2R_c} - \frac{a}{R_c} \sin \omega t$$



D'où les puissances moyennes :

* fournie par l'alimentation

$$P_A = E \cdot \langle I_c \rangle = \frac{E^2}{2R_c}$$

* dissipée dans le transistor

$$P_T = \langle V_{CE} I_c \rangle = \left\langle \frac{E^2}{4R_c} - \frac{a^2}{R_c} \sin^2 \omega t \right\rangle$$

$$\Rightarrow P_T = \frac{E^2}{4R_c} - \frac{a^2}{2R_c}$$

* dissipée dans la résistance

$$P_c = P_A - P_T = \frac{E^2}{4R_c} + \frac{a^2}{2R_c}$$

dissipée
au repos

utile (P_u)

et le RENDEMENT

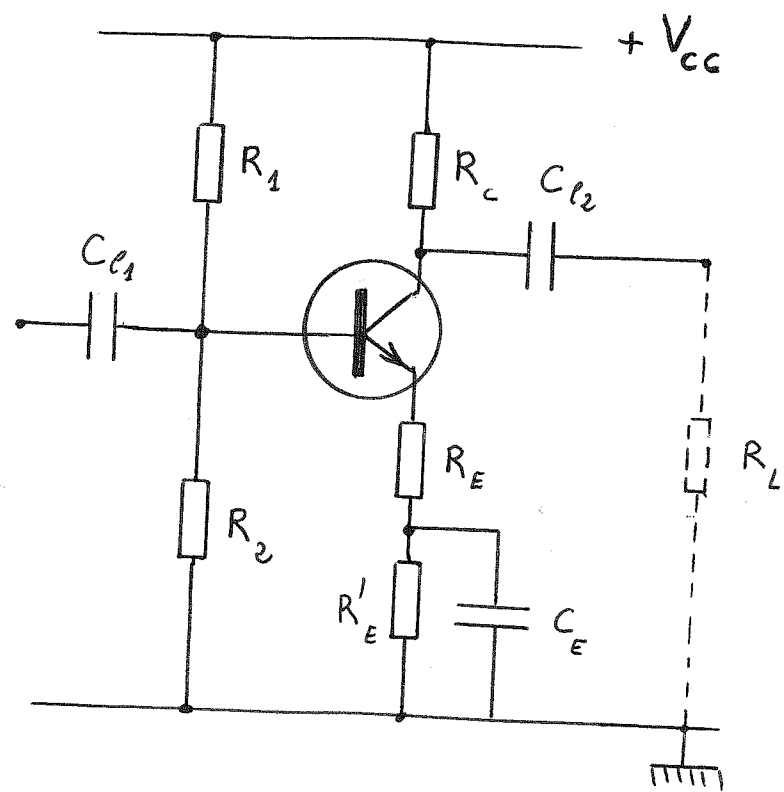
$$\eta = \frac{a^2}{E^2}$$

maximal pour $a = a_{\max} = \frac{E}{2}$

$$\eta_{\max} = 25\%$$

ÉTAGE AMPLIFICATEUR CLASSE A

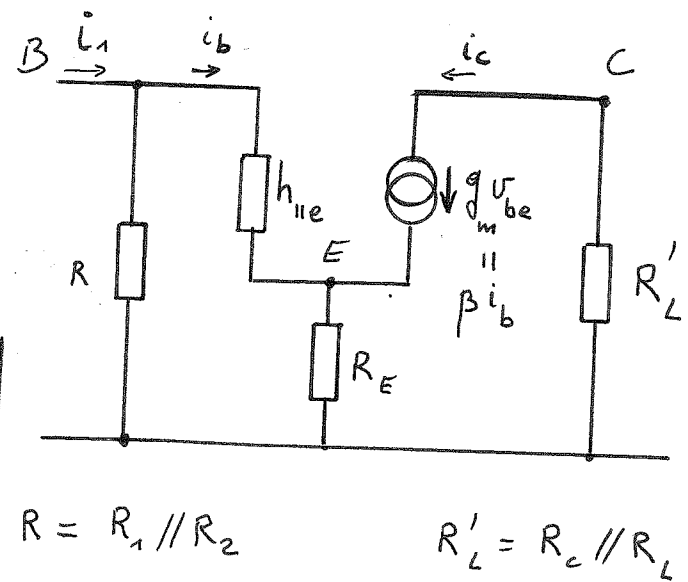
CHARGE RÉPARTIE



$$A_v = \frac{V_c}{V_b} \approx \frac{-R'_L g_m}{1 + R_E g_m}$$

$$R_i = \frac{V_b}{i_1} \approx R // (h_{ie} + \beta R_E)$$

$$R_o \approx R_c$$



$$R = R_1 // R_2$$

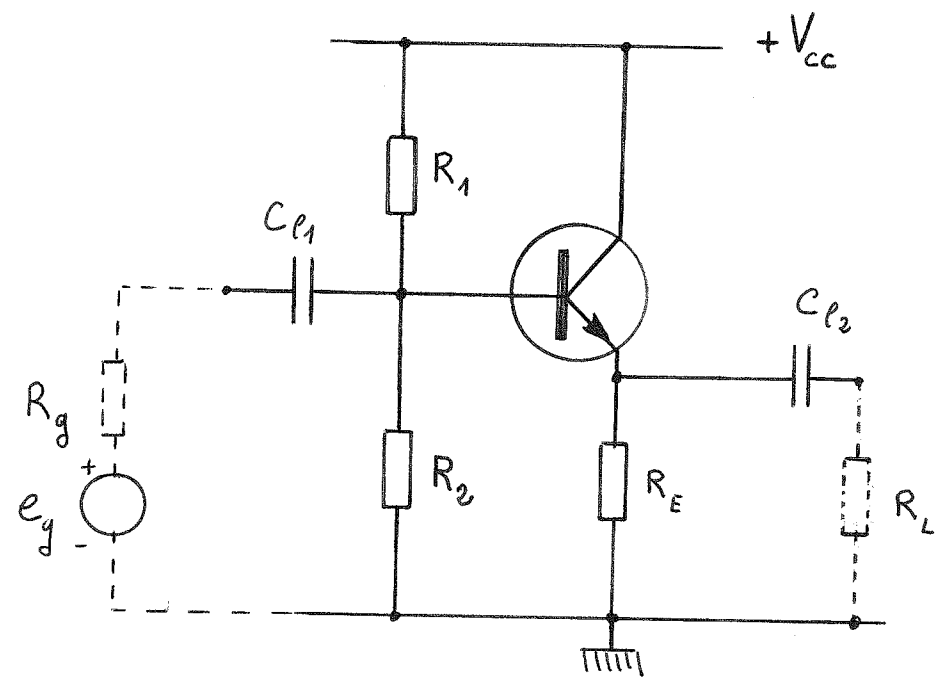
$$R'_L = R_c // R_L$$

Approximation usuelle : $R_E g_m \gg 1$ c.à.d. $\beta R_E \gg h_{ie}$

$$\Rightarrow A_v \approx -\frac{R'_L}{R_E}$$

ÉTAGE AMPLIFICATEUR CLASSE A

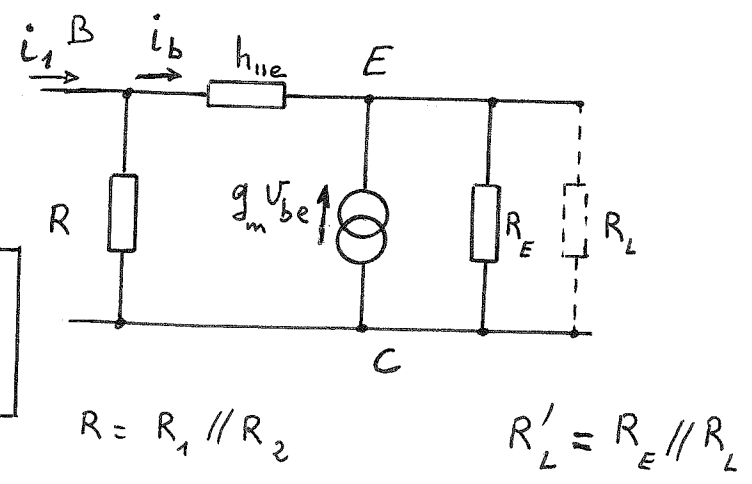
COLLECTEUR COMMUN



$$A_v = \frac{V_e}{V_b} \approx \frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_L} \approx 1$$

$$R_i = \frac{V_b}{i_1} \approx R // (h_{ie} + \beta R'_L)$$

$$R_o \approx R_E // \frac{R'_g + h_{ie}}{\beta}$$



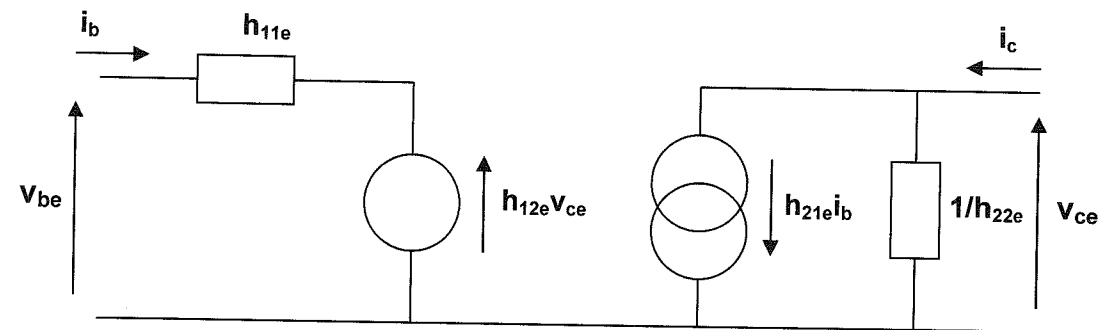
$$R'_g = R // R_g$$

LE TRANSISTOR EN CLASSE A : COMPORTEMENT EN FREQUENCE

SCHEMA DE GIACOLETTO

En BF, on utilise le schéma équivalent au transistor en régime de petits signaux alternatifs obtenu à partir des paramètres hybrides des quadripôles :

$$\begin{aligned} v_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}V_2 \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}V_2 \end{aligned}$$



Ce schéma est commode, car les paramètres h_{ije} sont réels et indépendants de la fréquence.

En HF, ces paramètres deviennent complexes et varient avec la fréquence. On préfère alors utiliser un schéma équivalent dont les éléments ne dépendent pas de la fréquence, mais qui rend cependant compte du comportement en fréquence du transistor. C'est le cas du schéma de Giacoletto ou schéma en π -hybride.

Dans la suite, les grandeurs mesurées en BF seront affectées d'un indice 0. Par exemple, h_{ije0} représentera le paramètre h_{ije} en BF.

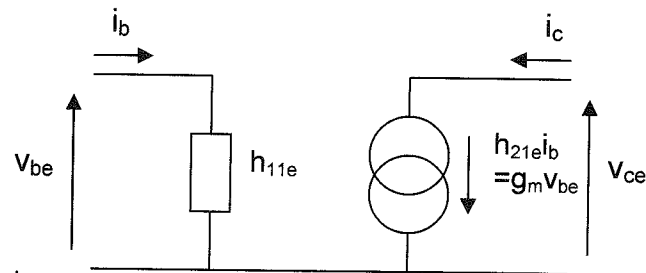
ETABLISSEMENT DU SCHEMA EQUIVALENT :

Partons du schéma équivalent simplifié en BF

$$g_m = \frac{h_{21e0}}{h_{11e0}} \cong \frac{\beta_0}{h_{11e}}$$

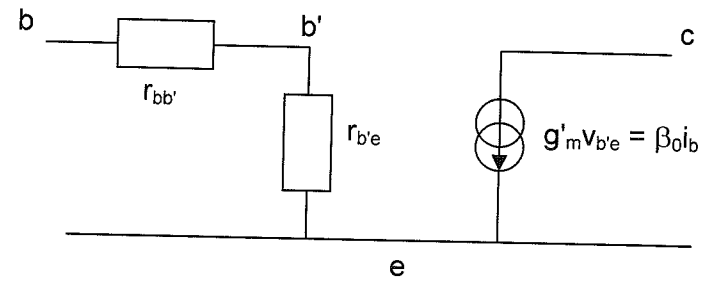
est la

transconductance (ou pente)
du transistor au point de fonctionnement.



- En réalité, la résistance vue de l'entrée n'est pas seulement la résistance dynamique de la jonction : il s'y ajoute une résistance "ohmique" (résistance de la base, connexions) d'autant plus grande que la base est mince, c'est-à-dire que les

performances HF sont élevées. Il convient de séparer les deux composantes de la résistance d'entrée.



Le point b' est inaccessible.

$r_{b'e}$ représente la résistance dynamique de la jonction $b'e$.

$r_{bb'}$ est une résistance "ordinaire".

$$g'_m = \frac{\beta_0}{r_{b'e}} \quad r_{b'e} \cong h_{11e0} \quad r_{bb'} \sim 50 \text{ à } 100 \Omega \quad \Rightarrow \quad g_m \cong g'_m$$

Dans la suite, on ne distinguera plus g'_m de g_m et on écrira

$$g_m r_{b'e} = \beta_0$$

- D'autre part, le passage du courant dans une jonction s'accompagne d'un phénomène de "charge stockée", auquel est associé un effet capacitif. En régime statique, la charge stockée est proportionnelle au courant de recombinaison I dans la jonction (le nombre de recombinaisons est proportionnel à la charge en excès)
 $Q_S = \tau I$ où τ est la "durée de vie" des porteurs minoritaires.

Dans le cas d'un transistor, seul le courant de base I_B est un courant de recombinaison. La charge stockée s'écrit donc, en régime statique : $Q_S = \tau I_B$.

On peut alors définir la capacité de diffusion de la jonction B'E en régime de petits signaux par la relation : $C_{b'e} = \frac{dQ_S}{dV_{B'E}}$ qui s'écrit, en régime statique,

$$C_{b'e} = \tau \frac{dI_B}{dV_{B'E}} = \tau \frac{i_b}{v_{b'e}} = \frac{\tau}{r_{b'e}}$$

Cette capacité se comporte, pour les petites variations, comme une capacité "ordinaire" en parallèle sur la jonction. Elle est proportionnelle au courant de polarisation du collecteur, puisqu'on peut écrire

$$r_{b'e} C_{b'e} = \tau$$

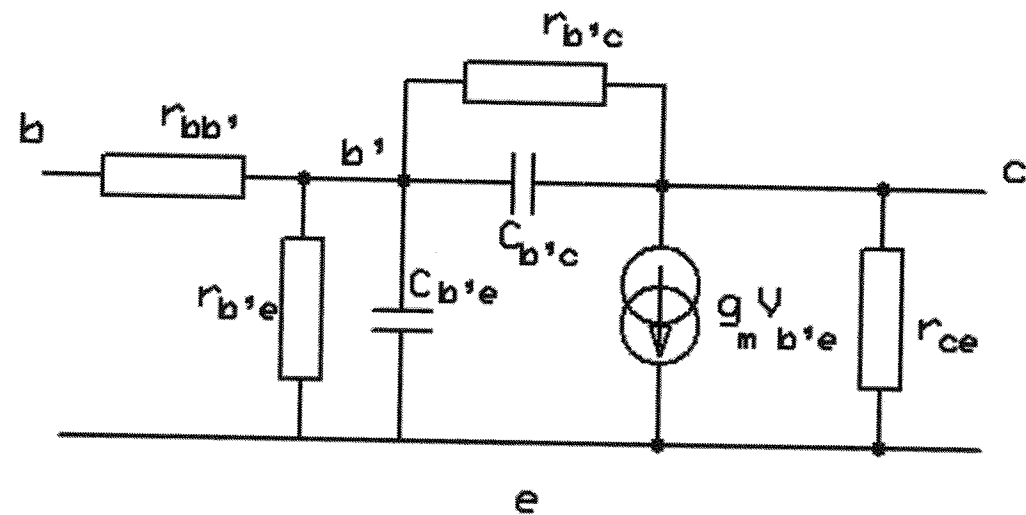
où $r_{b'e}$ est inversement proportionnel à I_C $\left(r_{b'e} = \beta_0 \frac{V_T}{I_C} \right)$.

Ordres de grandeur : pour $\tau = 0,1 \mu s$ et $I_C \sim 1 \text{ mA}$ $C_{b'e} \sim 100 \text{ pF}$

- D'autre part encore, la jonction B'C est polarisée en inverse. Il lui est donc associé :
 - une capacité de transition $C_{b'c}$ (qlq pF)
 - une résistance dynamique $r_{b'c}$ très grande (plusieurs $M\Omega$ ou dizaines de $M\Omega$).

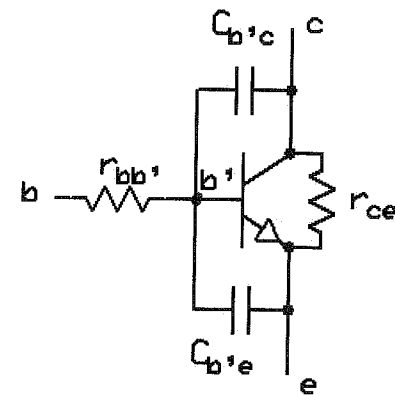
- Il reste à prendre en compte la pente de la caractéristique (I_C, V_{CE}) (effet Early), qui se traduit par une résistance r_{ce} en parallèle sur la sortie ($r_{ce} \approx \frac{r_{b'c}}{\beta} \approx 100k\Omega$).

D'où le schéma complet :



REMARQUES :

- On peut, à partir de ce schéma, retrouver l'expression des paramètres h_{ij} en fonction de la fréquence.
- On peut simplifier le schéma compte tenu des ordres de grandeurs dans une application donnée.
- Il est souvent commode d'utiliser la représentation ci-contre, où le transistor est un transistor idéal en BF (schéma équivalent simplifié).



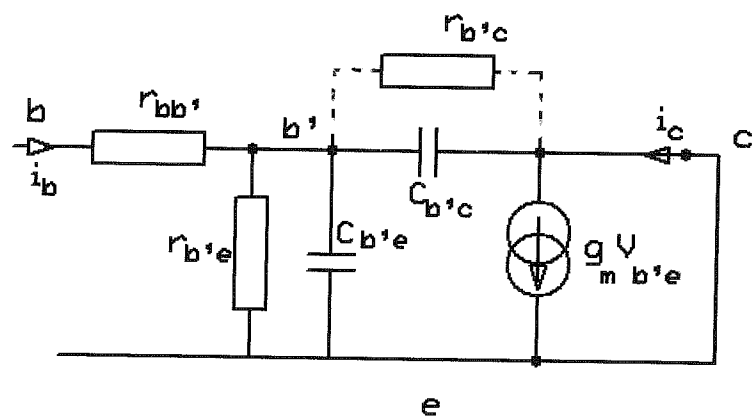
LE TRANSISTOR EN CLASSE A : COMPORTEMENT EN FREQUENCE

FREQUENCES DE COUPURE

1. Le paramètre f_β

C'est la fréquence de coupure à 3 dB du paramètre h_{21e} .

$$h_{21e} = \left(\frac{i_c}{i_b} \right)_{v_{ce}=0}$$



On peut généralement négliger l'effet de la très grande résistance $r_{b'c}$. Il vient alors

Au nœud b': $i_b = v_{b'e} \left(\frac{1}{r_{b'e}} + jC_{b'e}\omega + jC_{b'c}\omega \right)$ avec, le plus souvent, $C_{b'e} \gg C_{b'c}$

$$\Rightarrow i_b \cong v_{b'e} \left(\frac{1}{r_{b'e}} + jC_{b'e}\omega \right)$$

Au nœud c: $i_c = v_{b'e} (g_m - jC_{b'c}\omega)$

$$\Rightarrow h_{21e} = \frac{g_m - jC_{b'c}\omega}{\frac{1}{r_{b'e}} + jC_{b'e}\omega} = g_m r_{b'e} \frac{(1 - j \frac{C_{b'c}\omega}{g_m})}{(1 + j r_{b'e} C_{b'e} \omega)} \quad \text{avec } g_m r_{b'e} = h_{21e0} \cong \beta_0$$

$$\Rightarrow h_{21e} = h_{21e0} \frac{(1 - j \frac{C_{b'c}\omega}{g_m})}{(1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta})} \quad \text{avec } \omega_\beta = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{r_{b'e} C_{b'e}}$$

Remarque :

On peut aussi écrire
$$h_{21e} = h_{21e0} \frac{(1 - j \frac{C_{b'c}}{C_{b'e}} \frac{\omega}{\beta_0 \omega_\beta})}{(1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta})}$$
 avec en général

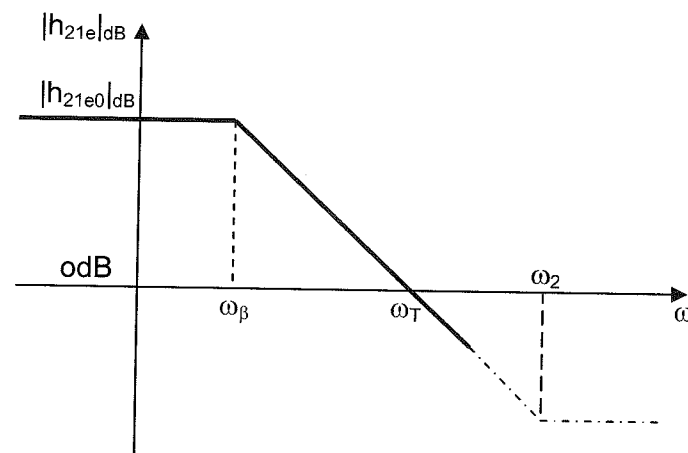
$$\omega_\beta \ll \beta_0 \omega_\beta \ll \frac{C_{b'e}}{C_{b'c}} \beta_0 \omega_\beta$$

⇒ la 2^{ème} cassure (zéro du numérateur) du paramètre h_{21e} se trouve largement au dessous de l'axe 0 dB, dans une plage de fréquences où le modèle de Giacometto n'est plus valable, et pratiquement, on écrit

$$h_{21e} \cong \frac{h_{21e0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}}$$

ω_β est la pulsation de coupure à 3 dB du gain en courant.

$$f_\beta = \frac{\omega_\beta}{2\pi} \text{ est la fréquence pour laquelle } |h_{21e}| = \frac{\beta_0}{\sqrt{2}}$$



2. Le paramètre f_T

C'est la fréquence pour laquelle $|h_{21e}| = 1$.

On a alors, pour $\omega = \omega_T$,
$$h_{21e0}^2 \cong \beta_0^2 = 1 + \frac{\omega^2}{\omega_\beta^2} \Rightarrow \omega_T \cong \beta_0 \omega_\beta$$

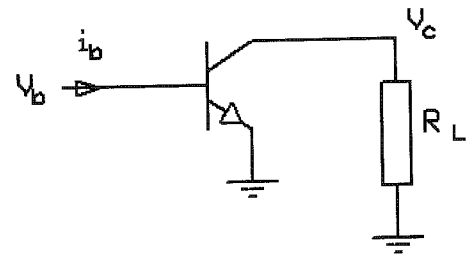
$f_T = \frac{\omega_T}{2\pi}$ est la "fréquence de transition" du transistor, ou son **produit gain-bande passante**. C'est cette fréquence de coupure qui est donnée dans les notices.

LE TRANSISTOR EN CLASSE A : COMPORTEMENT EN FREQUENCE

ETAGES AMPLIFICATEURS DE TENSION

Dans ce document, on ne représentera pas les circuits de polarisation.
Deux montages classiques fournissent un gain en tension important : le montage EC, le montage BC.

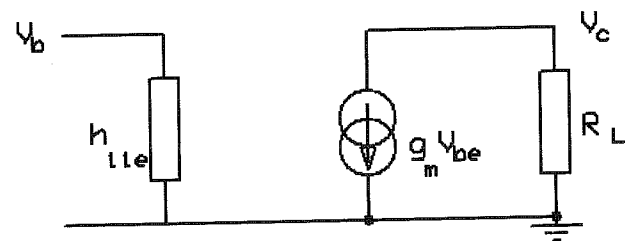
- MONTAGE EC



$$A_v = \frac{v_c}{v_b}$$

$$Z_i = \frac{v_c}{i_b}$$

en BF

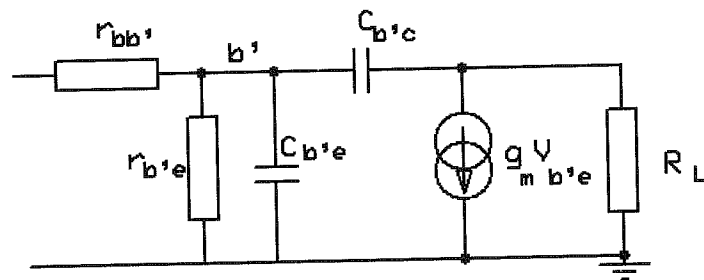


$$A_v = -g_m R_L$$

$$Z_i = h_{11e} = \frac{\beta}{g_m}$$

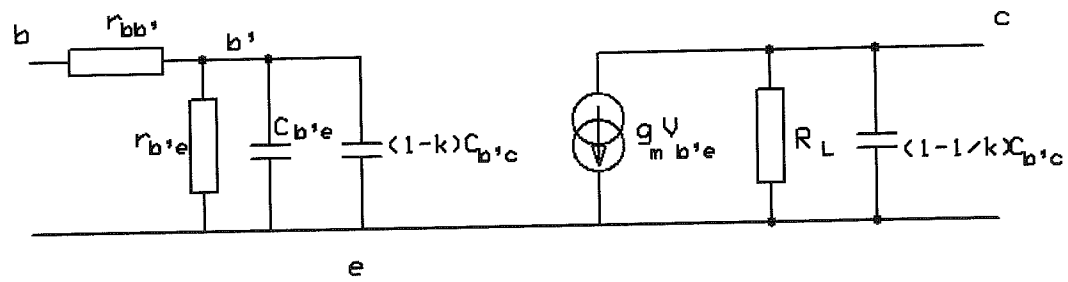
Ordres de grandeur : $A_v \sim -100$ $Z_i \sim 1 \text{ k}\Omega$

en HF



INCONVENIENT EN HF: EFFET MILLER IMPORTANT

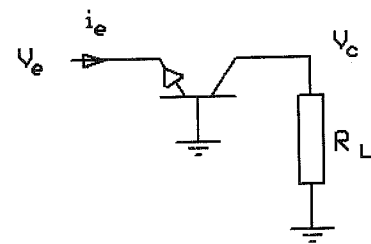
Le schéma précédent peut se mettre sous la forme suivante, faisant apparaître la "capacité Miller", responsable du mauvais comportement en fréquence de ce montage :



avec $k = \frac{v_{ce}}{v_{b'e}} \cong -g_m R_L \sim -100$ au dessous de la fréquence de coupure.

Pour déterminer la fréquence de coupure, on peut donc prendre en compte une capacité d'entrée $C_i \sim C_{b'e} + g_m R_L C_{b'c}$.

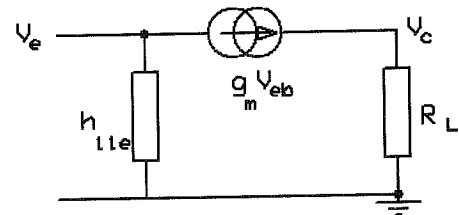
• MONTAGE BC



$$A_v = \frac{v_c}{v_e}$$

$$Z_i = \frac{v_e}{i_e}$$

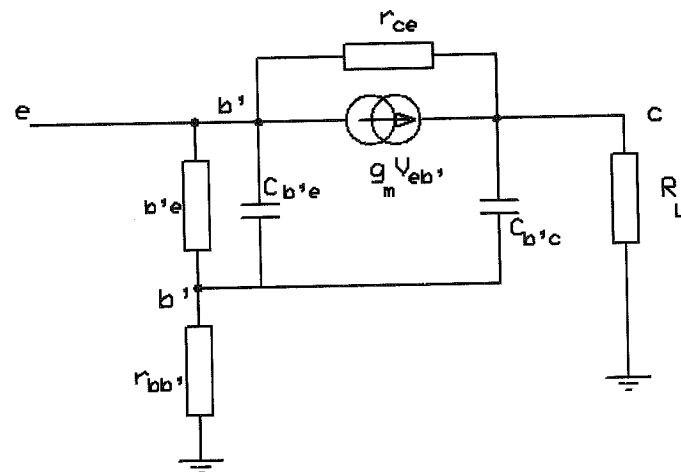
en BF



$$A_v = g_m R_L \approx 100$$

$$Z_i \cong \frac{1}{g_m} \approx 10\Omega$$

en HF

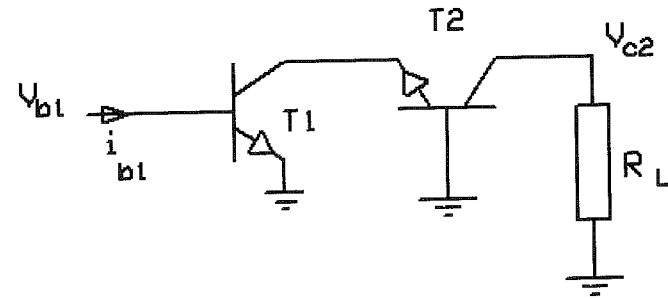


AVANTAGE : PRATIQUEMENT PAS D'EFFET MILLER ($C_i \cong C_{b'e}$)
 \Rightarrow bon comportement en fréquence.

INCONVENIENT : IMPEDANCE D'ENTREE TRES FAIBLE
 D'où le montage suivant, qui remédie à cet inconvénient.

• MONTAGE CASCODE

C'est un montage EC chargé par un montage BC.



$$A_v = \frac{v_{c2}}{v_{b1}}$$

$$Z_i = \frac{v_{b1}}{i_{b1}}$$

en BF

$A_{v1} = -1$	$A_{v2} = g_m R_L$
$Z_{i1} = h_{11e}$	$Z_{i2} = 1/g_m$

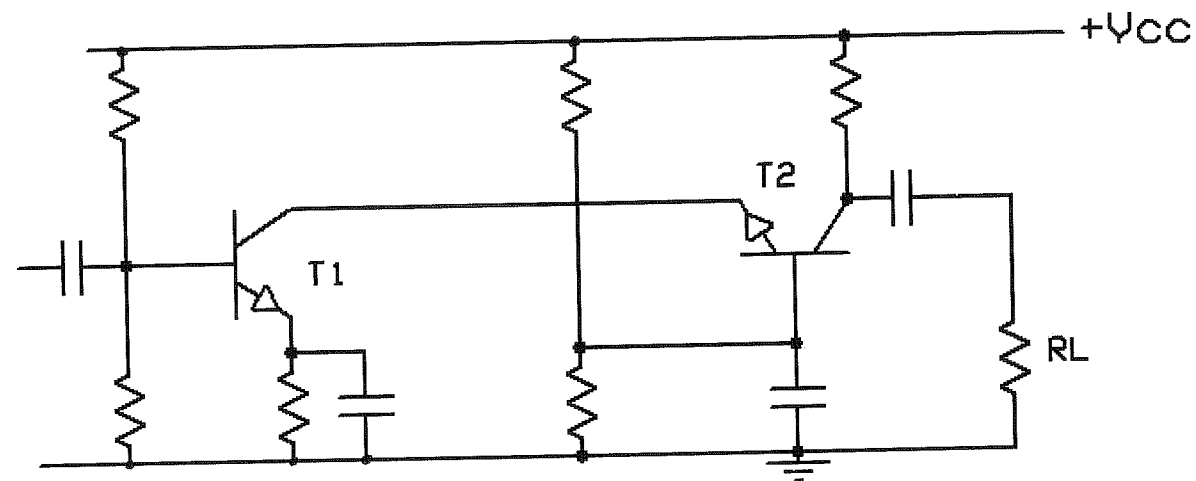
⇒

$A_v = -g_m R_L$	$Z_i = h_{11e}$
------------------	-----------------

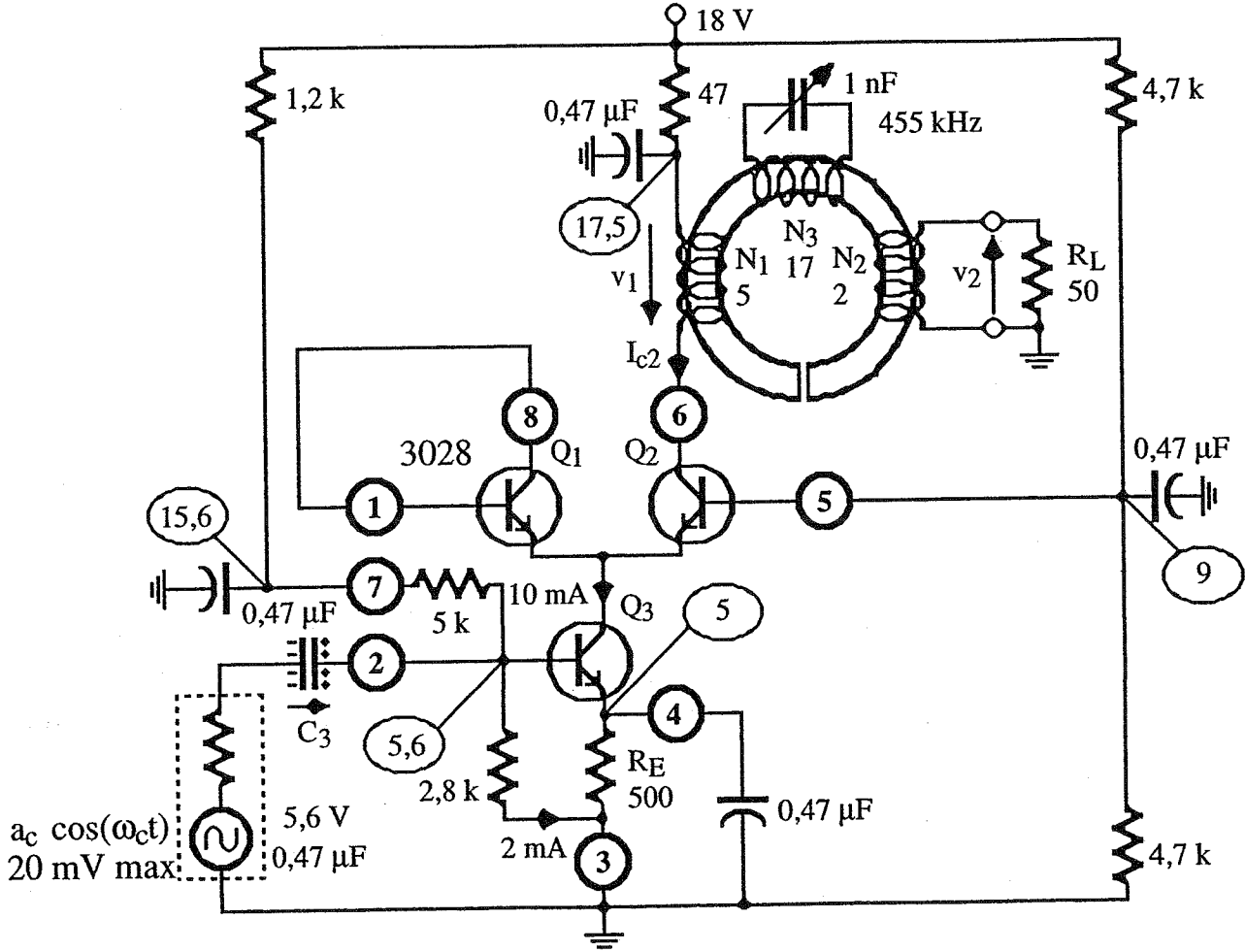
en HF pas d'effet Miller sur T₂
 très peu d'effet Miller sur T₁ à cause de son faible gain en tension (-1)
 capacité Miller de T₁ : $C_M = 2C_{b'c} \ll g_m R_L C_{b'c}$

Le comportement en fréquence de ce montage se rapproche de celui du montage BC, tout en bénéficiant de la bonne résistance d'entrée de l'étage EC.

Exemple de montage complet :

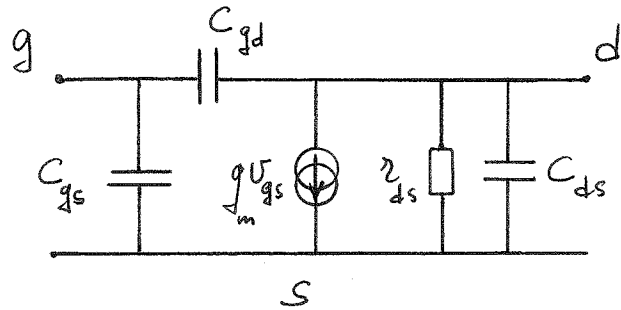


**Amplificateur cascode utilisant un circuit intégré 3028
(Q₁, Q₂, Q₃)**



FET EN HF

Schéma équivalent
en régime de petits
signaux alternatifs :



Ordres de grandeur pour un FET faible puissance

$$r_{ds} \approx \begin{matrix} 0,1 \text{ à } 1 \text{ M}\Omega & \text{pour les JFET} \\ 1 \text{ à } 50 \text{ k}\Omega & \text{pour les MOS} \end{matrix}$$

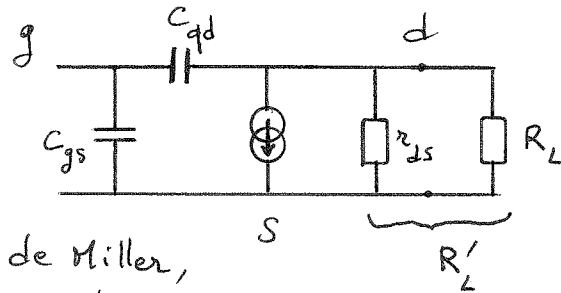
$$C_{gs}, C_{gd} \approx 1 \text{ à } 10 \text{ pF}$$

$$C_{ds} \approx 0,1 \text{ à } 1 \text{ pF (souvent négligeable)}$$

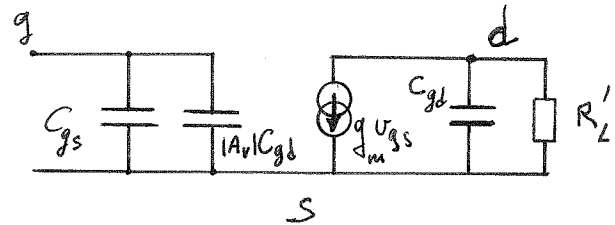
$$g_{mo} \sim 5 \text{ mA/V}$$

L'impédance d'entrée du FET (entre grille et source) est essentiellement CAPACITIVE -

Exemple : montage SC



ou bien en utilisant le théorème de Miller,



$$\text{avec } A_v = \frac{V_{ds}}{V_{gs}}$$

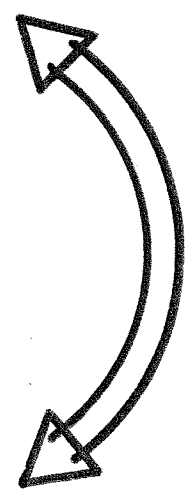
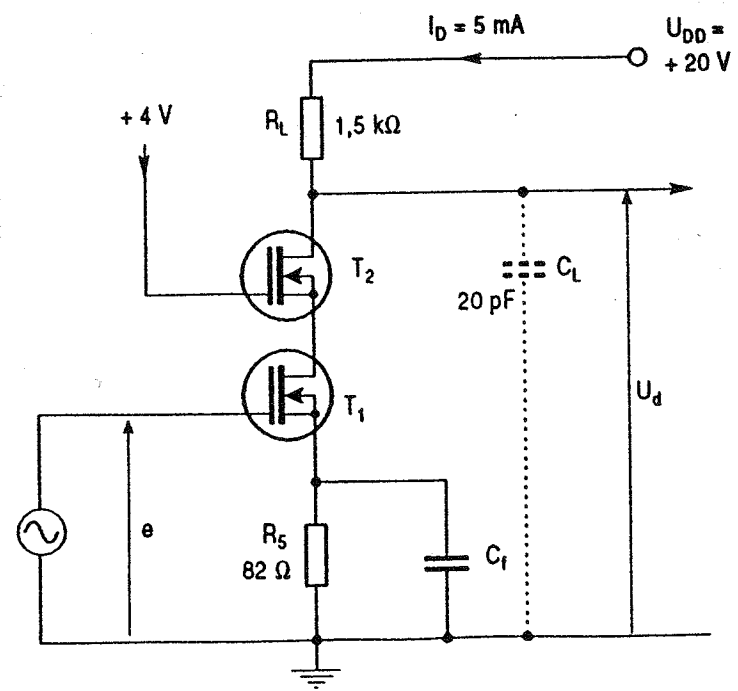
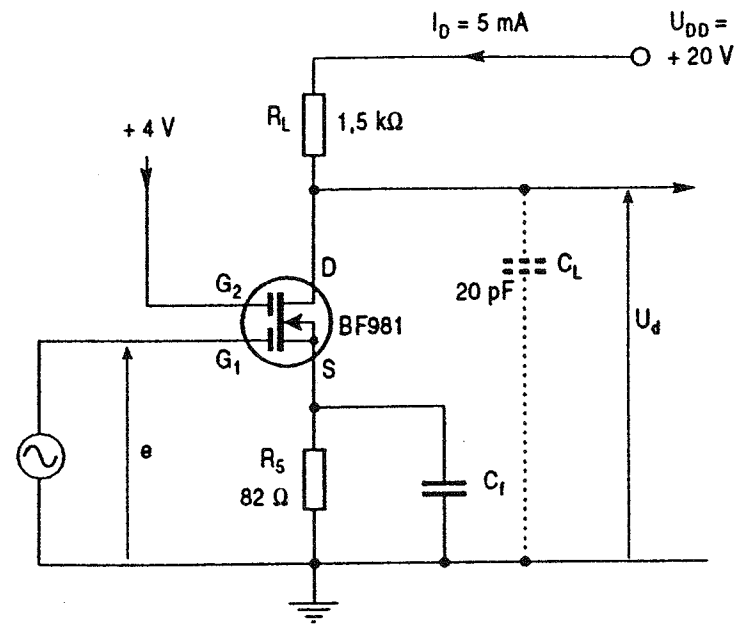
$$\text{et } |A_v| \gg 1$$

$$\text{Pour } \omega \text{ tel que } R'_L C_{gd} \omega \ll 1 \quad A_v \approx -g_m R'_L$$

D'où l'admittance d'entrée

$$Y_i = jC_i \omega \quad \text{avec} \quad C_i \approx C_{gs} + g_m R'_L C_{gd}$$

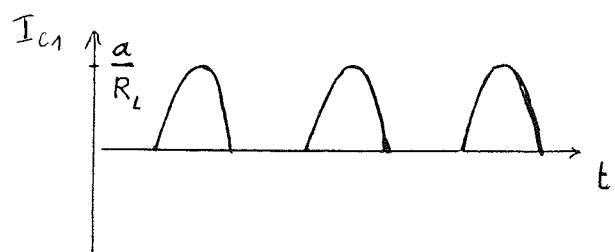
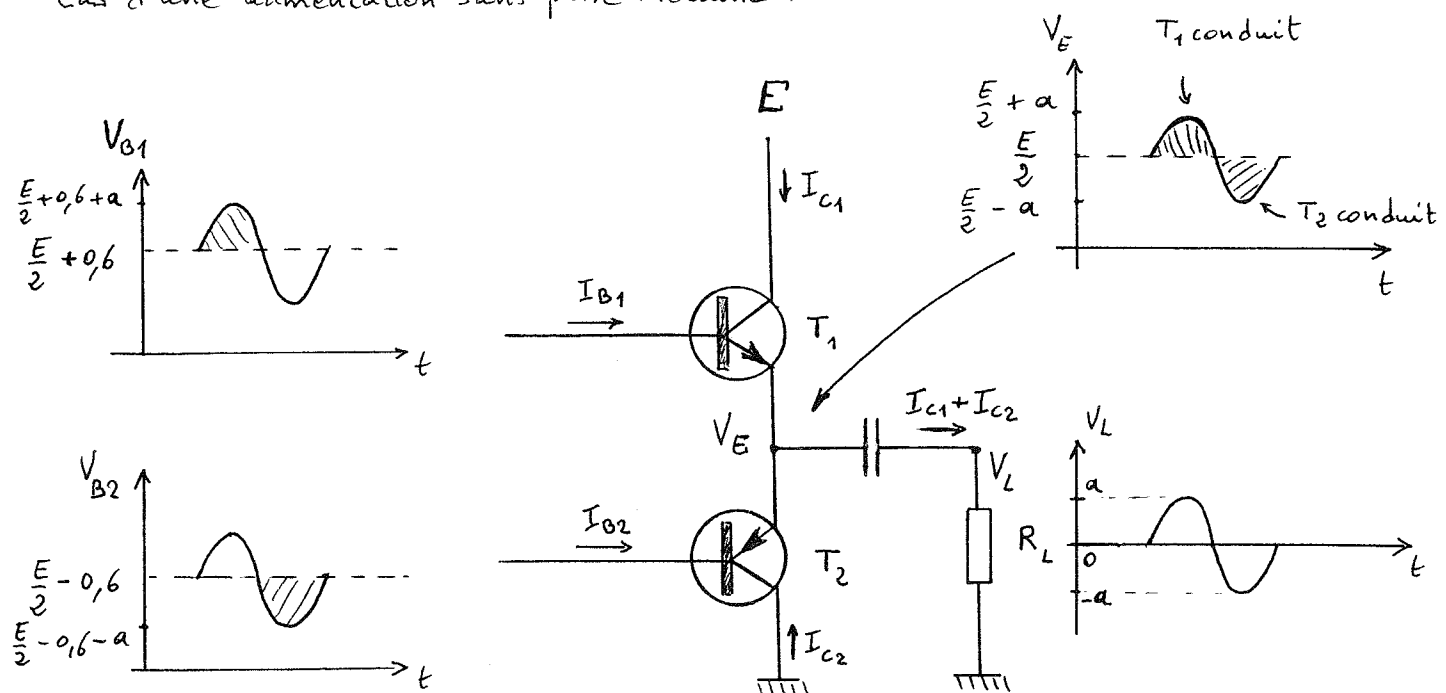
MOS double grille = MOS en configuration cascode



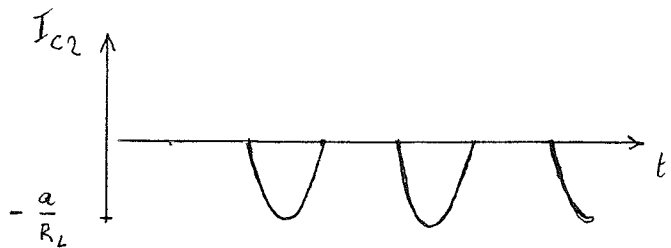
RENDEMENT D'UN ÉTAGE CLASSE B

Push-Pull CC : principe

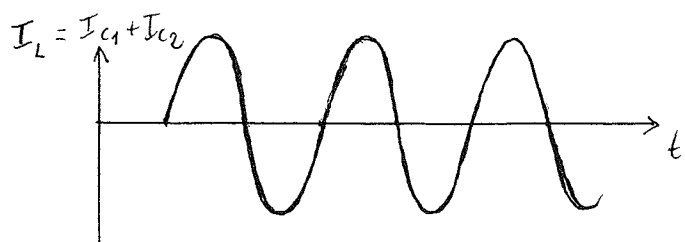
Cas d'une alimentation sans prise médiane.



T_1 conduit
 T_2 bloqué



T_1 bloqué
 T_2 conduit



Puissance dissipée dans la charge :

$$P_c = \frac{a^2}{2R_L} = P_u$$

Puissance fournie par l'alimentation :

$$P_A = E \cdot \langle I_{c1} \rangle = \frac{E}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{a}{R_L} \sin \omega t dt$$

$$\Rightarrow P_A = \frac{Ea}{\pi R_L}$$

d'où le RENDEMENT

$$\eta = \frac{\pi a}{2 E}$$

maximal pour

$$a = a_{\max} = \frac{E}{2}$$

$$\eta_{\max} = \frac{\pi}{4}$$

$$\eta_{\max} \approx 78\%$$

Puissance dissipée dans chaque transistor :

$$P_{1T} = \frac{1}{2} (P_A - P_u)$$
$$\Rightarrow P_{1T} = \frac{a}{2R_L} \left(\frac{E}{\pi} - \frac{a}{2} \right)$$

P_{1T} est maximale pour une amplitude a_1 telle que

$$\frac{dP_{1T}}{da} = \frac{1}{2R_L} \left(\frac{E}{\pi} - a \right) = 0 \Rightarrow a_1 = \frac{E}{\pi} = \frac{2}{\pi} a_{\max} \text{ ou } a_1 \approx 0,64 a_{\max}$$

Alors $P_{1T\max} = \frac{E^2}{4\pi^2 R_L}$ que l'on peut exprimer en fonction de la puissance utile maximale $P_{u\max} = \frac{E^2}{8R_L}$

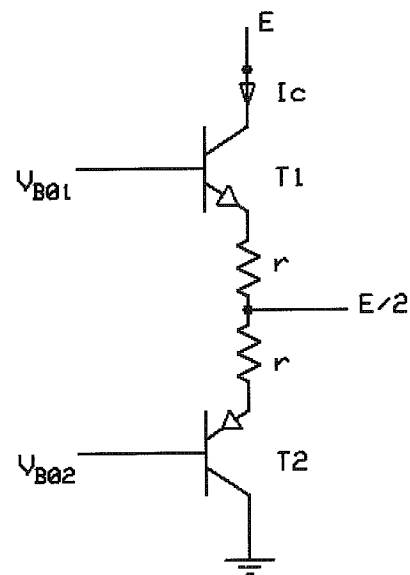
$$P_{1T\max} = \frac{2}{\pi^2} P_{u\max} \text{ ou}$$

$$P_{1T\max} \approx \frac{P_{u\max}}{5}$$

AMPLIFICATION CLASSE B

STABILITE THERMIQUE

La stabilité thermique d'un étage push-pull émetteurs suiveurs est assurée par deux petites résistances de contre-réaction placées dans les émetteurs.



Au repos, supposons V_{B01} et V_{B02} constantes (tensions de polarisation) et T_1 et T_2 à la même température θ .

Principe : θ augmente $\Rightarrow I_C$ augmente $\Rightarrow |V_{BE}|$ diminue $\Rightarrow I_C$ diminue.

Essayons d'évaluer la variation ΔI_C du courant de collecteur provoqué par une variation $\Delta \theta_j$ de la température de jonction dans un tel circuit.

Par exemple, pour T_1 :

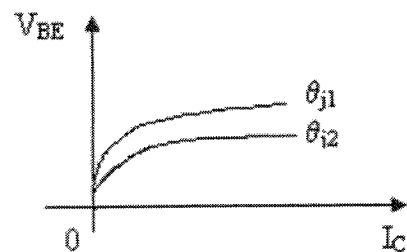
$$dV_{BE} + r dI_C = 0$$

puisque V_{B01} , V_{B02} et $E/2$ sont des constantes.

D'autre part, V_{BE} dépend de la température et du courant de collecteur. On peut donc écrire :

$$dV_{BE} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_C} dI_C + \frac{\partial V_{BE}}{\partial \theta_j} d\theta_j$$

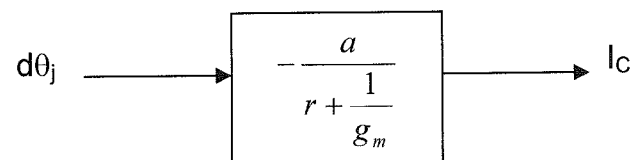
avec $\frac{\partial V_{BE}}{\partial I_C} = \frac{1}{g_m}$ et $\frac{\partial V_{BE}}{\partial \theta_j} = a \cong -2mV/K$



d'où finalement, en éliminant dV_{BE} :

$$dI_C = -\frac{a}{r + \frac{1}{g_m}} d\theta_j \quad (\text{équ.1})$$

relation de cause à effet que l'on peut représenter par le bloc diagramme suivant :

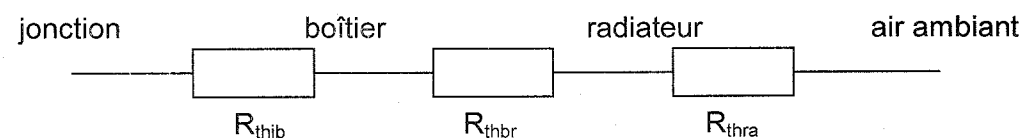


Par ailleurs, à l'équilibre thermique, la différence de température entre la jonction et l'air ambiant est proportionnelle à la puissance P dissipée dans la jonction. On écrit, par analogie avec la loi d'Ohm,

$$\theta_j - \theta_a = R_{thja}P \quad \text{et donc} \quad d\theta_j = R_{thja}dP \quad (\theta_a = \text{constante})$$

où R_{thja} est la résistance thermique entre la jonction et l'air ambiant.

Remarque : les résistances thermiques obéissent aux mêmes lois d'association que les résistances électriques. Par exemple :



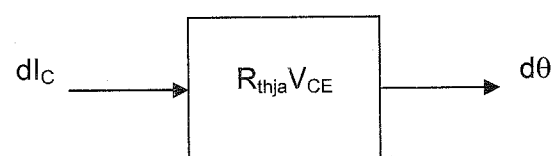
alors, $R_{thja} = R_{thjb} + R_{thbr} + R_{thra}$

D'autre part, on a $P = V_{CE}I_C \Rightarrow dP = V_{CE}dI_C + I_CdV_{CE}$ avec $dV_{CE} = -r dI_C$
 $\Rightarrow dP = (V_{CE} - rI_C)dI_C$

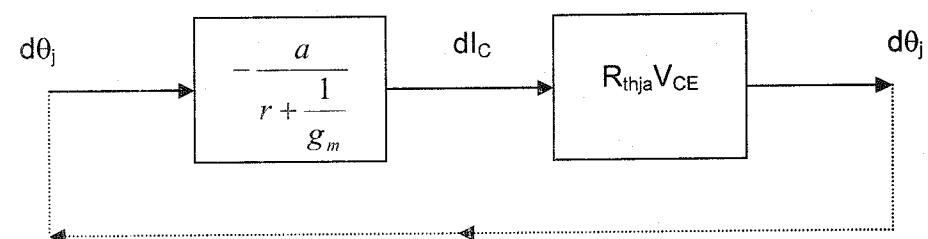
On doit, normalement, avoir $rI_C \ll V_{CE}$.

Alors il vient $dP \cong V_{CE}dI_C$ et $d\theta_j = R_{thja}V_{CE}dI_C$ (équ.2)

relation qui peut se représenter par le schéma bloc :



Les équations (1) et (2) peuvent finalement être représentées par le diagramme fonctionnel ci-dessous, qui met en évidence le caractère "bouclé" du système :



Le système est stable si le "gain" de la boucle ouverte est inférieur à 1

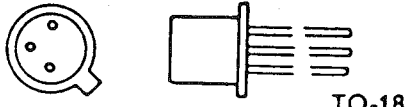
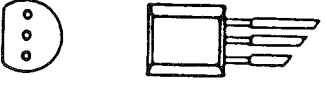
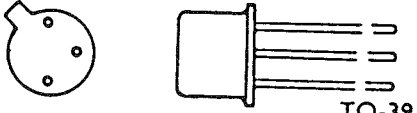
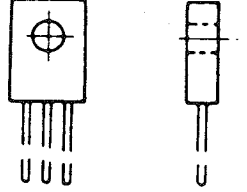
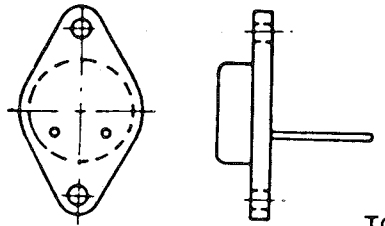
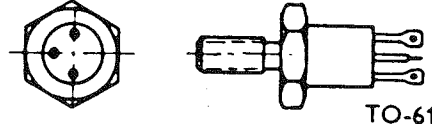
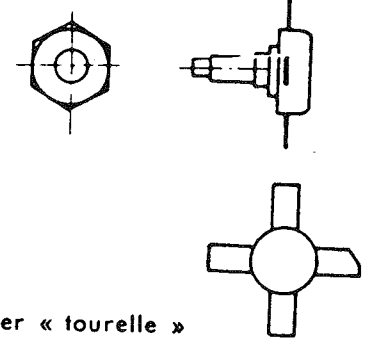
c'est-à-dire si $\frac{-aR_{thja}V_{CE}}{r + \frac{1}{g_m}} < 1$ ou $r > -aR_{thja}V_{CE} - \frac{1}{g_m}$

Avec $a \cong -2 \text{ mV/K}$ et $V_{CE} = E/2$ il vient $r < 10^{-3}R_{thja}E - 1/g_m$

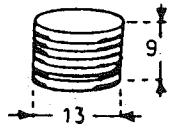
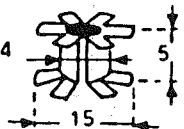
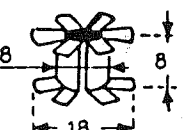
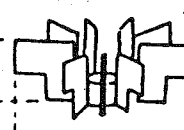
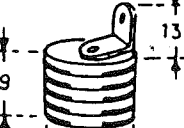
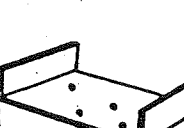
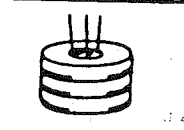
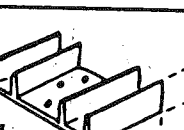
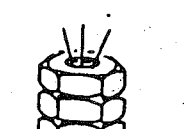
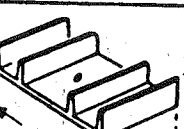
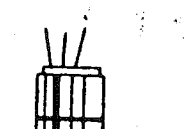
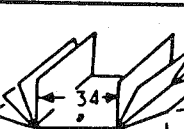
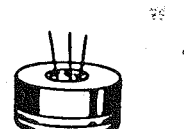
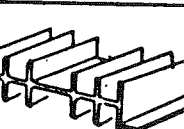
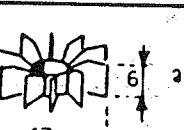
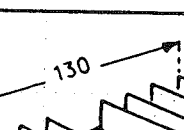

Par précaution, on prend

$$r > 10^{-3}R_{thja}E$$

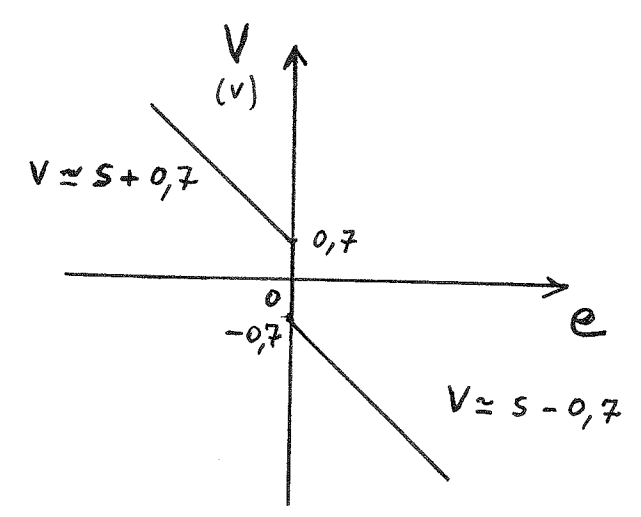
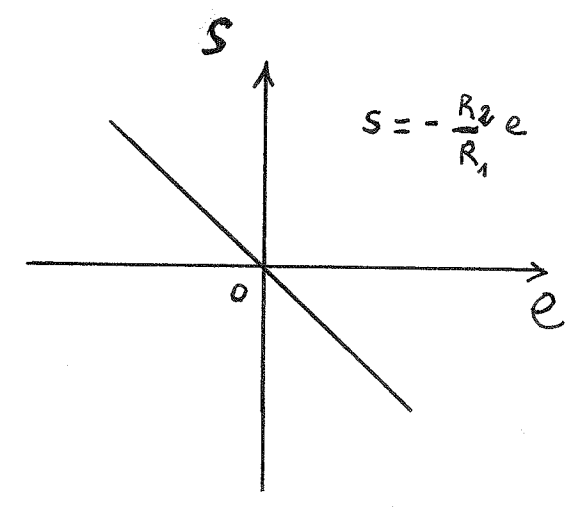
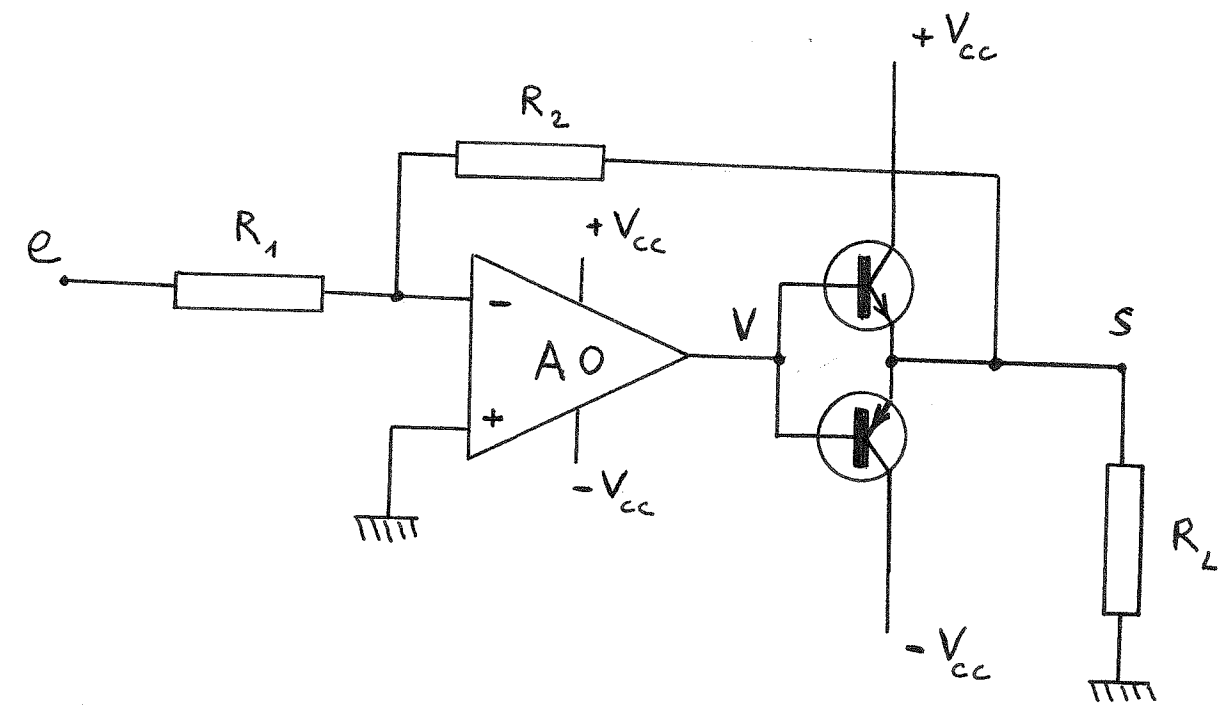
RESISTANCES THERMIQUES : BOITIERS

BOITIERS	Resist ther mique °C/W		DISSIPATION maximale W		
	R _{ja}	R _{jb}	T _b = 25°C	T _b variable	T _a = 25°C
 TO-18	500	150	1,2	T _b = 100°C 0,68	0,36
	250	170	-	T _b = 45°C 0,625	0,50
 TO-39	220	60	3,0	T _b = 100°C 1,7	0,80
 TO-126	100	10	10	T _b = 100°C 2,5	1,0
 TO-3	40	1,5	115	T _b = 100°C 67	4,4
 TO-61	-	10	-	T _b = 50°C 15	-
 boîtier « tourelle »	-	1,1	-	T _b = 100°C 90	-

RESISTANCES THERMIQUES : RADIATEURS

	<p>Aluminium anodisé 27°C/W T0-18</p>		<p>Cuivre anodisé noir 60°C/W T0-5</p>
	<p>Cuivre anodisé noir 60°C/W T0-18</p>		<p>Cuivre anodisé noir 33°C/W T0-5</p>
	<p>Aluminium anodisé 37°C/W T0-5</p>		<p>Aluminium peint noir 15°C/W T0-3</p>
	<p>Aluminium chromé 78°C/W T0-5</p>		<p>Aluminium peint noir 8°C/W T0-3</p>
	<p>Aluminium anodisé 60°C/W T0-5</p>		<p>Aluminium peint noir 8°C/W Diodes 10 A</p>
	<p>Aluminium anodisé 50°C/W T0-5</p>		<p>Aluminium anodisé noir 4,2°C/W T0-3</p>
	<p>Aluminium anodisé 40°C/W T0-5</p>		<p>Aluminium anodisé noir 4°C/W T0-3</p>
	<p>Cuivre anodisé noir 60°C/W T0-5</p>		<p>Aluminium anodisé noir 2°C/W T0-3</p>
	<p>Cuivre anodisé noir 33°C/W T0-5</p>		

AMPLI CLASSE B

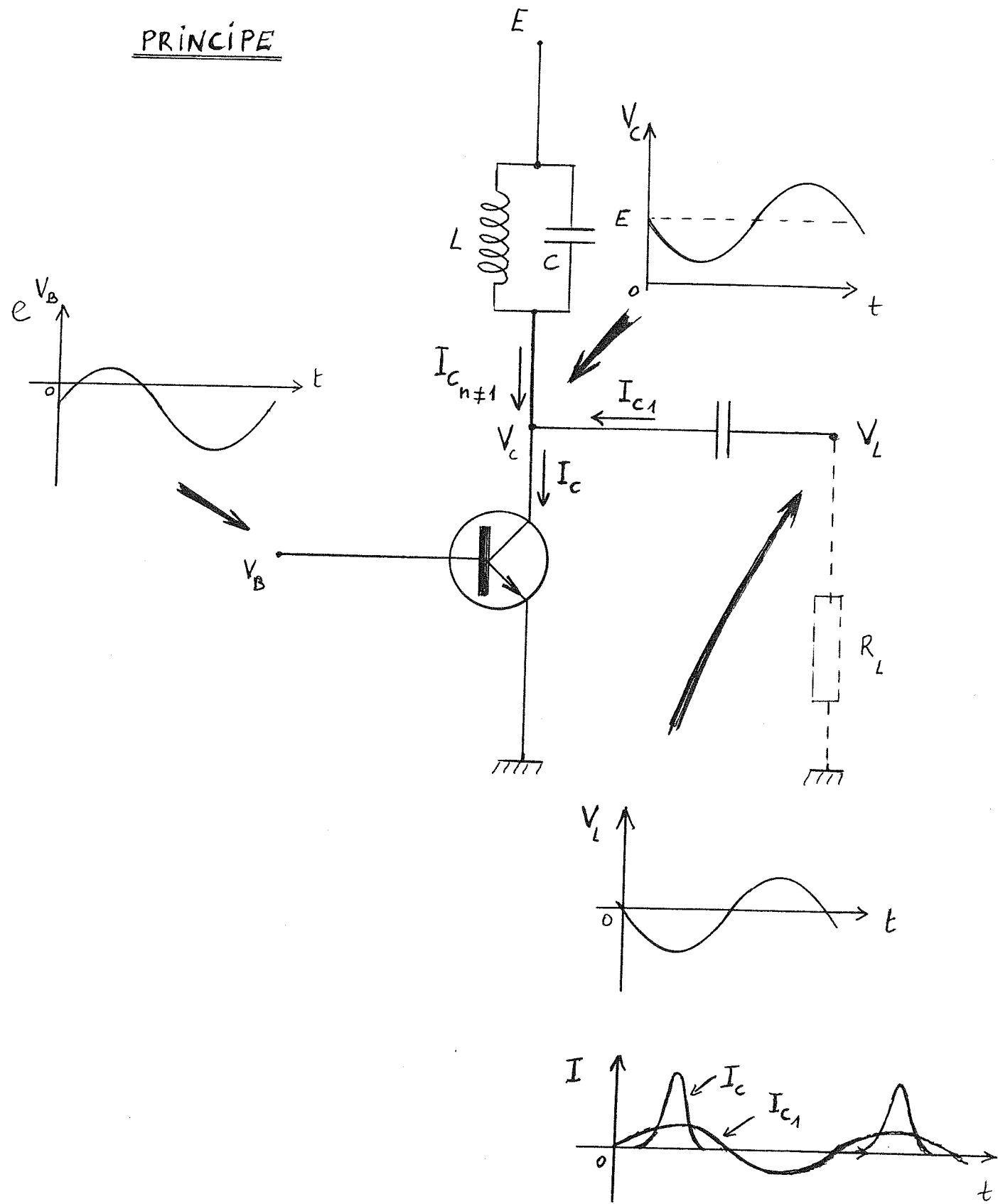


$$s = -\frac{R_2}{R_1} e$$

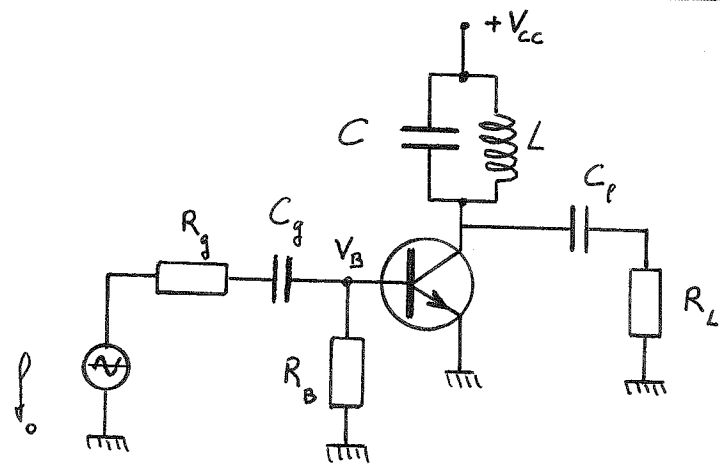
$$V = S + V_{BE}$$

ÉTAGE CLASSE C

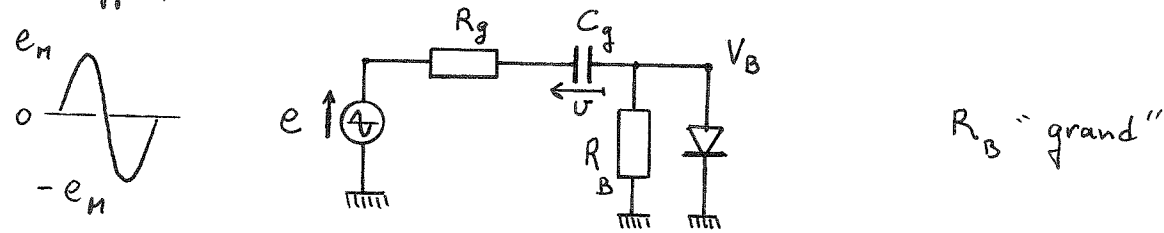
PRINCIPE



ETAGE CLASSE C : EXEMPLE DE CIRCUIT DE POLARISATION



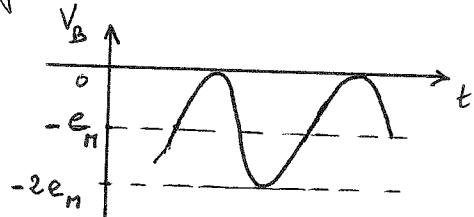
Les variations de V_B ne se font pas autour du point de repos $V_B = 0$.
En effet, le circuit d'entrée constitue un circuit "CLAMPING":



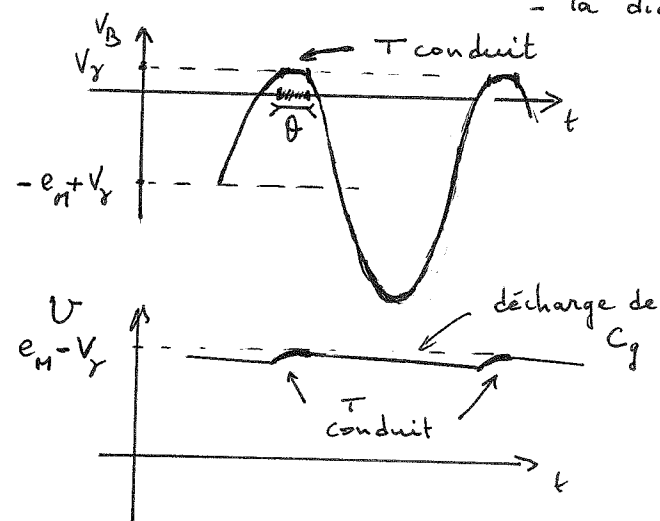
Principe : si on néglige l'effet de R_B et si on suppose la diode idéale, C_g se charge sous la tension e_M et ne se décharge pas \Rightarrow "CLAMPING A ZÉRO"

$$e = V + V_B = e_M + V_B \quad \text{ou} \quad \underline{V_B = e - e_M}$$

En régime établi,
T ne conduit jamais



En réalité - R_B permet la décharge de C_g
- la diode a un "seuil de conduction non nul"
 $V_Y \approx 0,6V$



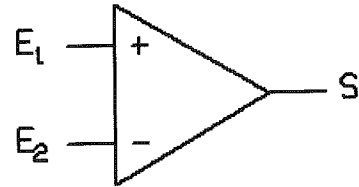
On obtient ainsi des rendements compris entre
78% ($\theta \approx \frac{\pi}{2}$)
et 100% ($\theta \rightarrow 0$)

ETAGES DIFFERENTIELS

PRINCIPE

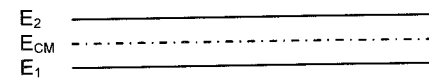
- Définitions

Deux entrées
Une ou deux sorties.



On définit

la tension d'entrée différentielle $\varepsilon = E_1 - E_2$



la tension d'entrée en mode commun $E_{CM} = \frac{E_1 + E_2}{2}$

$$E_{CM} = \frac{E_1 + E_2}{2}$$



- Principe

Au repos :

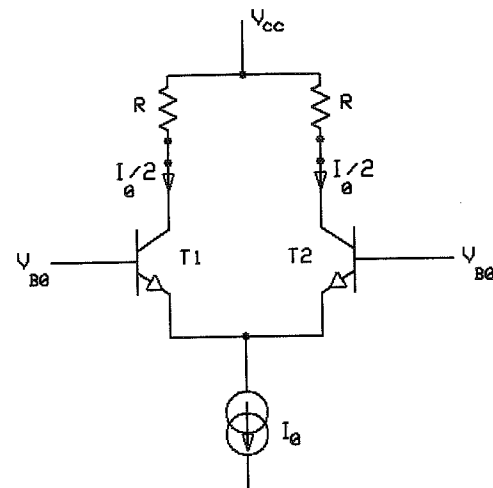
$V_{B1} = V_{B2} = V_{B0}$ est la tension d'entrée en mode commun.

I_0 est le "courant de traînée"

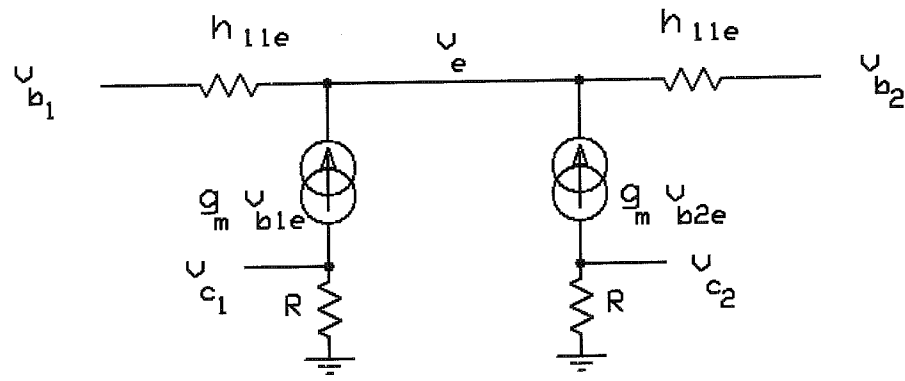
$I_{B0} = I_0/2\beta$ est le courant de polarisation d'entrée (courant de base des transistors). En régime normal, il est indépendant de la tension V_{B0} .

Si on s'écarte un peu du point de repos, on peut écrire

$$\begin{aligned} V_{B1} &= V_{B0} + v_{b1} & V_{B2} &= V_{B0} + v_{b2} \\ I_{B1} &= I_{B0} + i_{b1} & I_{B2} &= I_{B0} + i_{b2} \\ I_{C1} &= I_0/2 + i_{c1} & I_{C2} &= I_0/2 + i_{c2} \end{aligned}$$



les petites variations étant données par le schéma de perturbations simplifié suivant :



et on peut écrire : $v_{c1} = -g_m R v_{b1e}$ $v_{c2} = -g_m R v_{b2e}$
 $\Rightarrow v_{c1} - v_{c2} = -g_m R (v_{b1} - v_{b2})$
ou encore, les composantes de mode commun s'éliminant,

$$\boxed{V_{C1} - V_{C2} = -g_m R (V_{B1} - V_{B2})} \quad (\text{sortie différentielle})$$

De plus, comme on a toujours $i_{c1} = -i_{c2}$ il vient aussi

$$i_{b1} = -i_{b2} \quad v_{b1e} = -v_{b2e} \quad \text{et } v_{c1} = -v_{c2}$$

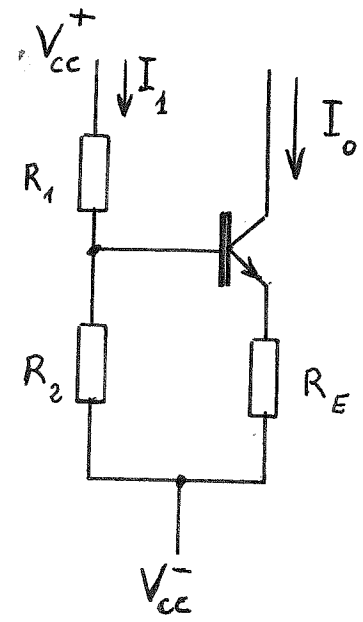
d'où les tensions de sortie asymétriques :

$$\boxed{v_{c1} = -\frac{g_m R}{2} (V_{b1} - V_{b2})}$$

$$\boxed{v_{c2} = \frac{g_m R}{2} (V_{b1} - V_{b2})}$$

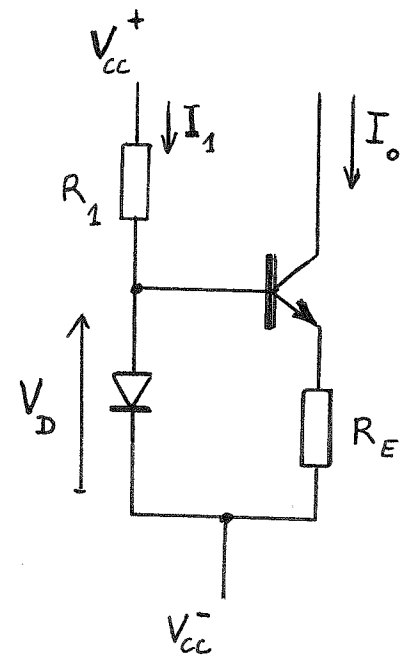
On peut évidemment réaliser un tel étage avec des transistors à effet de champ : le schéma équivalent est alors encore simplifié, puisque $h_{11e} \rightarrow \infty$.

GENERATEURS de COURANT

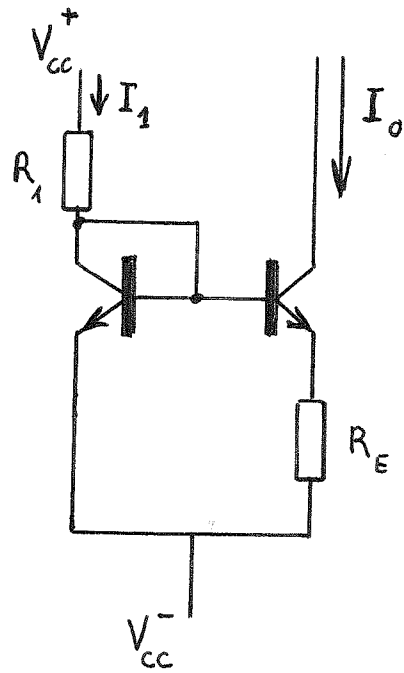


$$I_o \approx \frac{R_2 I_1 - V_{BE}}{R_E} \approx C^{te}$$

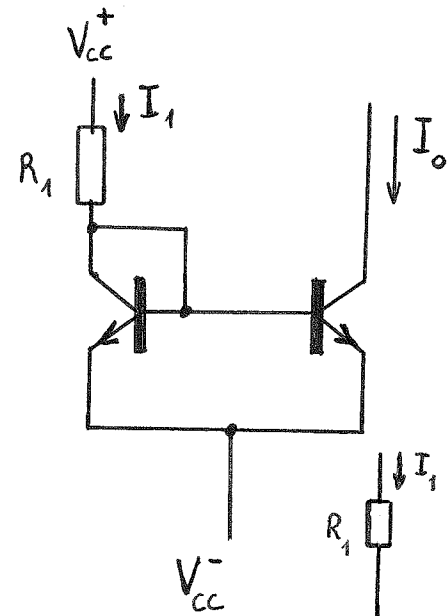
si $R_E I_o > 1V$



$$I_o \approx \frac{V_D - V_{BE}}{R_E}$$



$$I_o \approx \frac{V_T}{R_E} \ln \frac{I_1}{I_o} \quad \text{avec } V_T \approx \frac{kT}{q}$$

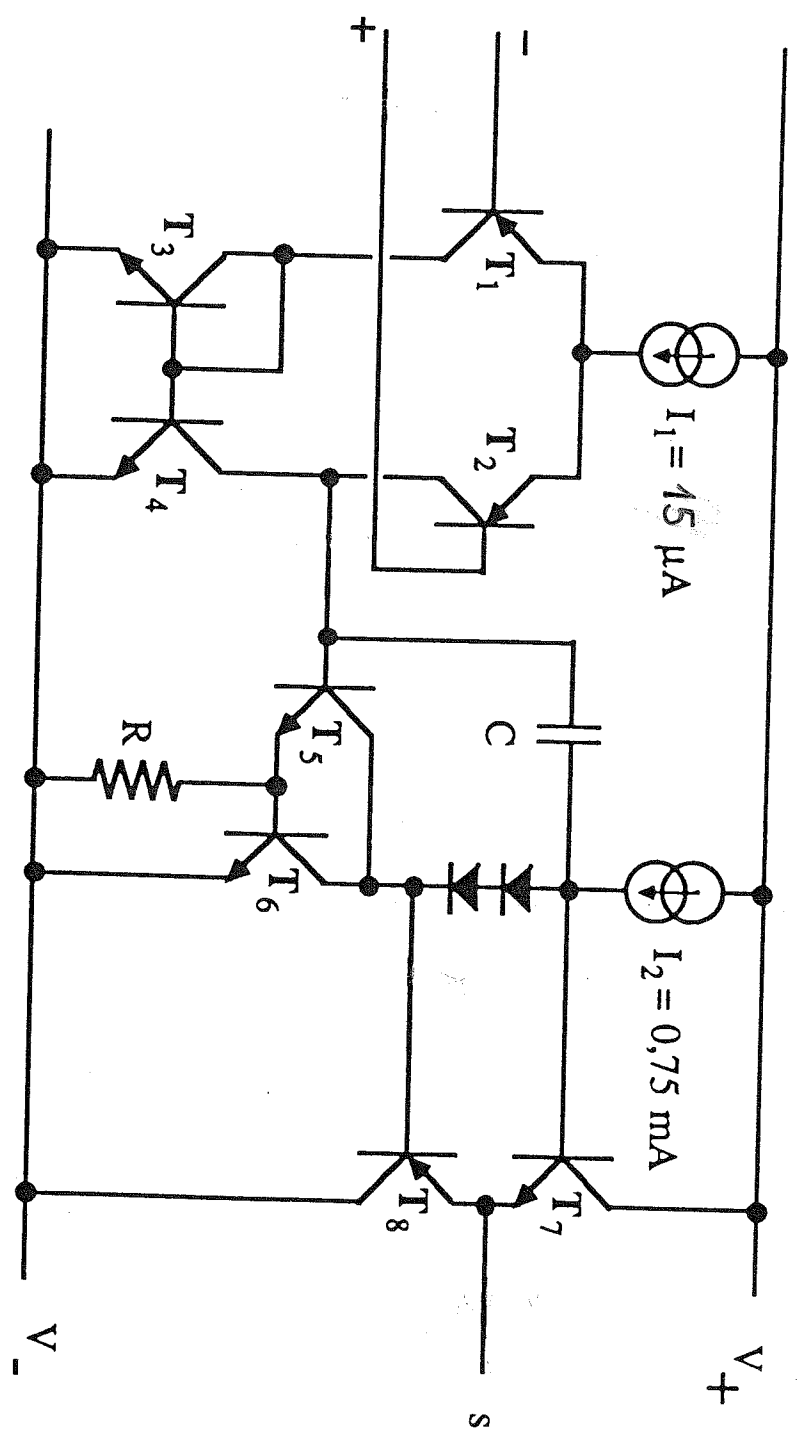


$$I_o = I_1$$

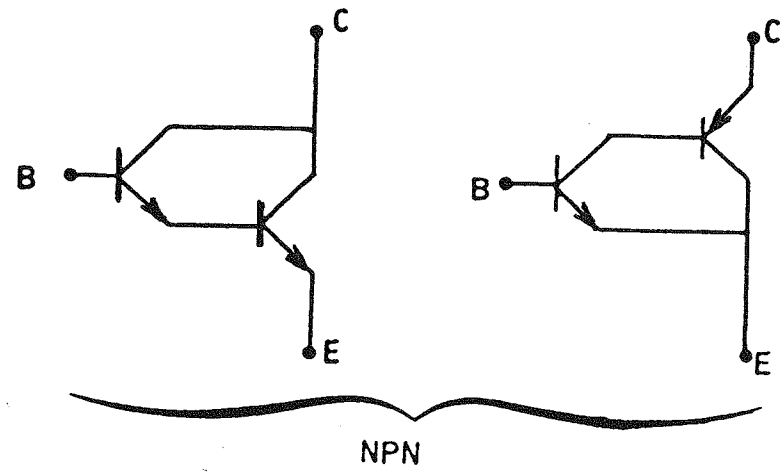
Miroirs de courant

PRINCIPE D'UN AMPLI OP

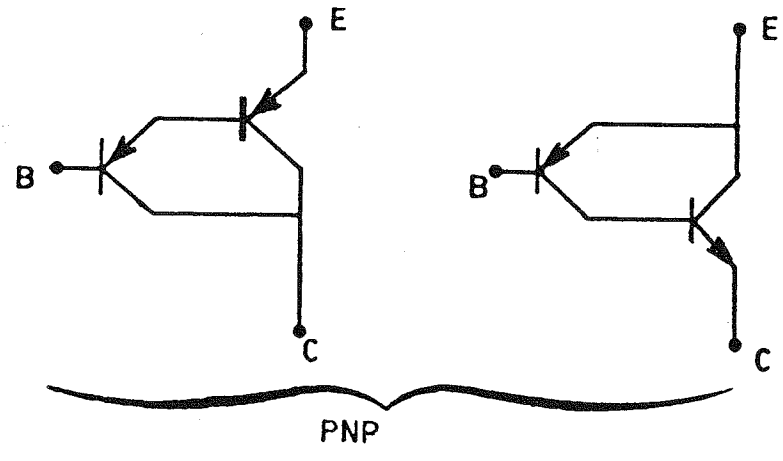
Type 741



DARLINGTON

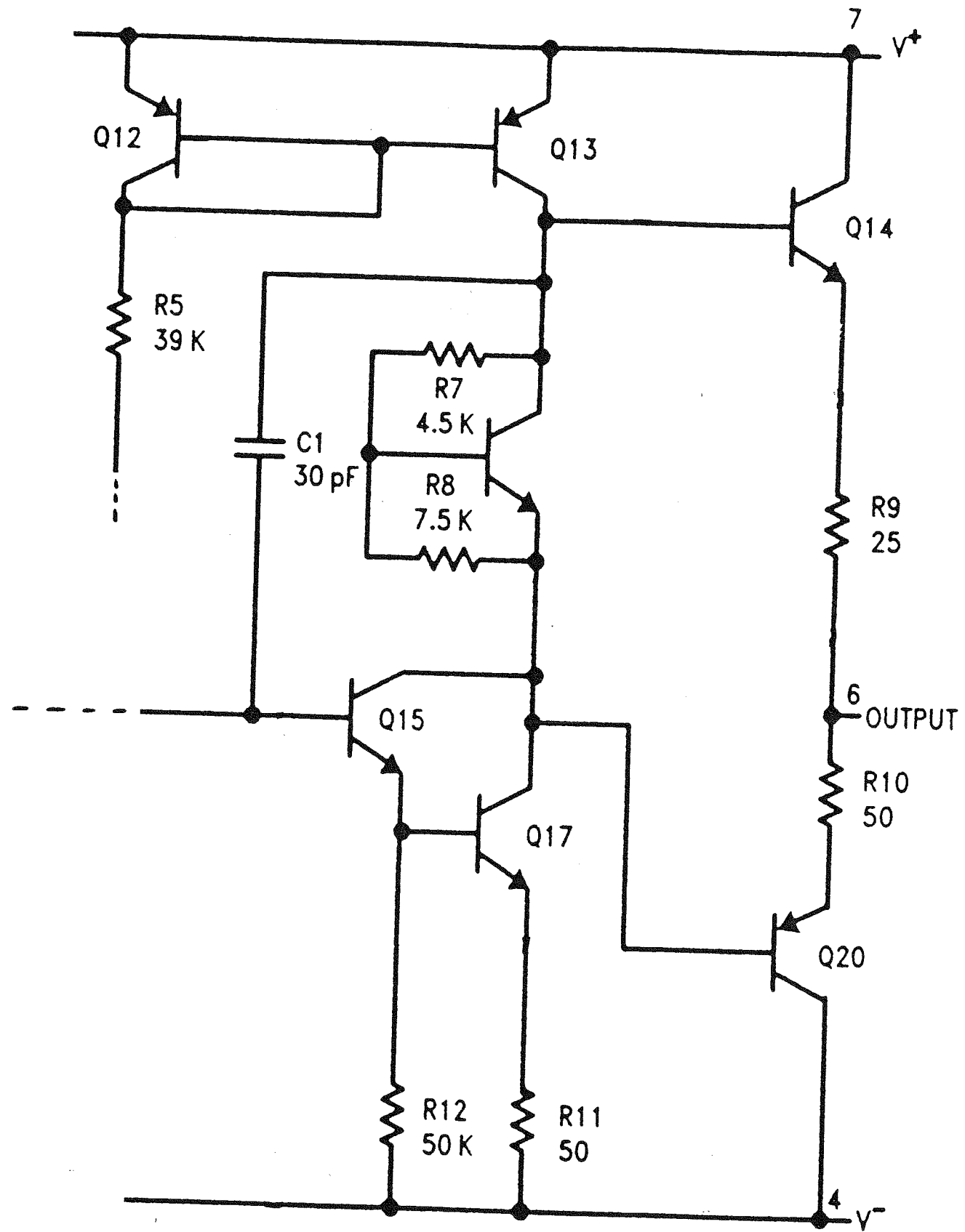


NPN

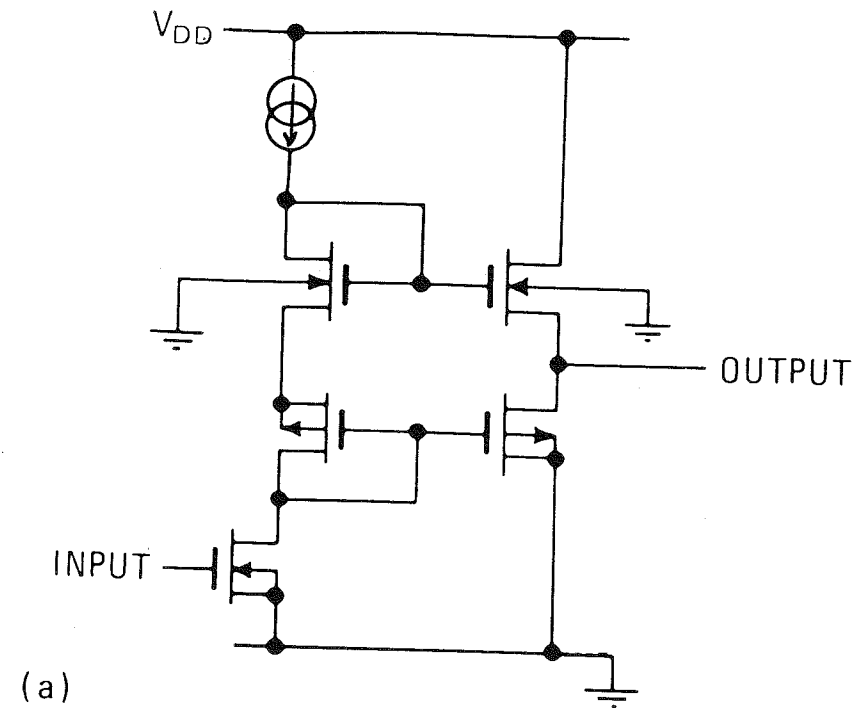


PNP

AMPLI OP : ÉTAGE DE SORTIE

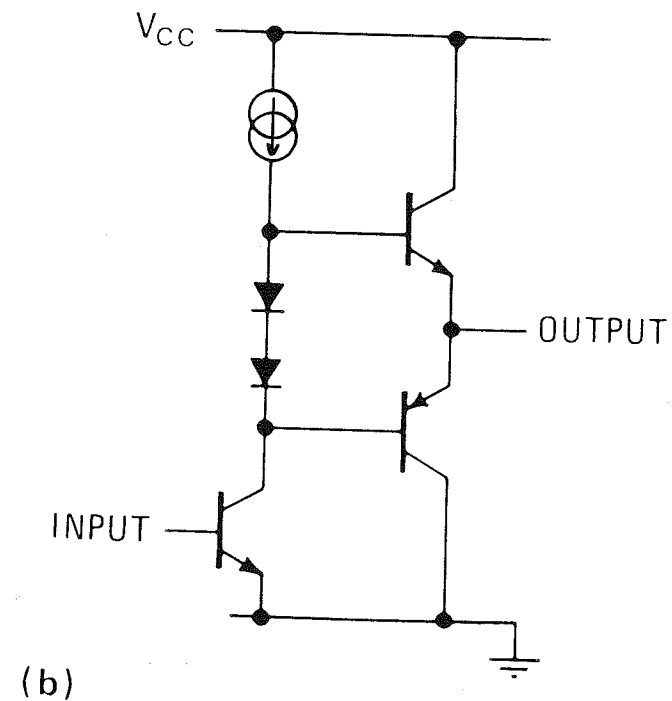


ÉTAGE DE SORTIE CMOS



Analogous. The MOS output stage (a) is equivalent to the bipolar circuit (b).

In the former, the quiescent current is set by the ratio of gate widths of the output and diode-connected devices. Adjusting device sizes also adjusts the MOS transistors' output impedances.





LM741/LM741A/LM741C/LM741E Operational Amplifier

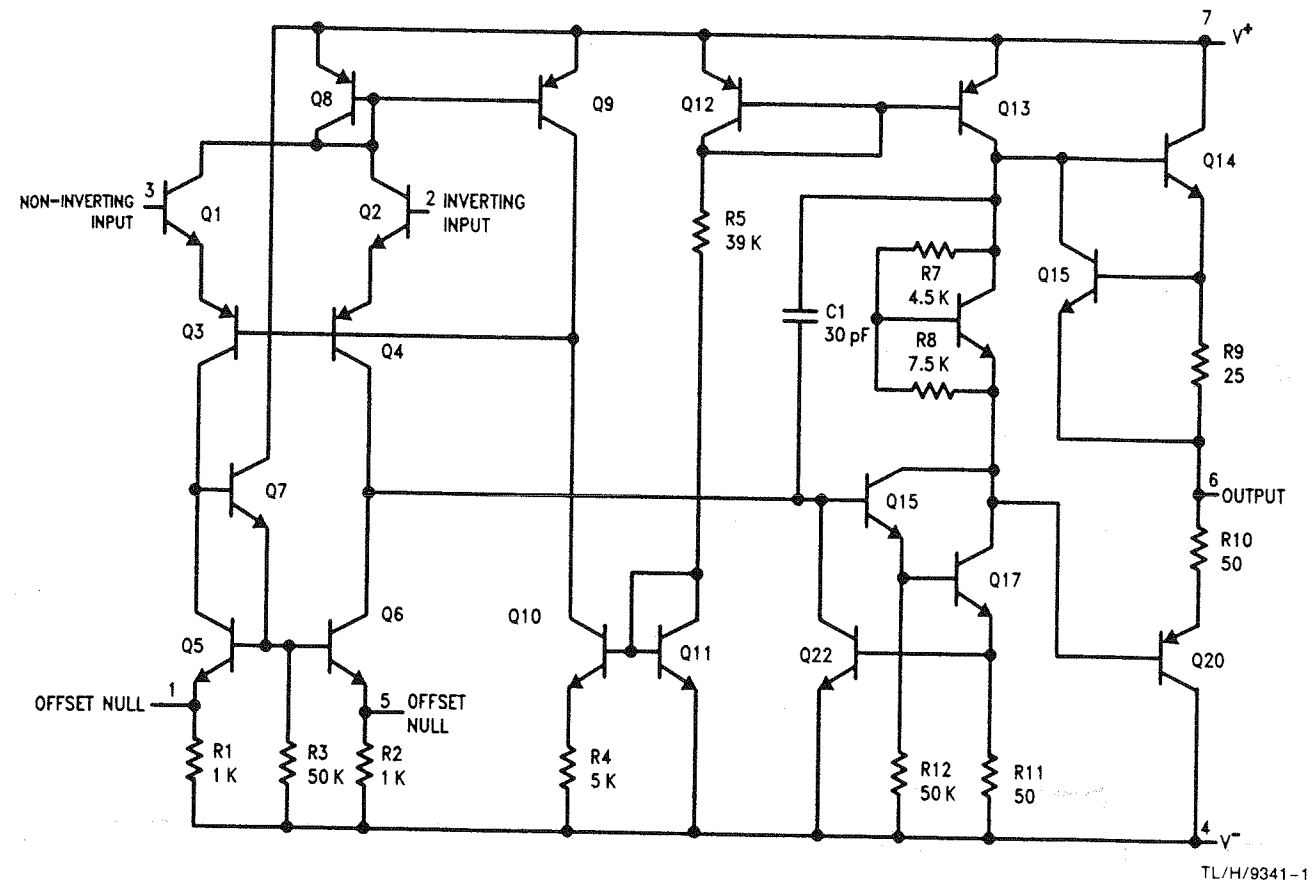
General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications. The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and

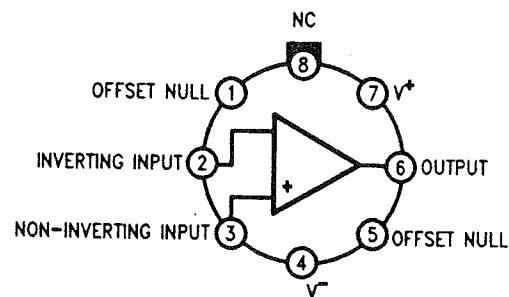
output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

Schematic and Connection Diagrams (Top Views)

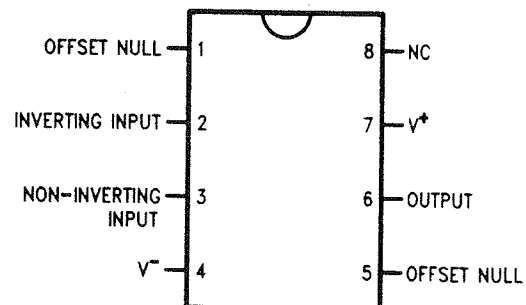


Metal Can Package



Order Number LM741H, LM741AH,
LM741CH or LM741EH
See NS Package Number H08C

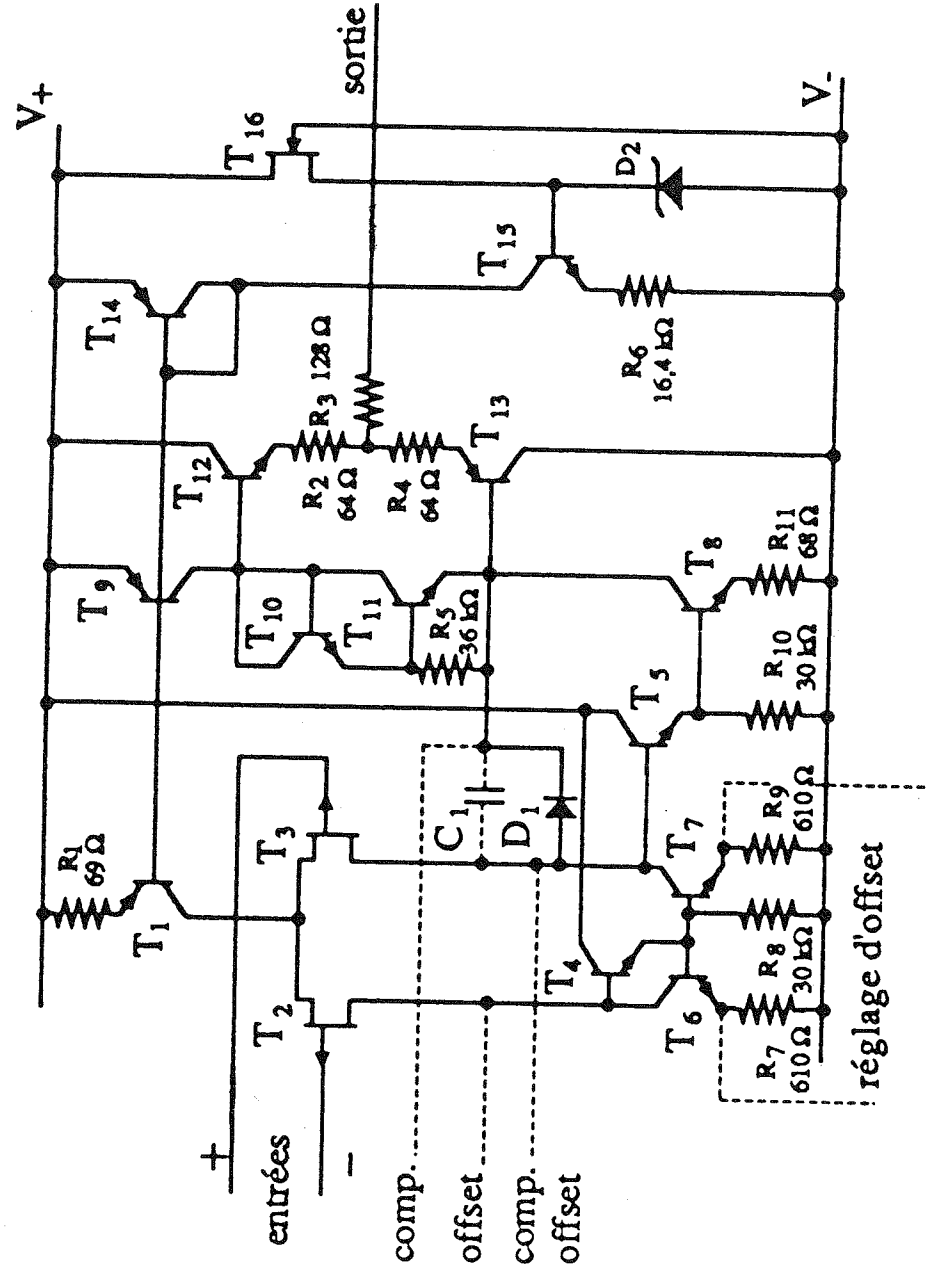
Dual-In-Line or S.O. Package



Order Number LM741CJ, LM741CM,
LM741CN or LM741EN
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

LM741/LM741A/LM741C/LM741E

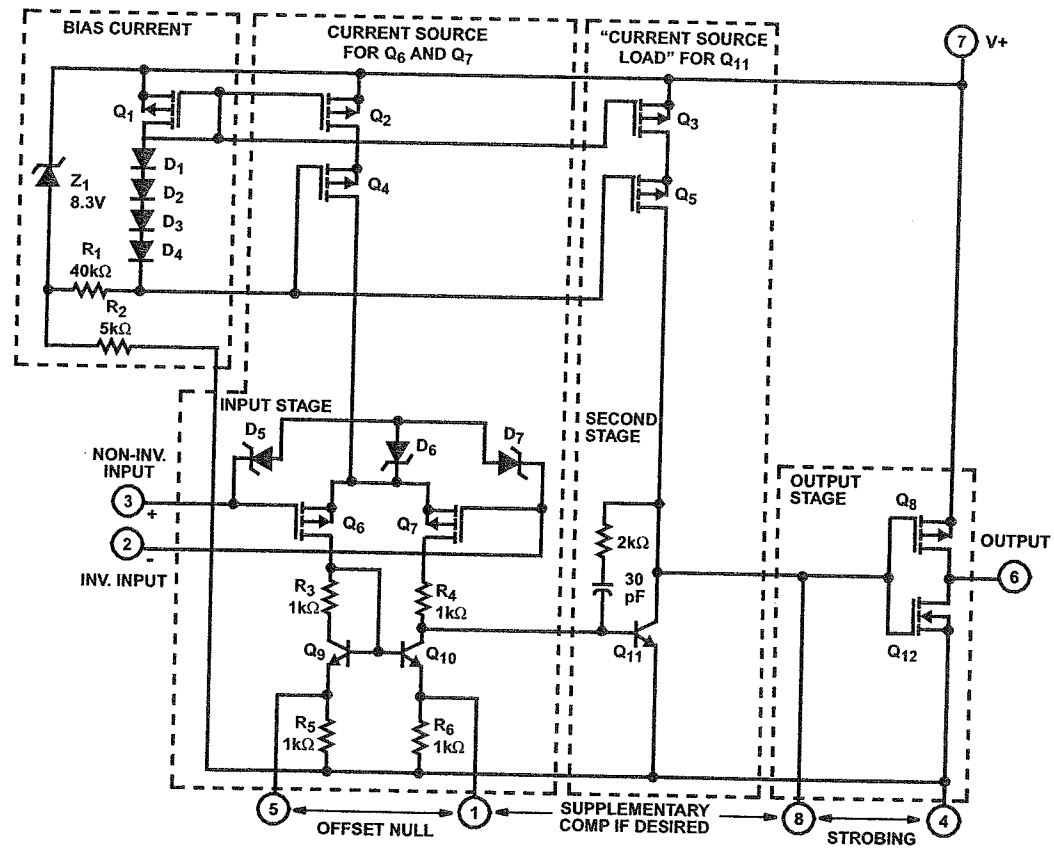
TL080 (BIFET)



4MHz, BiMOS Operational Amplifier with
MOSFET Input/CMOS Output

CA3160, CA3160A

Schematic Diagram



NOTE: Diodes D₅ Through D₇ Provide Gate Oxide Protection For MOSFET Input Stage.

2ème PARTIE

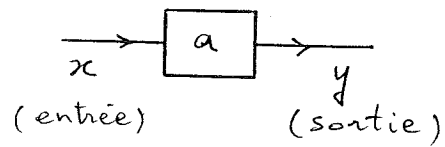
CONTRE-REACTION

CONTRE RÉACTION : DIAGRAMMES FONCTIONNELS

REPRÉSENTATION PAR SCHÉMAS BLOCS

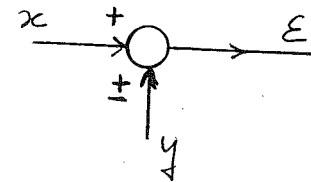
Un produit $y = ax$ est représenté

par le bloc :

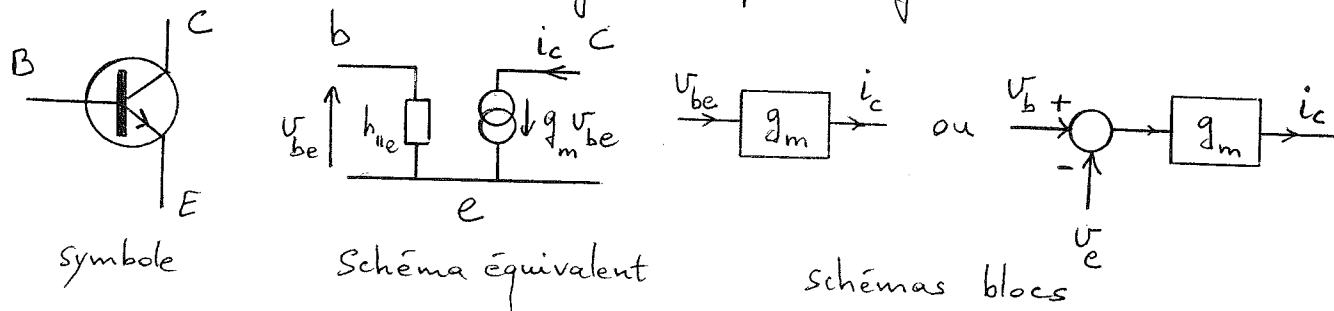


Une somme $E = x \pm y$ est représentée

par le bloc :

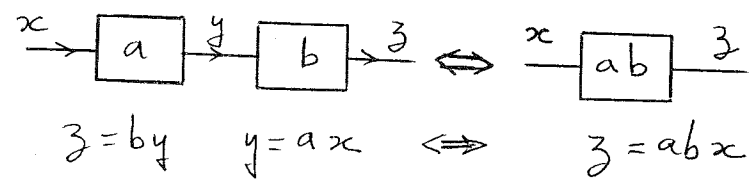


Exemple : transistor en régime de petits signaux

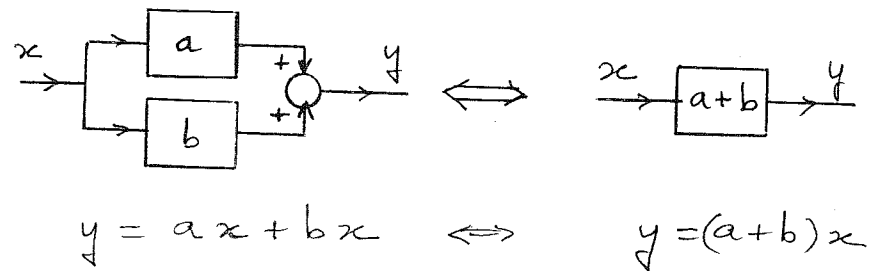


ASSOCIATION DES BLOCS

- en cascade (série)



- en parallèle



REPRÉSENTATION DES SYSTÈMES - MISE EN ÉQUATIONS SYSTÉMATIQUE

Il est commode de mettre en évidence les entrées et les sorties des différents blocs en écrivant systématiquement la grandeur de sortie à gauche, en fonction des grandeurs d'entrée - Chaque grandeur

d'entrée devient ensuite grandeur de sortie du bloc précédent ...
 d'où l'écriture quasi automatique du système complet.

Exemple : montage amplificateur à charge répartie

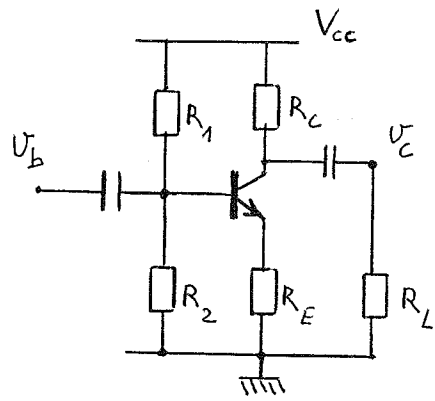
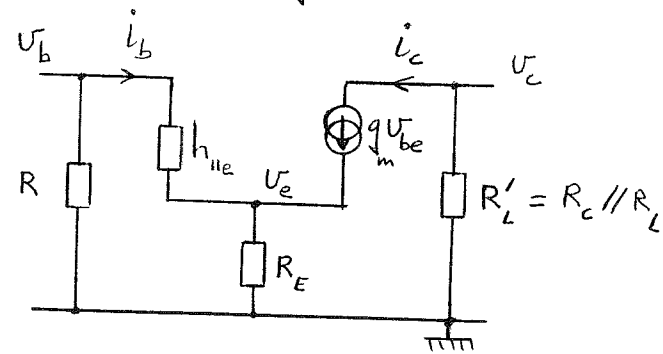


schéma complet



$$R = R_1 // R_2$$

schéma équivalent en régime de petits signaux alternatifs

écriture des équations

$$U_c = -R'_L i_c$$

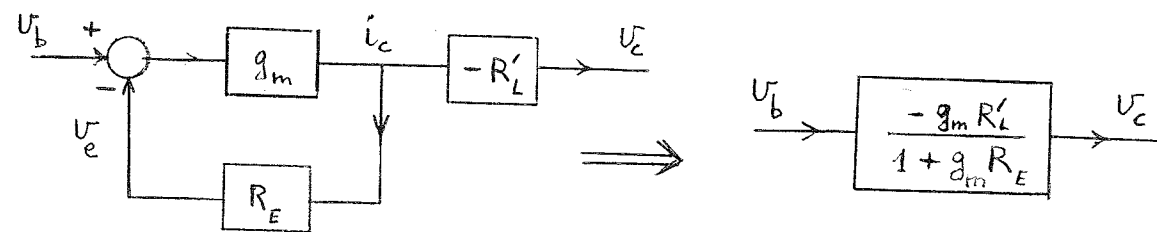
$$i_c = g_m (U_b - U_e)$$

$$U_e = R_E \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) i_c \approx R_E i_c$$

entrée : U_b

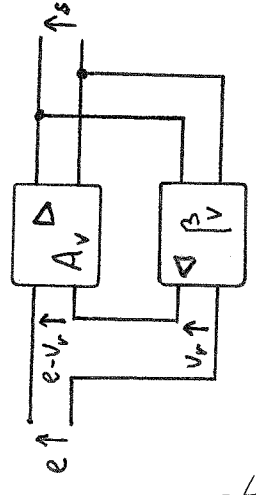
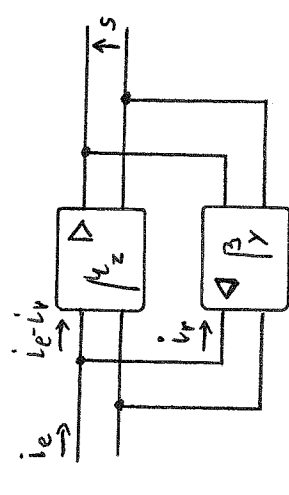
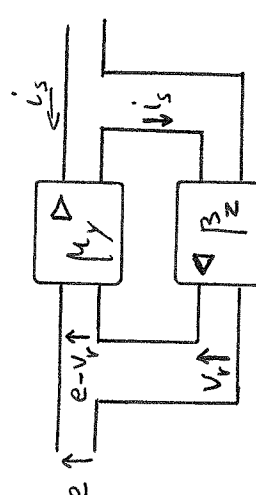
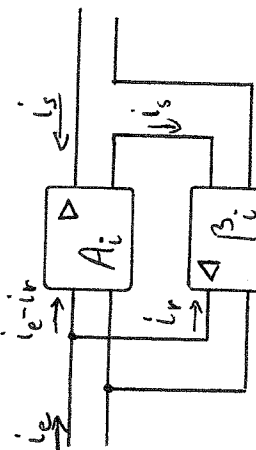
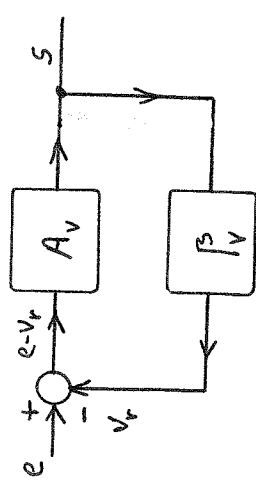
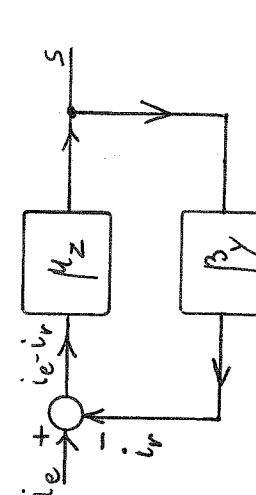
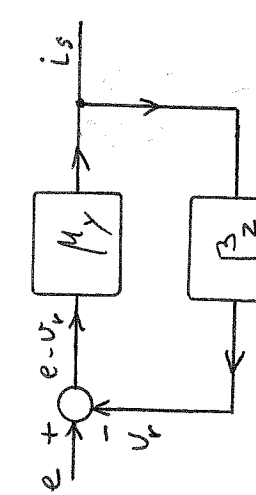
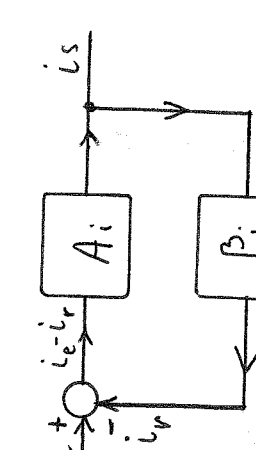
sortie : U_c

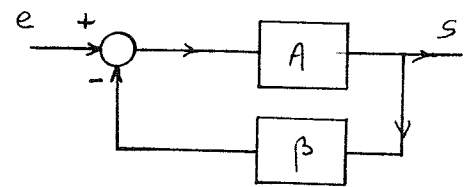
Représentation par schéma blocs (diagramme fonctionnel)



C.R.T.

C.R.C.

<p>CRT - série</p>  <p>A_v gains en tension β_v</p>	<p>CRT - //</p>  <p>μ_z impédance de transfert β_y admittance "</p>	<p>CRC - série</p>  <p>μ_y admittance de transfert β_z impédance "</p>	<p>CRC - //</p>  <p>A_i gains en courant β_i</p>
<p>CR Tension - Tension</p>  <p>$A_{vB} = \frac{A_v}{1 + \beta_v A_v}$</p>	<p>CR Tension - Courant</p>  <p>$\mu_{zB} = \frac{\mu_z}{1 + \beta_y \mu_z}$</p>	<p>CR Courant - Tension</p>  <p>$\mu_{yB} = \frac{\mu_y}{1 + \beta_z \mu_y}$</p>	<p>CR Courant - Courant</p>  <p>$A_{iB} = \frac{A_i}{1 + \beta_i A_i}$</p>



En boucle fermée $A_B = \frac{A}{1 + \beta A}$

$F = 1 + \beta A$ est le FACTEUR DE RÉACTION

DIMINUTION DE LA VARIATION RELATIVE DU GAIN

Si A varie de dA , A_B varie de dA_B tel que

$$\frac{dA_B}{A_B} = \frac{dA}{A} - \frac{d(1 + \beta A)}{1 + \beta A} = \frac{dA}{A(1 + \beta A)}$$

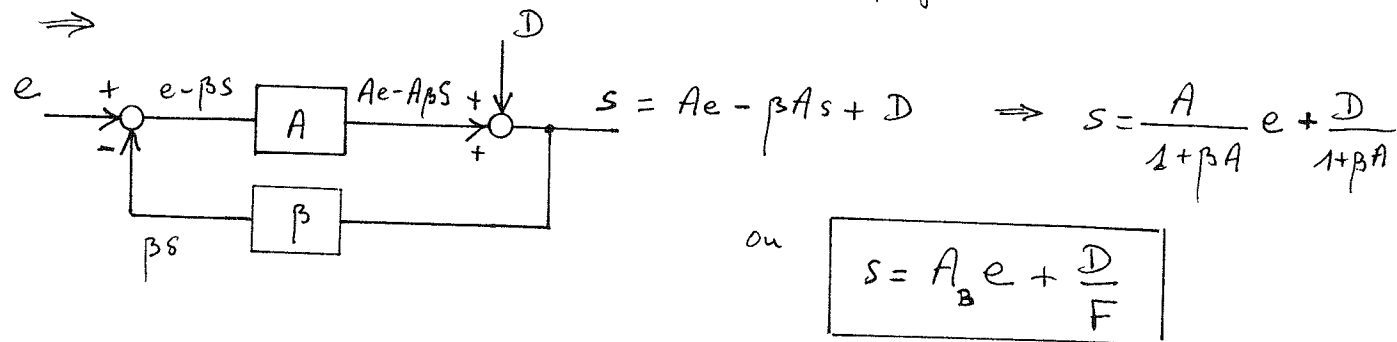
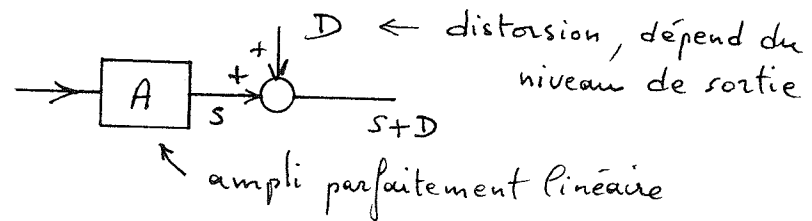
$$\frac{dA_B}{A_B} = \frac{1}{1 + \beta A} \frac{dA}{A}$$

si βA RÉEL POSITIF
la variation relative de gain est divisée par le facteur de réaction

RÉDUCTION DE LA DISTORSION NON LINÉAIRE

Lorsque l'amplitude de la sortie augmente, la non linéarité des caractéristiques de l'amplificateur introduit une distorsion de plus en plus grande.

On peut représenter cette distorsion de la façon suivante :



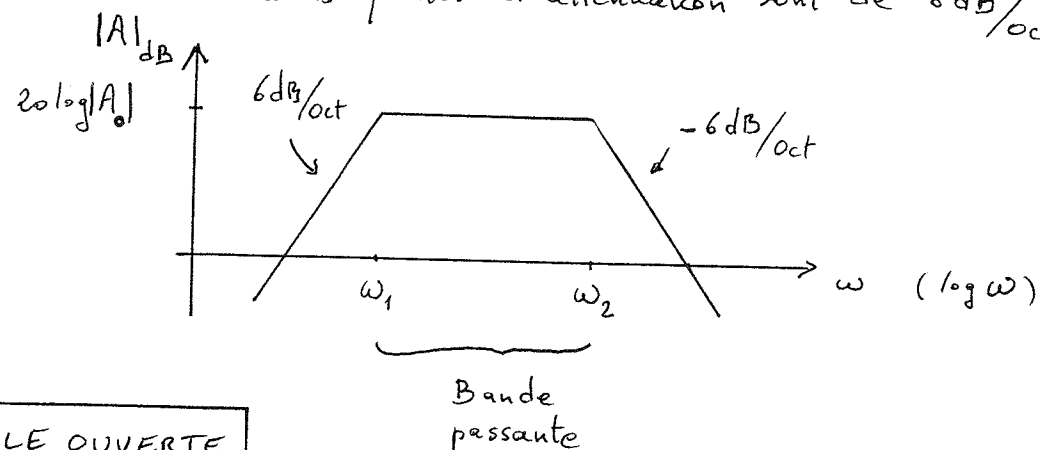
Si βA est RÉEL POSITIF, POUR UN NIVEAU DE SORTIE DONNÉ, la distorsion est DIMINUÉE d'autant plus que βA est grand.

ELARGISSEMENT DE LA BANDE PASSANTE

BANDE PASSANTE = intervalle de fréquence dans lequel le gain ne varie pas de plus de 3dB.

On se place ici dans le cas simple et courant où

- les pulsations de coupure sont éloignées de plusieurs octaves
- les pentes d'atténuation sont de 6dB/oct



EN BOUCLE OUVERTE

Aux fréquences "moyennes"

$$A = A_0 \text{ (réel)}$$

Aux fréquences "basses"

on peut écrire $A_L \approx A_0 \frac{j\omega}{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}}$

Aux fréquences "élevées"

on a $A_H \approx \frac{A_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_2}}$

puisque les cassures sont éloignées l'une de l'autre

EN BOUCLE FERMÉE

avec βA_0 réel positif

Aux fréquences "basses"

$$A_{LB} = \frac{A_L}{1 + \beta A_L} = \frac{j A_0 \frac{\omega}{\omega_1}}{1 + j(1 + \beta A_0) \frac{\omega}{\omega_1}}$$

ou $A_{LB} = \frac{j A_{0B} \frac{\omega}{\omega_{1B}}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{1B}}}$

avec

$A_{0B} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0}$	et	$\omega_{1B} = \frac{\omega_1}{1 + \beta A_0}$
--------------------------------------	----	--

Aux fréquences "élevées"

$$A_{HB} = \frac{A_H}{1 + \beta A_H} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0 + j \frac{\omega}{\omega_2}}$$

$$\Rightarrow A_{HB} = \frac{A_{0B}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{2B}}} \quad \text{avec} \quad \boxed{\omega_{2B} = (1 + \beta A_0) \omega_2} \quad 41$$

Puisque βA_0 est réel positif

$\omega_{1B} < \omega_1$	$\omega_{2B} > \omega_2$	$A_{0B} < A_0$
--------------------------	--------------------------	----------------

La bande passante est élargie, le gain est diminué (aux fréquences moyennes).

Remarques: * on constate que

$$\boxed{\frac{A_{0B}}{\omega_{1B}} = \frac{A_0}{\omega_1}} \quad \text{et} \quad \boxed{A_{0B} \omega_{2B} = A_0 \omega_2}$$

Alors, si $\omega_2 \gg \omega_1$, c'est à dire si ω_2 représente pratiquement la bande passante de l'ampli, LE PRODUIT GAIN-BANDE PASSANTE

SE CONSERVE LORSQU'ON FERME LA BOUCLE : c'est une constante de l'amplificateur.

* les asymptotes obliques du diagramme de Bode sont inchangées lorsqu'on ferme la boucle. En effet:

- pour $\omega \ll \omega_{1B}$ (asymptote BF)

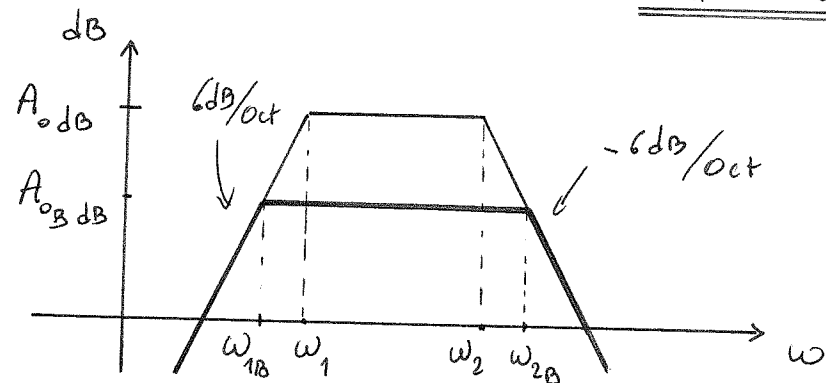
$$\begin{cases} A_L \approx j A_0 \frac{\omega}{\omega_1} & \text{en l'absence de CR} \\ A_{LB} \approx j A_{0B} \frac{\omega}{\omega_{1B}} & \text{en présence de CR} \end{cases}$$

Or, $\frac{A_0}{\omega_1} = \frac{A_{0B}}{\omega_{1B}} \Rightarrow \underline{\underline{A_L = A_{LB}}}$

- pour $\omega \gg \omega_{2B}$

$$\begin{cases} A_H \approx -j A_0 \frac{\omega_2}{\omega} & \text{sans CR} \\ A_{HB} \approx -j A_{0B} \frac{\omega_{2B}}{\omega} & \text{avec CR} \end{cases}$$

Or, $A_0 \omega_2 = A_{0B} \omega_{2B} \Rightarrow \underline{\underline{A_H = A_{HB}}}$

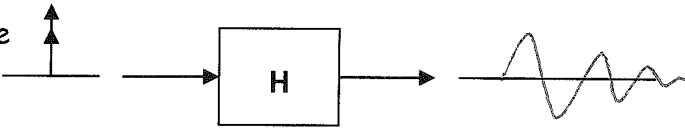


CONTRE-REACTION

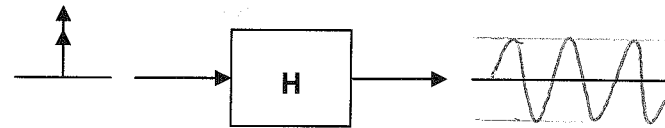
STABILITE

RAPPEL

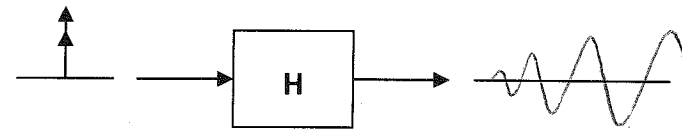
- **Stabilité** : réponse impulsionnelle de durée finie. Pôles de la FT à partie réelle négative.



- **Stabilité marginale** : cas limite ; réponse impulsionnelle sinusoïdale. La FT admet une paire de pôles imaginaires purs, les autres étant à partie réelle négative.

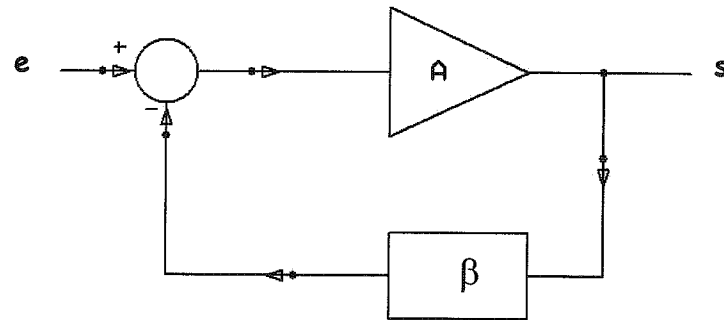


- **Instabilité** : réponse impulsionnelle de durée illimitée. Au moins une paire de pôles de la FT est à partie réelle positive.



CAS D'UN AMPLI BOUCLE

$$A_B = \frac{A}{1 + \beta A}$$



- **1^{ère} méthode** : application du critère de Routh sur le dénominateur de la FT en boucle fermée A_B .

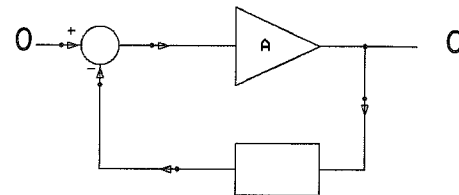
- **2^{ème} méthode** : étude fréquentielle du gain en boucle ouverte βA (utilisation des diagrammes de Bode). Cette méthode est souvent la plus commode dans le cas des amplificateurs.

Pour comprendre cette méthode, éteignons la source e .

Trois cas de figure sont alors possibles :

- le système bouclé est stable

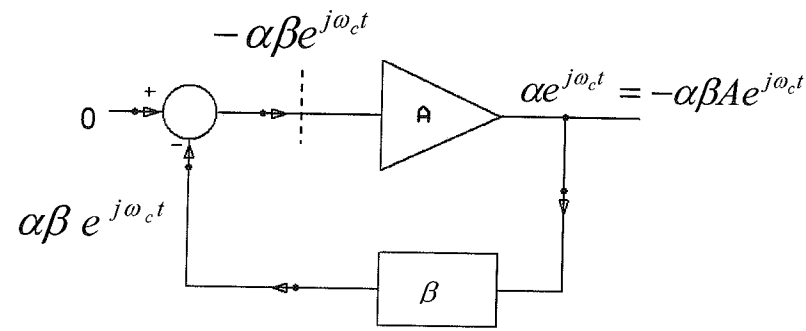
$$e = 0 \Rightarrow s = 0$$



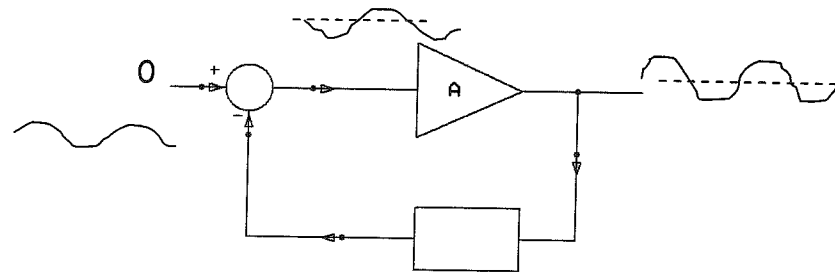
- le système bouclé est marginalement stable (limite de la stabilité)

Il existe une pulsation ω_c telle que $\beta A = -1$.

Alors, pour cette pulsation, $A_B \rightarrow \infty$, l'amplitude de la sortie est finie lorsque l'entrée est nulle. Une oscillation sinusoïdale de pulsation ω_c s'auto-entretient exactement.



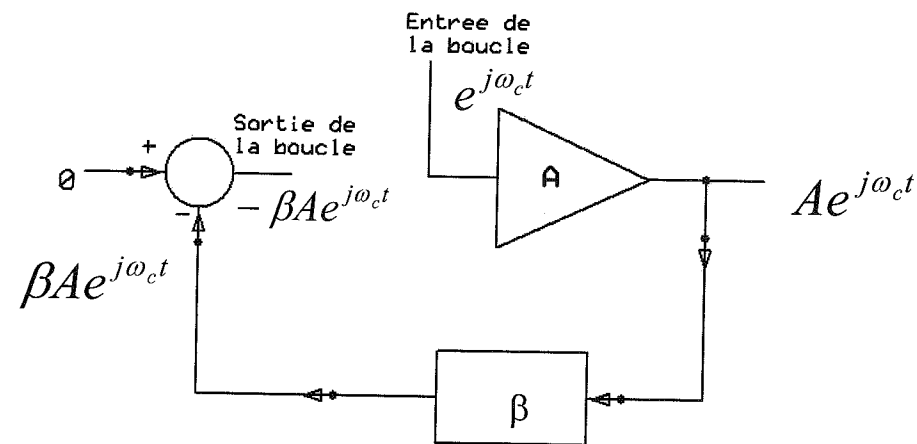
- le système bouclé est instable
Une oscillation non sinusoïdale s'auto-entretient.



Dans les deux derniers cas, on remarque que la fréquence des oscillations ne peut être que celle pour laquelle le déphasage total introduit par la boucle est un multiple entier de 2π .

Il suffit donc, pour prévoir la stabilité d'un tel système, de vérifier si une oscillation à cette fréquence peut s'auto-entretenir.

Pour cela, ouvrons la boucle (n'importe où) et plaçons un générateur sinusoïdal, de pulsation ω_c telle que $\text{Arg } \beta A = \pm \pi$ à l'entrée de la boucle ouverte :



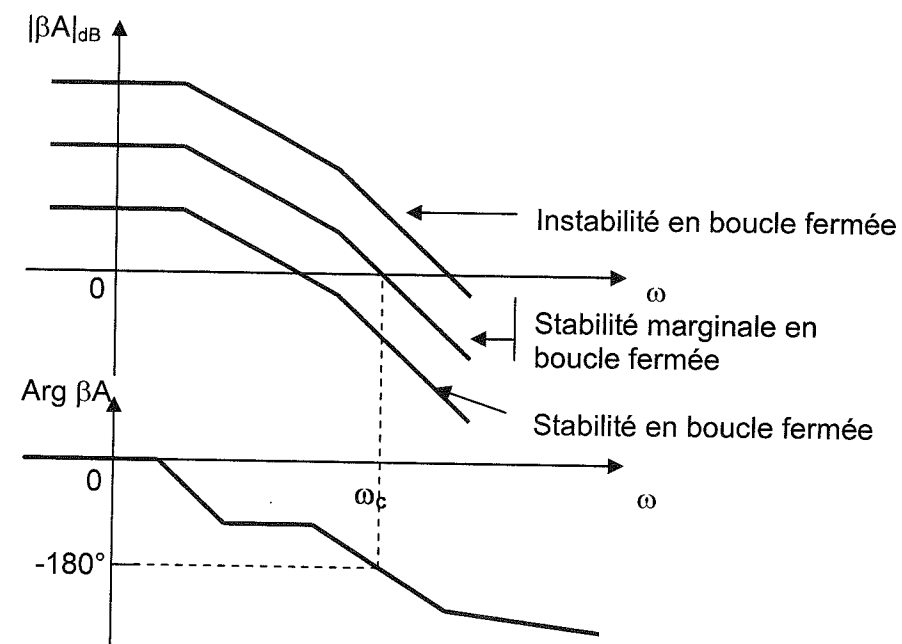
avec $-\beta A = |\beta A|$ puisque $\text{Arg } \beta A = \pi$. A cette pulsation, la sortie est donc en phase avec l'entrée, mais l'amplitude est multipliée par $|\beta A|$.

Alors, 3 possibilités seulement :

- $|\beta A| < 1$ Si on remplace le générateur d'entrée par la sortie de la boucle, l'oscillation ne peut pas s'entretenir (l'amplitude diminue à chaque tour de boucle). **Le système est stable en boucle fermée.**
- $|\beta A| = 1$ Si on remplace le générateur par la sortie de la boucle, rien ne change : l'oscillation sinusoïdale s'auto-entretient exactement. **C'est le cas, déjà envisagé, de la stabilité marginale.**
- $|\beta A| > 1$ Si on remplace le générateur par la sortie de la boucle, l'oscillation s'auto-amplifie : l'amplitude augmente à chaque tour de boucle jusqu'à ce que les non linéarités du système la limitent. **Le système est instable en boucle fermée.**

D'où une méthode d'étude de la stabilité d'un amplificateur bouclé :

1. On ouvre la boucle, **sans changer les conditions de fonctionnement** de chaque étage (chaque étage doit rester chargé par l'impédance d'entrée du suivant).
2. On se place à la fréquence f_c pour laquelle le déphasage **total** de la chaîne est égal à 2π (mod. 2π).
3. On détermine le gain de la chaîne ouverte à cette fréquence : s'il est inférieur à 1, le montage en boucle fermée sera stable.

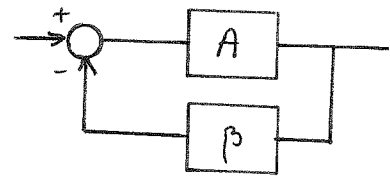


COMPENSATION PAR PÔLE DOMINANT

PÔLE DOMINANT = PÔLE BEAUCOUP PLUS PRÈS DE L'AXE RÉEL QUE LES AUTRES. C'est lui qui fixe alors le comportement en fréquence du système.

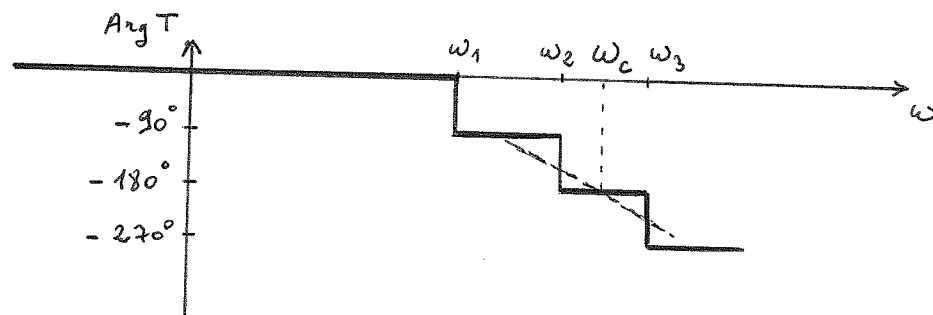
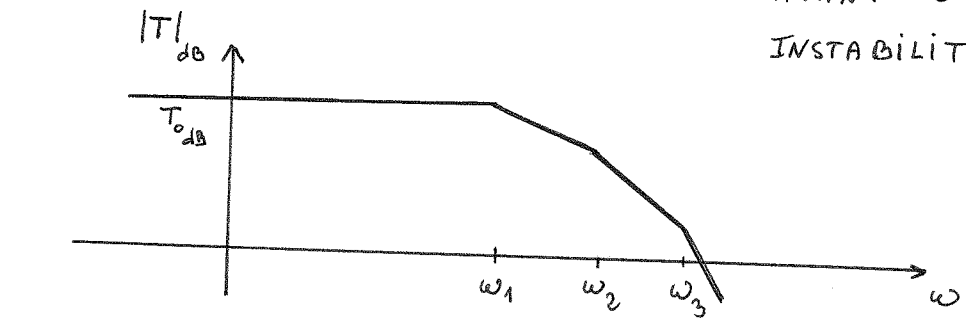
Dans le cas des pôles réels, c'est un pôle beaucoup plus petit que les autres (en valeur absolue). Un système pourvu d'un tel pôle a un comportement pratiquement du 1^{er} ordre.

Exemple :



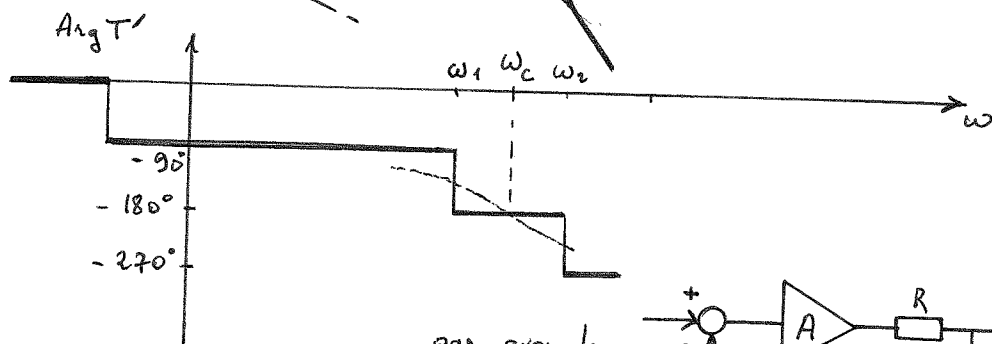
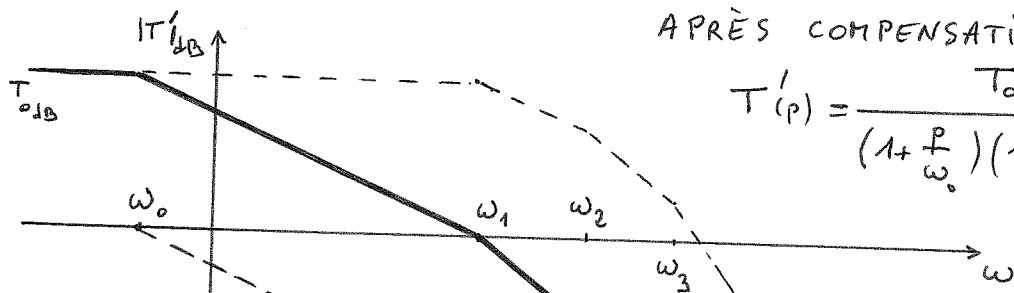
avec $T(p) = \beta A = \frac{T_0}{(1 + \frac{p}{\omega_1})(1 + \frac{p}{\omega_2})(1 + \frac{p}{\omega_3})}$

AVANT COMPENSATION
INSTABILITÉ EN BOUCLE FERMÉE



APRÈS COMPENSATION

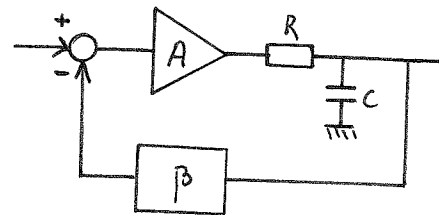
$T'(p) = \frac{T_0}{(1 + \frac{p}{\omega_0})(1 + \frac{p}{\omega_1})(1 + \frac{p}{\omega_2})(1 + \frac{p}{\omega_3})}$



STABILITÉ EN
BOUCLE
FERMÉE

par exemple :

$\omega_0 = \frac{1}{RC}$



OSCILLATEURS QUASI-SINUSOÏDAUX

PRINCIPE

Un oscillateur est essentiellement un système bouclé instable. On peut classer les oscillateurs en deux grandes familles :

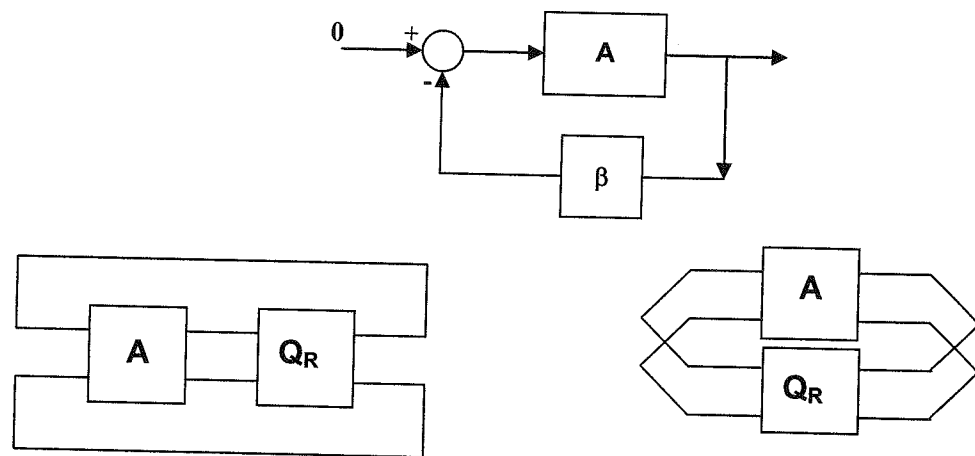
-les oscillateurs de relaxation

Ce sont des systèmes loin de la condition limite de stabilité. On peut alors considérer que la condition d'oscillation est réalisée dans une large plage de fréquences. Les oscillations, très riches en harmoniques (d'où le nom de « multivibrateurs » donné parfois à ces oscillateurs) sont de formes diverses. Le fonctionnement est complètement non linéaire et il est plus commode de le considérer comme le basculement d'un état à un autre du système. Le traitement de ces oscillateurs se fait au cas par cas.

-les oscillateurs quasi-sinusoidaux

Ce sont des systèmes proches de la condition limite d'oscillation (la réponse impulsionnelle d'un système linéaire à la limite de la stabilité est une sinusoïde). Les oscillations sont presque sinusoïdales.

En électronique, un oscillateur peut généralement être considéré comme un amplificateur dont la sortie est renvoyée sur l'entrée par l'intermédiaire d'un réseau déphaseur. Dans la suite, on mettra systématiquement cette structure en évidence en séparant l'élément amplificateur et le réseau de réaction. Différentes représentations pourront être utilisées. Par exemple :



Souvent, on peut aussi considérer que les oscillations résultent de l'entretien des oscillations naturelles d'un système oscillant, soit par apport synchronisé d'énergie pour compenser les pertes, soit par désamortissement d'un circuit oscillant au moyen d'une résistance dynamique négative.

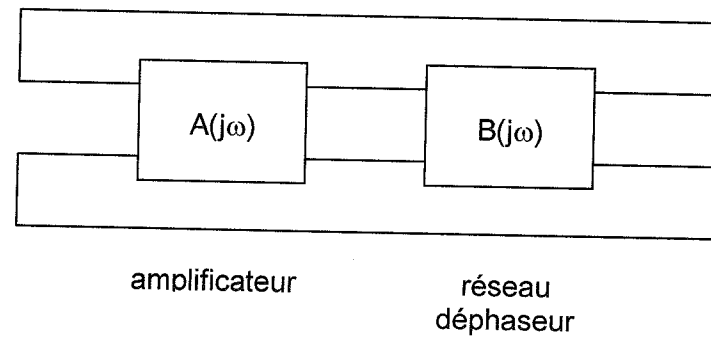
OSCILLATEURS QUASI-SINUSOÏDAUX

DEUX METHODES DE CALCUL

1. Le quadripôle de réaction est considéré comme étant en cascade avec l'amplificateur

On applique les deux principes de base suivants, résultants du chapitre précédent (critères de stabilité d'un amplificateur bouclé) :

- la fréquence d'un oscillateur sinusoïdal est celle pour laquelle le déphasage total de la chaîne est un multiple entier de 2π
- les oscillations ne peuvent pas s'entretenir si le module du gain de la chaîne ouverte est inférieur à 1



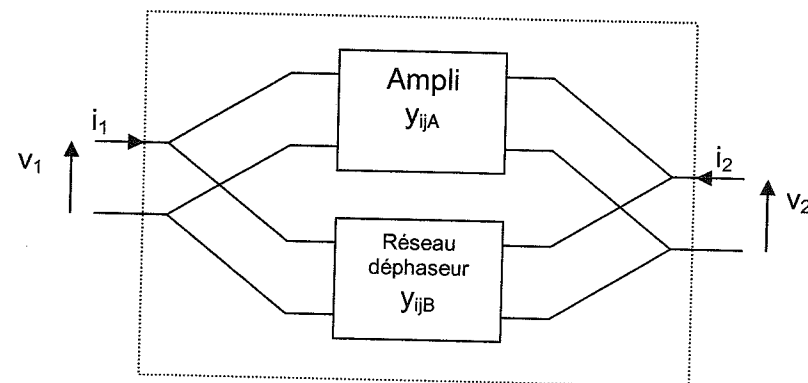
A la limite des oscillations, on peut donc écrire (critère de Barkhausen) :

$$A(j\omega).B(j\omega) = 1$$

2. Le quadripôle de réaction est considéré comme étant en parallèle avec l'amplificateur

A la limite des oscillations, les deux quadripôles sont considérés comme linéaires et en régime harmonique. Ce sont en général des tripôles : il est donc commode de décrire le quadripôle résultant, en notation complexe, par sa matrice admittance

$$(y) = (y_A) + (y_B)$$



La charge éventuelle est incluse dans l'un des quadripôles

$$\Rightarrow i_2 = 0$$

Le montage étant un oscillateur, il n'y a pas de générateur à l'entrée

$$\Rightarrow i_1 = 0$$

D'où le système :

$$\begin{aligned}Y_{11}v_1 + Y_{12}v_2 &= 0 \\ Y_{21}v_1 + Y_{22}v_2 &= 0\end{aligned}$$

dont les solutions sont données par

$$\bullet \quad v_1 = \frac{\begin{vmatrix} 0 & Y_{12} \\ 0 & Y_{22} \end{vmatrix}}{\Delta y} \quad v_2 = \frac{\begin{vmatrix} Y_{11} & 0 \\ Y_{21} & 0 \end{vmatrix}}{\Delta y} \quad \text{avec} \quad \Delta y = \begin{vmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{vmatrix}$$

Il existe alors deux familles de solutions :

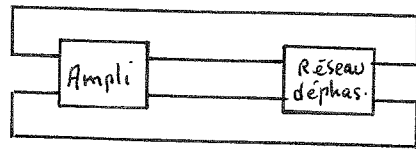
- $\Delta y \neq 0 \Rightarrow v_1 = v_2 = 0$ STABILITE
- $\Delta y = 0 \Rightarrow v_1$ et v_2 sont indéterminés et peuvent être différents de 0 : le système oscille sinusoidalement à la fréquence telle que

$$\Delta y = 0$$

Cette relation se ramène alors à un système de deux équations, en écrivant que partie réelle et partie imaginaire doivent être nulles. L'une donne la fréquence des oscillations, l'autre donne le gain de l'amplificateur à la limite de la stabilité.

OSCILLATEURS QUASI-SINUSOÏDAUX

PRINCIPAUX RÉSEAUX DE RÉACTION



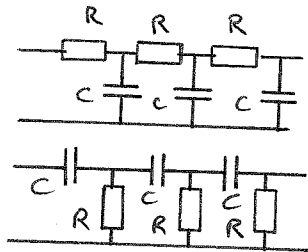
En BF : réseaux RC

* Avec AMPLI INVERSEUR

OSCILLATEURS

"PHASE SHIFT"

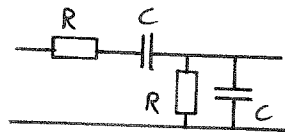
(à réseau déphaseur)



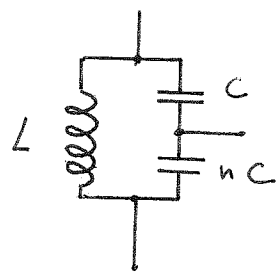
* Avec AMPLI NON INVERSEUR

OSCILLATEURS

A "PONT DE WIEN"



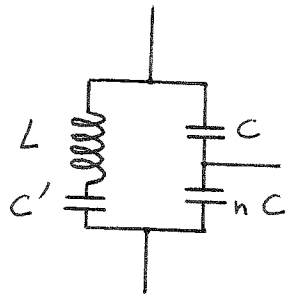
En HF : réseaux LC



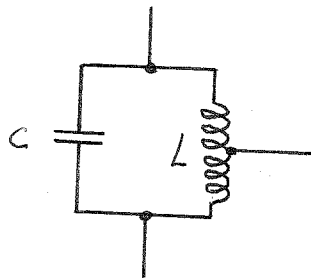
OSC. DE COLPITTS

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{eq}}}$$

$$C_{eq} = \frac{n}{n+1} C$$

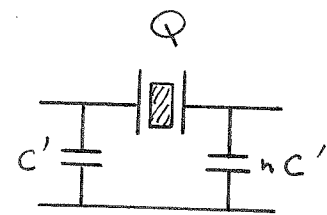
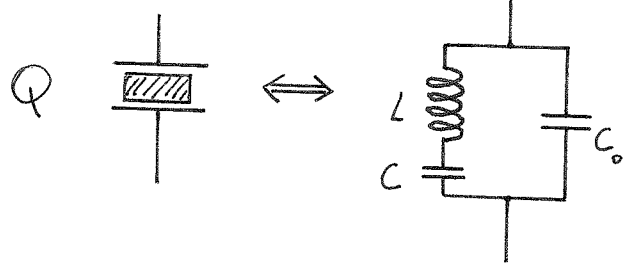


OSC. COLPITTS
MODIFIÉ
ou CLAPP



OSC. DE HARTLEY

Utilisation d'un QUARTZ

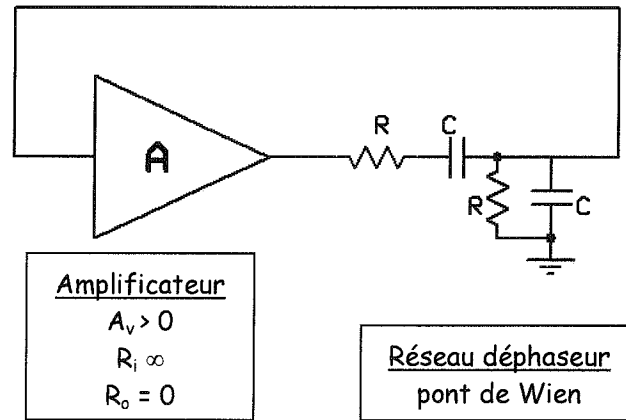


OSC. DE PIERCE

OSCILLATEURS QUASI-SINUSOÏDAUX

OSCILLATEUR A PONT DE WIEN

Principe :



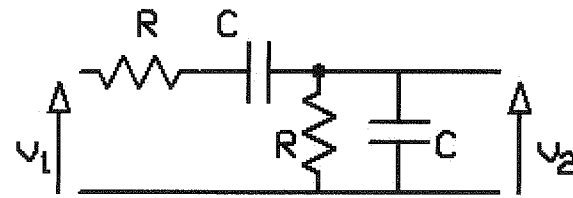
Quadripôle de réaction :

$$\beta_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{1}{1 + Z_1 Y_2}$$

avec $Z_1 = R + \frac{1}{jC\omega}$

et $Y_2 = \frac{1}{R} + jC\omega$

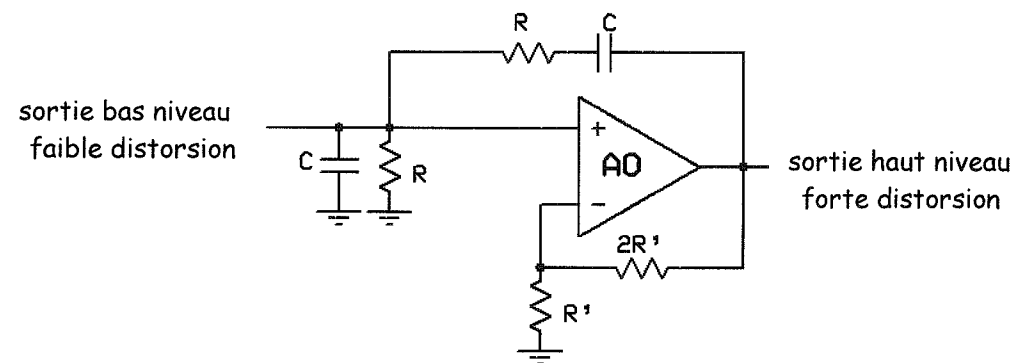
d'où $\beta_v = \frac{1}{3 + j(RC\omega - \frac{1}{RC\omega})}$



Pour $\omega = \frac{1}{RC}$ le signal de sortie est réinjecté en phase à l'entrée de l'amplificateur. Ce sera donc la pulsation d'oscillation si la condition d'entretien est réalisée, c'est-à-dire si $n A_v = \frac{1}{\beta_v}$.

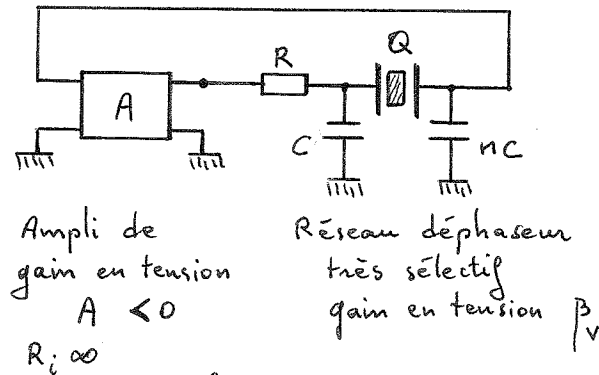
Pour $\omega_{osc} = \frac{1}{RC}$, il vient $\beta_v = \frac{1}{3}$. Il faut donc à la limite, $A_v = 3$.

Schéma complet réalisé au moyen d'un ampli op :



OSCILLATEUR A QUARTZ

PRINCIPE :

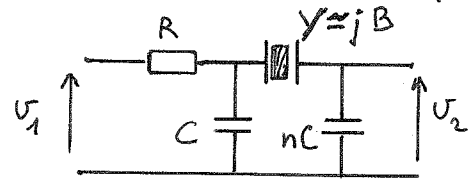


R inclut la résistance de sortie de l'ampli

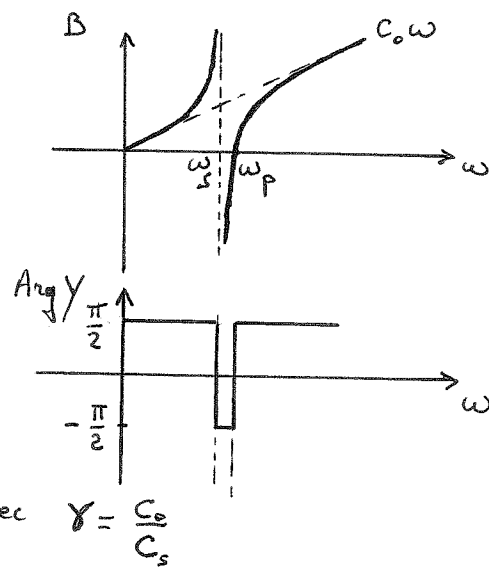
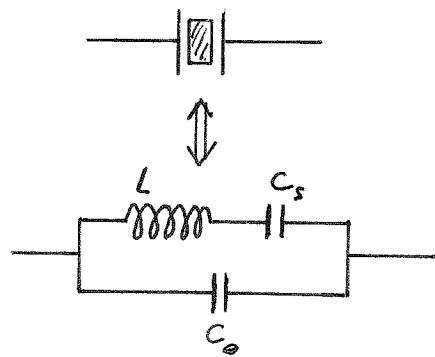
Condition d'accrochage :

$$A \beta_v = 1$$

Réseau de réaction : négligeons les pertes dans le quartz



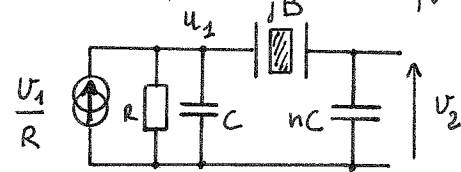
avec $B = C_0 \omega \frac{\omega^2 - \omega_p^2}{\omega^2 - \omega_s^2}$



$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC_s}} \quad \omega_p = \omega_s \sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}}$$

avec $Y = \frac{C_0}{C_s}$

On peut, par exemple, déterminer $\beta_v = \frac{U_2}{U_1}$ au moyen de la méthode des nœuds :



$$\begin{pmatrix} \frac{1}{R} + j(B+C\omega) & -jB \\ -jB & j(B+nC\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{U_1}{R} \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\Rightarrow U_2 = \frac{\begin{vmatrix} \frac{1}{R} + j(B+C\omega) & \frac{U_1}{R} \\ -jB & 0 \end{vmatrix}}{\Delta}$$

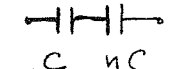
avec $\Delta = j(B+nC\omega) \left[\frac{1}{R} + j(B+C\omega) \right] + B^2$

$$\Rightarrow \beta_v = \frac{j \frac{B}{R}}{-nC^2\omega^2 - (n+1)BC\omega + j \frac{1}{R}(B+nC\omega)}$$

La pulsation d'oscillation est celle pour laquelle le déphasage $\text{Arg } \beta_v$ est égal à $\pm \pi \Rightarrow \beta_v$ réel négatif

$$\Rightarrow nC^2\omega^2 + (n+1)BC\omega = 0 \Rightarrow B = -\frac{n}{n+1}C\omega \quad (\alpha)$$

Remarques * $B < 0 \rightarrow$ comportement SELFIQUE du Quartz ($\omega_s < \omega < \omega_p$)

* $\frac{n}{n+1}C$ représente la capacité équivalente à 

C'est la capacité qui "charge" le quartz - On notera $\frac{n}{n+1}C = C_L$

\Rightarrow la pulsation d'oscillation ω_0 est telle que $\frac{\omega_0^2 - \omega_p^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2} = -\frac{C_L}{C_0}$

$$\Rightarrow \omega_0^2 = \frac{\frac{C_L}{C_0}\omega_s^2 + \omega_p^2}{\frac{C_L}{C_0} + 1}$$

$$\text{ou } \omega_0^2 = \frac{\frac{C_L}{C_0} + 1 + \frac{1}{\gamma}}{\frac{C_L}{C_0} + 1} \omega_s^2 = \left(1 + \frac{1}{\gamma} \frac{C_0}{C_L + C_0}\right) \omega_s^2$$

Le plus souvent, $C_L \gg C_0 \Rightarrow \omega_0 \approx \left(1 + \frac{1}{2\gamma} \frac{C_0}{C_L}\right) \omega_s \neq \omega_s$

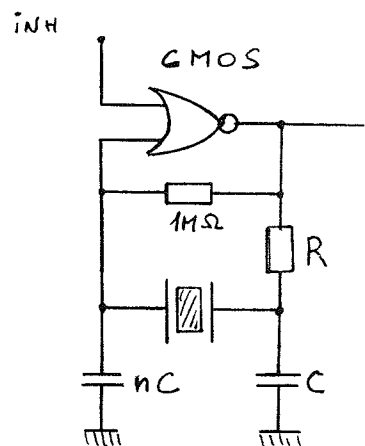
(Cette condition est nécessaire pour avoir une bonne stabilité en fréquence)

Pour cette pulsation, $\beta_V = \frac{B}{B + nC\omega}$ et, d'après (α) $nC\omega = -(n+1)B$

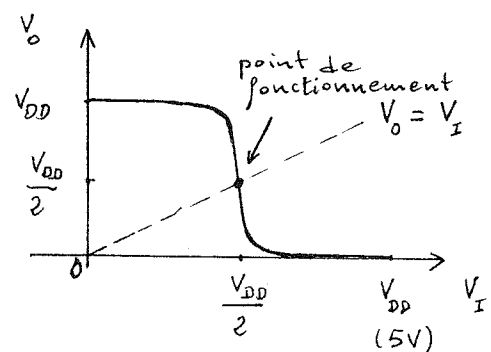
$$\Rightarrow \beta_V = -\frac{1}{n} \text{ qui est bien NÉGATIF}$$

Donc la condition d'entretien : $|A| > n$

EXEMPLE DE CIRCUIT



Il est possible d'utiliser un circuit logique comme amplificateur : ici une porte NOR CMOS polarisée dans sa zone de fonctionnement linéaire par une forte résistance entre l'entrée et la sortie.



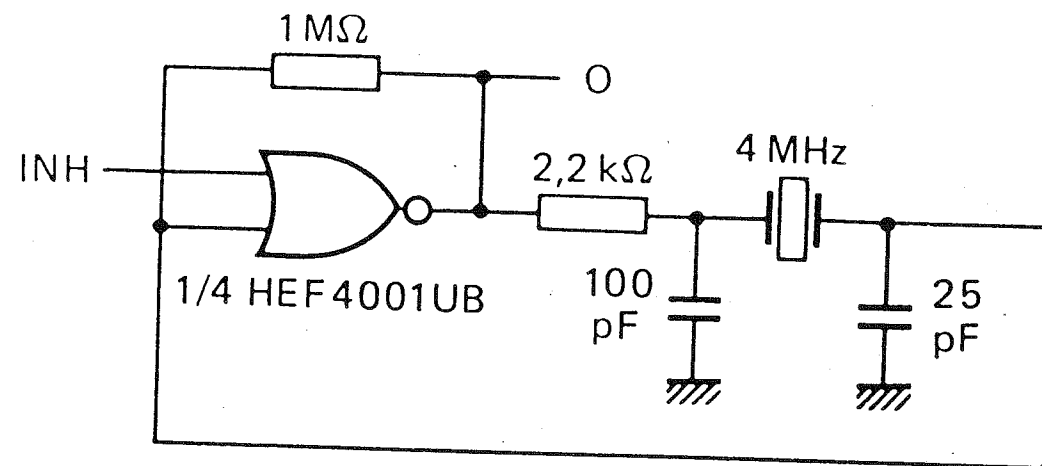
Ordres de grandeur :

Cet $nC \sim 47 \text{ pF}$ à 220 pF

$R \sim \text{q}l\text{q } k\Omega$ à $\text{q}l\text{q } 100 k\Omega$

La porte se comporte alors comme un ampli de gain élevé (négatif).

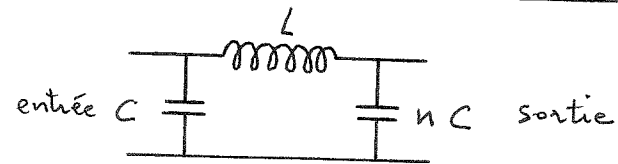
Example of a crystal oscillator using one HEF4001UB gate.



INH	O
H	L
L	OSC

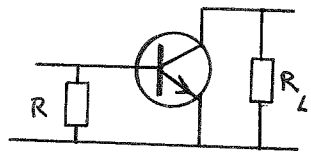
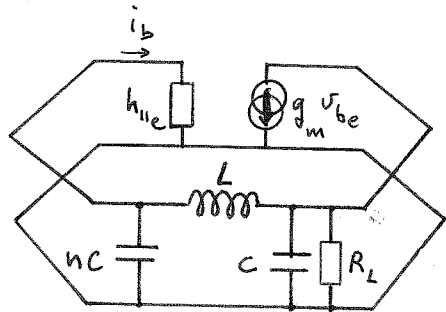
OSCILLATEUR DE COLPITTS

Quadrupole de réaction :



Amplificateur : par exemple, transistor en EC

L'oscillateur peut se mettre sous la forme simplifiée suivante :



$$R // h_{11e} \approx h_{11e}$$

$$\left. \begin{aligned} i_b &= \frac{U_{be}}{h_{11e}} \\ i_c &= g_m U_{be} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{pmatrix} y_{11} \\ y_{21} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{h_{11e}} & 0 \\ g_m & 0 \end{pmatrix}$$

La matrice (y_{ij}) du quadrupole de réaction s'écrit (loi des nœuds)

$$\begin{pmatrix} y_{11} \\ y_{21} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} jn\omega C + \frac{1}{jL\omega} & -\frac{1}{jL\omega} \\ -\frac{1}{jL\omega} & \frac{1}{R_L} + j\omega C + \frac{1}{jL\omega} \end{pmatrix}$$

Condition d'accrochage :

$$\Delta y = 0$$

avec
$$\begin{pmatrix} y_{11} \\ y_{21} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{h_{11e}} + jn\omega C + \frac{1}{jL\omega} & -\frac{1}{jL\omega} \\ g_m - \frac{1}{jL\omega} & \frac{1}{R_L} + j\omega C + \frac{1}{jL\omega} \end{pmatrix}$$

$$\Rightarrow \left(\frac{1}{h_{11e}} + jn\omega C + \frac{1}{jL\omega} \right) \left(\frac{1}{R_L} + j\omega C + \frac{1}{jL\omega} \right) + \frac{1}{jL\omega} \left(g_m - \frac{1}{jL\omega} \right) = 0$$

ou
$$-n\omega^2 + (n+1)\frac{C}{L} + \frac{1}{R_L h_{11e}} = 0 \quad (1)$$

$$\left(\frac{1}{h_{11e}} + \frac{n}{R_L} \right) \omega - \left(\frac{1}{h_{11e}} + \frac{1}{R_L} + g_m \right) \frac{1}{L\omega} = 0 \quad (2)$$

$$(1) \Rightarrow \omega^2 = \frac{n+1}{n} \frac{1}{LC} + \frac{1}{n h_{11e} R_L C^2}$$

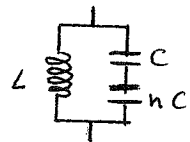
On veut que la pulsation d'oscillation ne dépende pas des paramètres du transistor et de la charge. On s'arrange donc pour avoir

$$\frac{n+1}{L} \gg \frac{1}{h_{11e} R_L C}$$

Alors il vient

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{n+1}{n} \frac{1}{LC}}$$

(3) qui n'est autre que la pulsation de résonance de circuit



Si de plus $n \gg 1$ $\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}$

La condition d'entretien est donnée par (2) :

$$LC\omega_0^2 = \frac{\frac{1}{h_{ie}} + \frac{1}{R_L} + g_m}{\frac{1}{h_{ie}} + \frac{n}{R_L}} = \frac{n+1}{n} \quad \text{d'après (3)}$$

$$\Rightarrow n^2 - n g_m R_L + \frac{R_L}{h_{ie}} = 0$$

équation qui permet de déterminer n connaissant le point de fonctionnement du transistor.

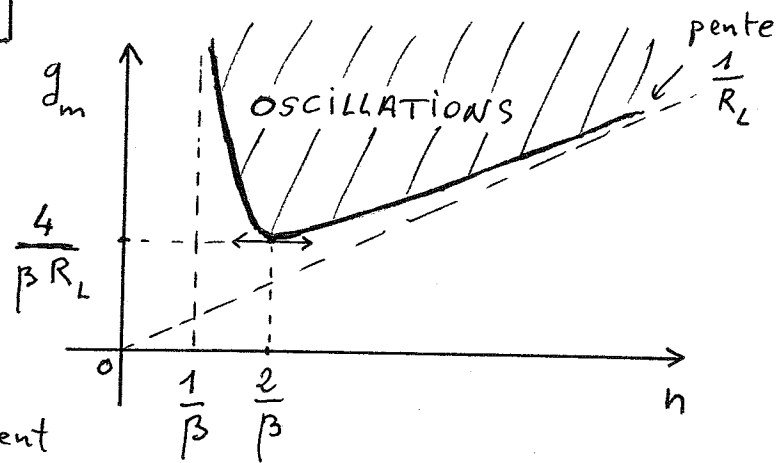
On peut aussi écrire, avec $g_m h_{ie} = \beta$, à la limite de la stabilité :

$$n^2 - g_m R_L \left(n - \frac{1}{\beta}\right) = 0 \Rightarrow g_m = \frac{n^2}{\left(n - \frac{1}{\beta}\right) R_L}$$

Il faut donc $n > \frac{1}{\beta}$

g_m passe par un minimum

pour $n = \frac{2}{\beta}$



Pour un point de fonctionnement

donné, g_m est fixé : n doit être compris entre 2 valeurs limites.

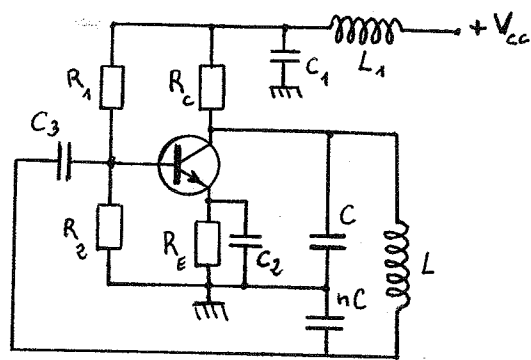
Remarque: pour $n > 1$, on a toujours $n \gg \frac{1}{\beta}$

$$\Rightarrow \underline{\underline{n_{lim} \approx g_m R_L}}$$

qui est le gain de l'amplificateur non chargé par le réseau de réaction (circuit bouchon à la résonance)

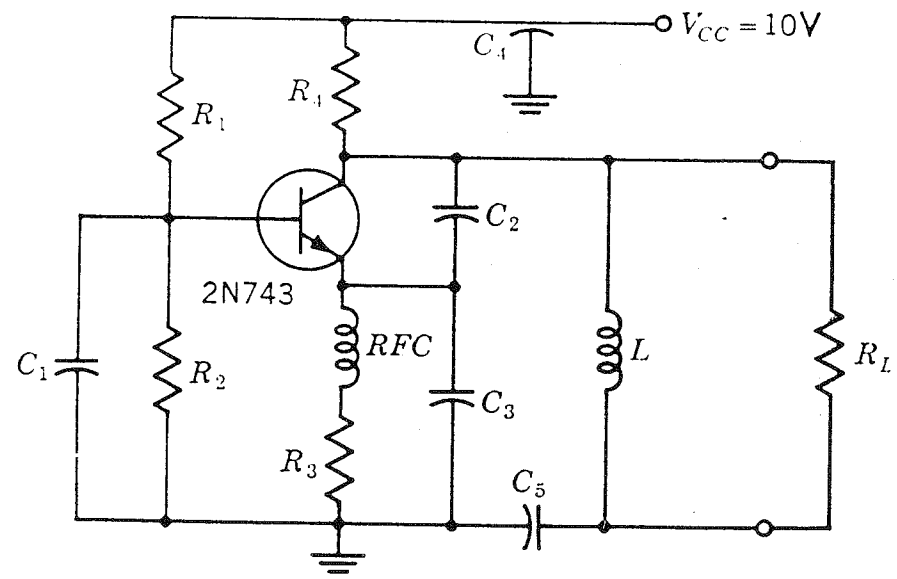
alors, il faut $n \leq g_m R_L$

Schéma complet:



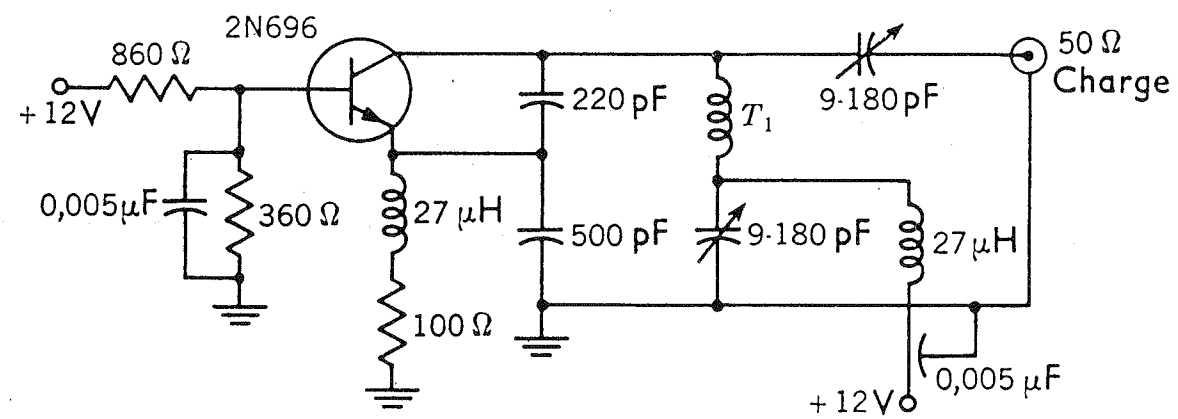
R_1, R_2, R_E polarisation
 C_1, C_2 découplage
 C_3 liaison
 L_1 arrêt

OSCILLATEURS HF: EXEMPLES



OSCILLATEUR COLPITTS

BC



T_1 -6 spires air Dux-408

Oscillateur 24 MHz.

CLAPP BC

3ème PARTIE

FILTRAGE ACTIF

FILTRAGE ACTIF

LA FONCTION « FILTRAGE »

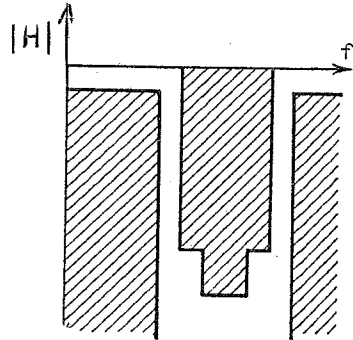
Définitions

Filtrer un signal consiste à isoler dans le spectre de ce signal une partie intéressante contenant l'information et supprimer une partie inintéressante, considérée comme parasite.

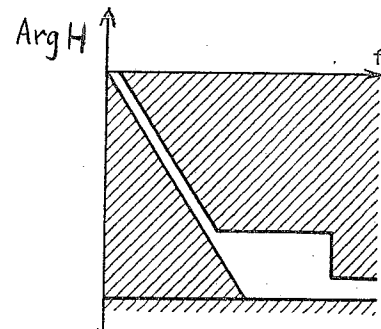
Un filtre linéaire est caractérisé par son gain harmonique $H(j\omega)$ ou sa fonction de transfert $H(p)$, qui, dans le cas idéal, doivent être nuls dans la partie du spectre à éliminer.

On appelle « Gabarit » du filtre la représentation des qualités minimales qu'il doit respecter. Il peut être défini dans le plan de Bode par les régions à l'intérieur desquelles doivent passer les fonctions $|H(j\omega)|_{dB}$ et $\text{Arg}H(j\omega)$.

Exemples :



Filtre réjecteur



Filtre à phase linéaire

Les courbes doivent rester à l'intérieur des régions non hachurées.

Fonctions de filtrage

Un gabarit étant défini, on cherche une fonction mathématique qui représente le mieux possible la fonction de transfert à réaliser. Cette fonction doit être telle que :

- le gain soit le plus constant possible dans la bande passante
- la chute du gain soit la plus rapide possible hors de la bande passante
- la déformation des signaux dont le spectre est dans la bande passante soit minimale, ce qui nécessite une variation linéaire de la phase en fonction de la fréquence dans la bande passante.

On peut s'approcher autant que l'on veut d'un filtre idéal en augmentant l'ordre du filtre. Le problème est donc d'obtenir les meilleurs résultats possibles pour un ordre donné.

Il existe de nombreuses fonctions de filtrage réalisables, chacune de ces fonctions optimisant une des conditions énumérées ci-dessus. Ces fonctions sont en général normalisées, le facteur de normalisation pour les pulsations étant souvent

- la pulsation de coupure à 3dB pour les « passe-bas » et les « passe-haut »
- la pulsation « centrale » pour les « passe-bande » et les « coupe-bande ».

Approximations polynomiales

Les fonctions de filtrage de base sont généralement des fonctions passe-bas de la forme $H(p) = \frac{K}{D(p)}$ où K est le gain statique du filtre et D(p) un polynôme de degré n de la forme $D(p) = 1 + a_1p + a_2p^2 + \dots + a_np^n$, choisi en fonction du cahier des charges du filtre.

Exemples

- les fonctions de Butterworth (MF) constituent un bon compromis entre les différentes contraintes. Elles optimisent le plat de la réponse en fréquence |H| à l'origine (voir plus loin les polynômes de Butterworth);
- les fonctions de Tchebycheff (ER) constituent un bon compromis entre une variation acceptable du gain dans la bande passante et une chute rapide de la courbe de réponse à l'extérieur de la bande passante (voir plus loin les polynômes de Tchebycheff).

Le passage à d'autres types de filtres (passe-haut, passe-bande, coupe bande) se fait par "transformation de fréquence" à partir d'un "prototype passe-bas".

FILTRAGE ACTIF

INTERET DU FILTRAGE ACTIF

Les filtres traditionnels construits avec des résistances, des selfs et des capacités, permettent de résoudre la plupart des problèmes de filtrage rencontrés en instrumentation électronique. Leur structure est simple, et surtout, de par leur nature même, ils sont rigoureusement stables. Ils présentent cependant quelques inconvénients :

- leur calcul est délicat
- ils sont difficilement réalisables aux fréquences basses à cause des bobinages lourds et encombrants
- pour une fonction de transfert donnée, la valeur des composants est fonction des impédances de la source et de la charge qui leur sont associées. Autrement dit, leur fonction de transfert dépend de leur environnement.

L'introduction d'éléments actifs (amplificateurs opérationnels) permet de résoudre ces difficultés au prix d'inconvénients qui seront :

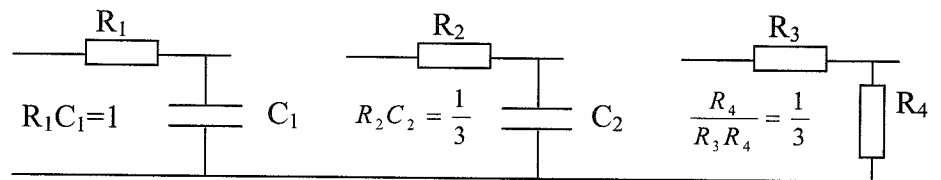
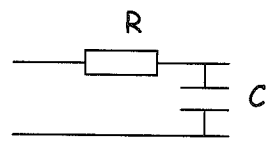
- une consommation d'énergie
- des possibilités d'instabilité
- un mauvais comportement aux fréquences élevées

Exemple : on se propose de construire un filtre du second ordre ayant pour fonction de transfert $H(p) = \frac{1}{(p+1)(p+3)}$ qui peut être considérée comme le produit de

2 fonctions du 1^{er} ordre.

On peut envisager de réaliser ces fonctions du 1^{er} ordre au moyen de cellules RC :

$$G = \frac{\frac{1}{RC}}{p + \frac{1}{RC}}$$



$$G_1 = \frac{1}{p+1}$$

$$G_2 = \frac{3}{p+3}$$

$$G_3 = \frac{1}{3}$$

$$H(p) = G_1 G_2 G_3$$

Cependant, il ne suffit pas, pour obtenir $H(p)$, de relier les trois cellules en cascade. En effet les fonctions de transfert G_1 , G_2 et G_3 ont été calculées sortie ouverte. Si on veut qu'elles ne soient pas modifiées par les interactions entre étages, il faut :

- ou bien choisir $R_3 \gg R_2 \gg R_1$ (solution très contraignante)
- ou bien introduire entre les différentes cellules des étages d'isolement, d'impédances d'entrée très grandes et d'impédances de sortie très faibles.

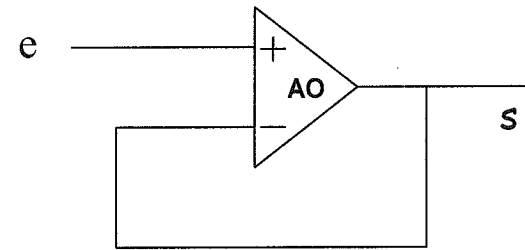
La 2^{ème} solution entre dans le cadre du filtrage actif.

L'élément de base d'un filtre actif est, le plus souvent, l'amplificateur opérationnel. Dans la suite, on le considère comme idéal, mais il ne faut pas oublier qu'en réalité sa bande passante est souvent très étroite et qu'il introduit donc, dans les fonctions de transfert, des pôles qui peuvent être gênants et dont la prise en compte compliquerait beaucoup de calculs. On a vu que la bande passante d'un ampli op soumis à une contre réaction est d'autant plus large que le gain est faible : les structures utilisant des suiveurs de gain unité seront donc particulièrement intéressantes de ce point de vue. (les ampli op courants, en gain unité, peuvent être considérés comme idéaux jusqu'à une centaine de kHz).

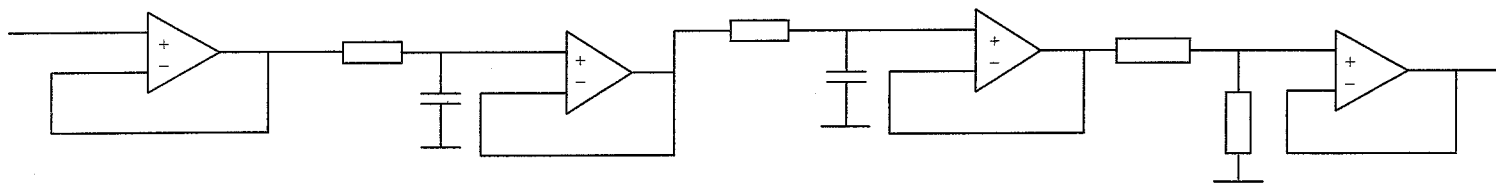
FILTRAGE ACTIF

STRUCTURES ELEMENTAIRES

- 1- AMPLIFICATEUR SUIVEUR D'ISOLEMENT



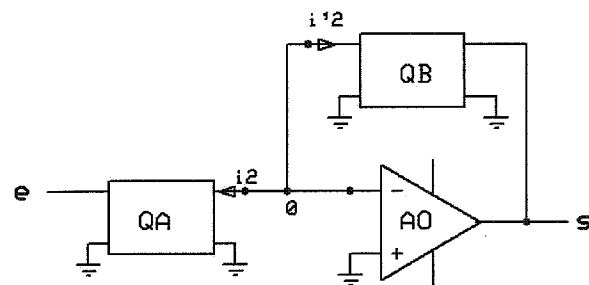
Si on reprend l'exemple précédent, le problème est résolu de la façon suivante :



Cette méthode est utilisable quel que soit l'ordre du filtre. Elle est cependant peu élégante et ne règle pas le problème des bobinages.

- 2- STRUCTURE A CONTRE REACTION SIMPLE

C'est la première structure à laquelle on peut penser : elle est calquée sur le montage amplificateur inverseur classique, mais les résistances sont remplacées par des quadripôles passifs :



Les FT s'obtiennent très facilement en fonction des paramètres y_{ij} des quadripôles: si on note E, S, I les TL de e, s, i, il vient

$$I_2 = y_{21A} E$$

$$I'_2 = y_{21B} S$$

$$I_2 = I'_2$$

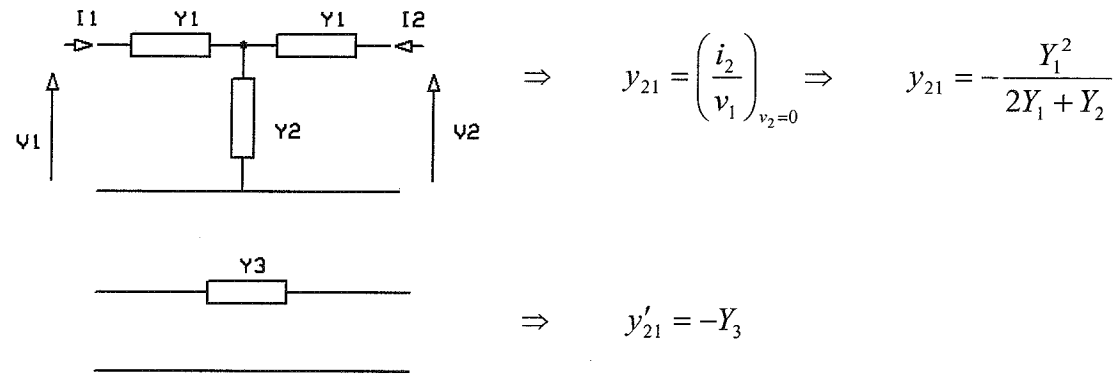
alors,

$$H(p) = \frac{S}{E} = -\frac{y_{21A}}{y_{21B}}$$

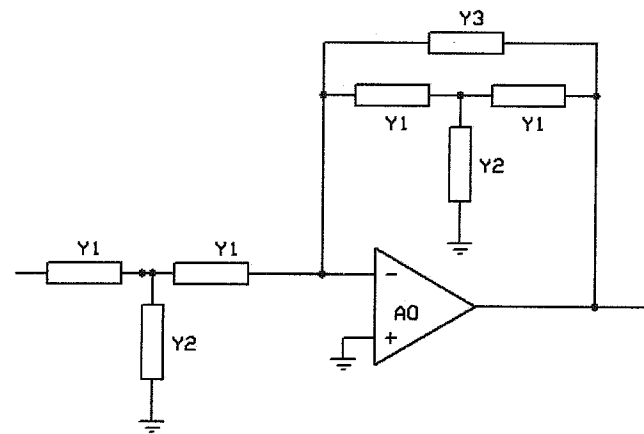
Remarque : Q_A et Q_B étant passifs, le sens dans lequel on considère les quadripôles n'a pas d'importance puisque $y_{21} = y_{12}$.

En fait, cette structure est utilisée essentiellement pour synthétiser des réjecteurs de fréquence, car ils permettent d'introduire facilement des zéros de transmission.

Les quadripôles utilisés sont essentiellement des quadripôles en T et en T pontés, souvent symétriques :



D'où, par exemple, la structure :

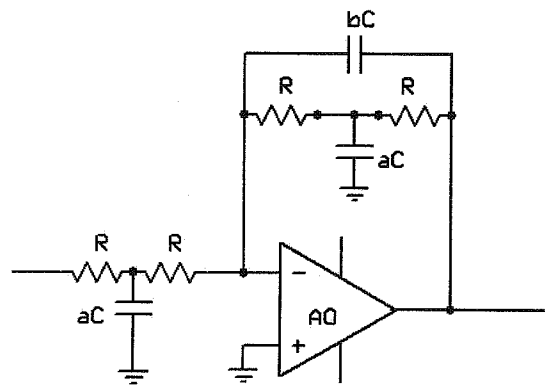


$$y_{21A} = -\frac{Y_1^2}{2Y_1 + Y_2}$$

$$y_{21B} = -\frac{Y_1^2}{2Y_1 + Y_2} - Y_3$$

et
$$H(p) = \frac{-Y_1^2}{Y_1^2 + 2Y_1Y_3 + Y_2Y_3}$$

Par exemple, passe-bas du 2^{ème} ordre :

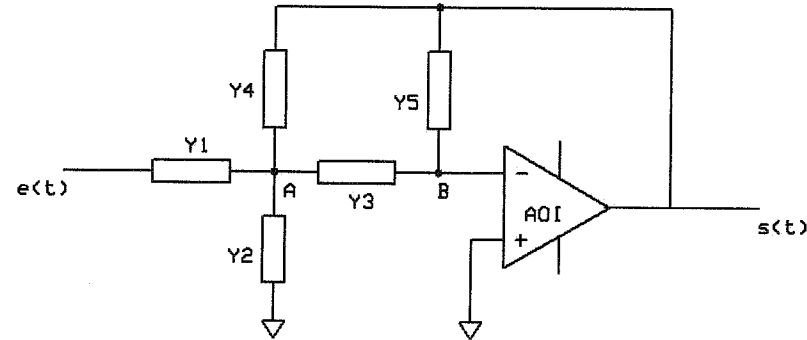


$$H(p) = \frac{-1}{abR^2C^2p^2 + 2bRCp + 1}$$

• 3- STRUCTURE DE RAUCH (ou « A CONTRE REACTION MULTIPLE »)

Elle consiste à ramener deux boucles de contre-réaction.

Cette structure est le plus souvent utilisée à l'ordre 2 :



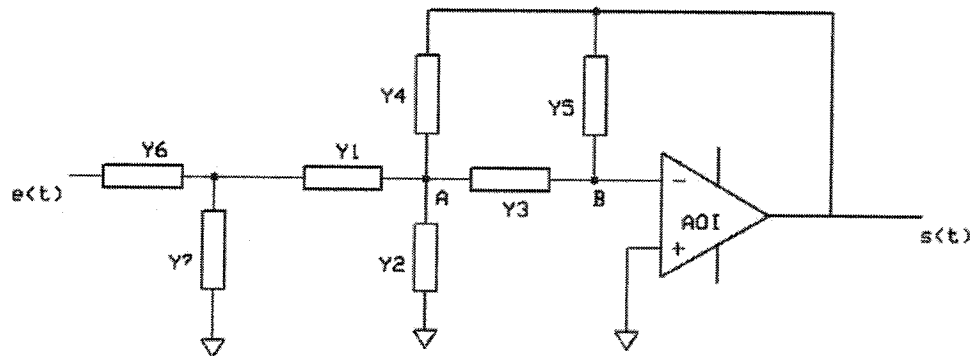
Le théorème de Millman aux nœuds A et B s'écrit :

$$Y_3 V_A(p) + Y_5 S(p) = 0 \quad \text{avec} \quad V_A = \frac{Y_1 E + Y_4 S}{Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4}$$

d'où la FT $H(p) = \frac{S(p)}{E(p)}$

$$H(p) = \frac{-Y_1 Y_3}{Y_3 Y_4 + Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)}$$

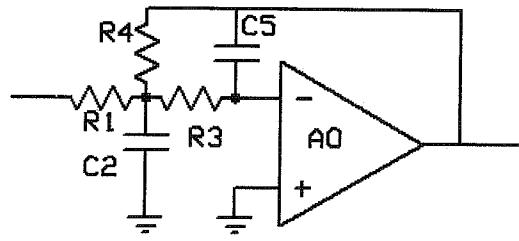
Le passage au 3^{ème} ordre se fait simplement en rajoutant une cellule RC à l'entrée :



Exemple : Passe-bas 2^{ème} ordre

- 2^{ème} ordre \Rightarrow 2 capacités
- passe le continu \Rightarrow pas de capacité en série dans l'entrée
- Y₄ et Y₅ ne peuvent pas être 2 capacités, car alors l'ampli op serait en boucle ouverte pour le continu
- Y₄ et Y₂ ne peuvent pas être 2 capacités, car alors elles formeraient, avec la sortie de l'ampli op une maille capacitive, et le filtre serait donc du 1^{er} ordre.

D'où la seule configuration possible :



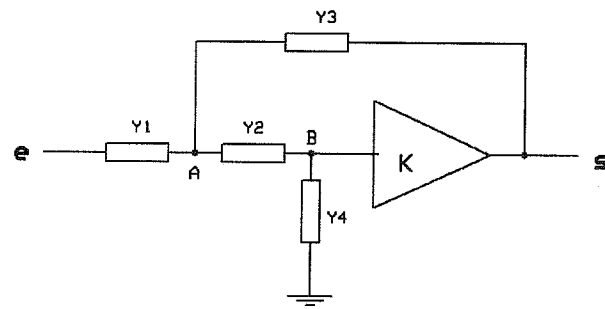
et la FT :

$$H(p) = \frac{-\frac{R_4}{R_1}}{R_3 R_4 C_2 C_5 p^2 + C_5 (R_3 + R_4 + \frac{R_3 R_4}{R_1}) p + 1}$$

• **4- STRUCTURE DE SALLEN-KEY (ou "A SOURCE CONTROLLEE A REACTION SIMPLE")**

Une seule boucle de réaction, mais positive. La "source contrôlée" est un amplificateur de gain réel positif K et d'impédance d'entrée infinie. Le plus souvent, on prend K = 1, ce qui permet d'optimiser le comportement en fréquence de l'amplificateur, réalisé au moyen d'un ampli op (montage non inverseur).

Cette structure est le plus souvent utilisée au 2^{ème} ordre :



Le théorème de Millmann aux nœuds A et B s'écrit :

$$\frac{Y_2 V_A}{Y_2 + Y_4} = \frac{S}{K}$$

avec
$$V_A = \frac{Y_1 E + Y_2 \frac{S}{K} + Y_3 S}{Y_1 + Y_2 + Y_3}$$

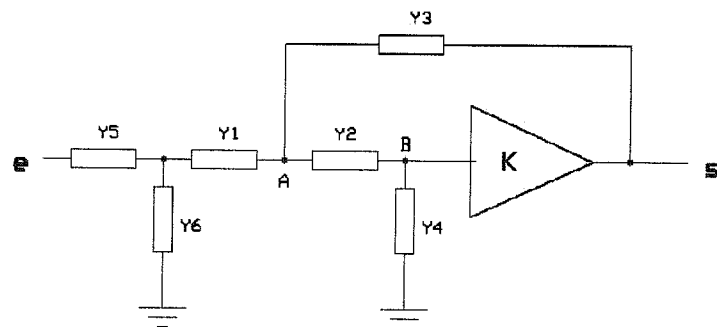
d'où la FT

$$H(p) = \frac{KY_1 Y_2}{Y_2 [Y_1 + (1-K)Y_3] + Y_4 (Y_1 + Y_2 + Y_3)}$$

Avantage de ce montage : permet de réduire le nombre de composants pour un ordre donné.

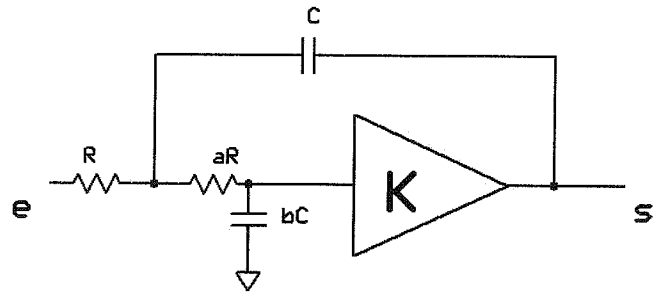
Inconvénients : tension d'entrée en mode commun non nulle, possibilité d'instabilité (réaction positive).

Comme précédemment, le passage au 3^{ème} ordre se fait en rajoutant une cellule RC à l'entrée :



Exemple : Passe-bas 2^{ème} ordre

- 2^{ème} ordre \Rightarrow 2 capacités
 - passe le continu \Rightarrow pas de capacité en série dans l'entrée
- D'où le schéma :

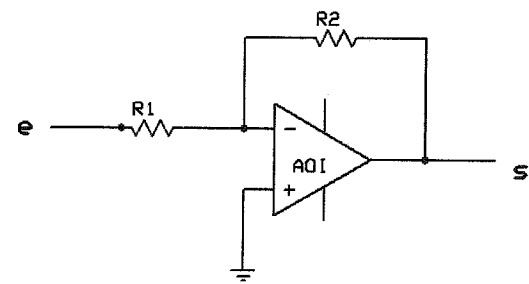


et la FT
$$H(p) = \frac{K}{abR^2C^2p^2 + [1 - K + b(a+1)]RCp + 1}$$

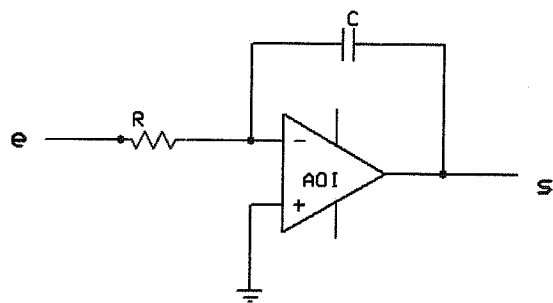
• 5- STRUCTURES A VARIABLES D'ETAT

On obtient la fonction de filtrage au moyen de cellules élémentaires réalisant des opérations du type multiplication par une constante, sommation, intégration (principe du calcul analogique).

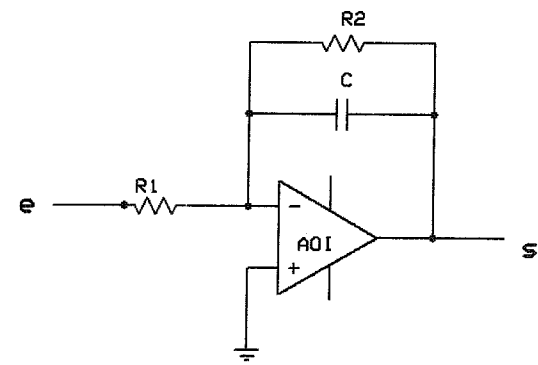
Par exemple :



$$S = -\frac{R_2}{R_1} E$$

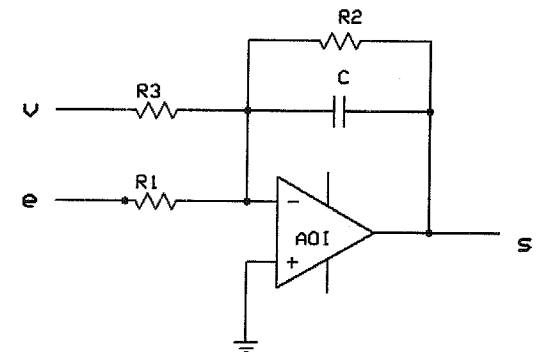


$$S = -\frac{E}{RCp}$$



$$S = -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + R_2 C p} E$$

et, plus généralement,

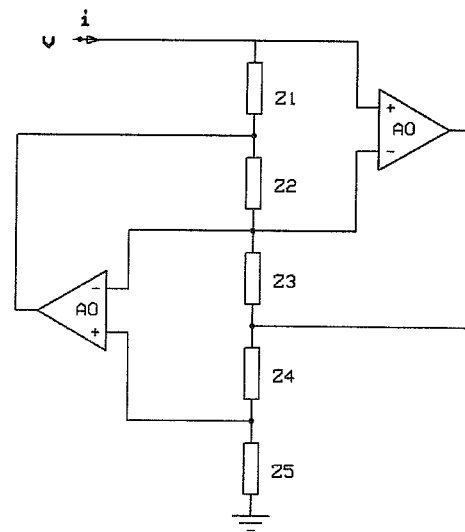


$$S = -\left(\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + R_2 C p} E + \frac{\frac{R_2}{R_3}}{1 + R_2 C p} V \right)$$

• 6- STRUCTURES A "GIC" (General Impedance Converter)

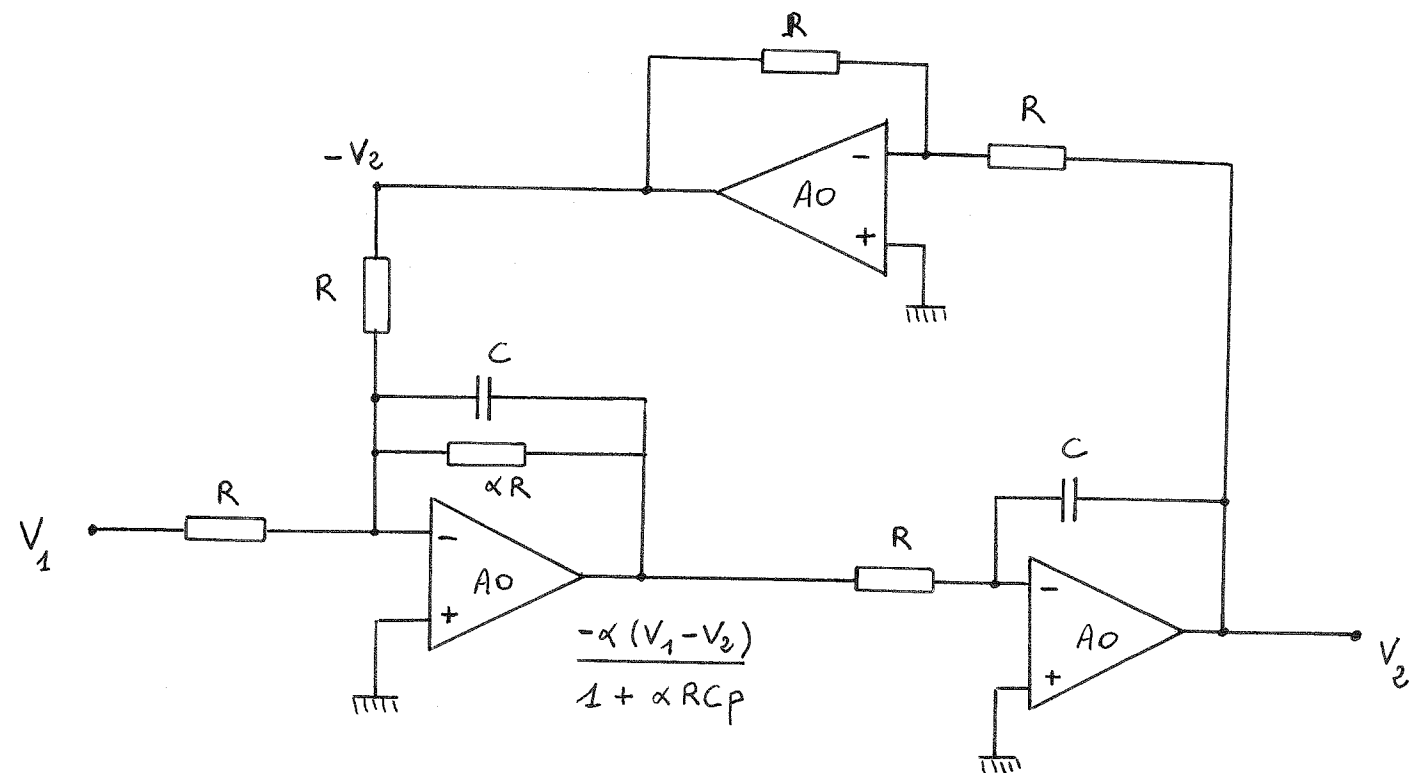
Il est possible de synthétiser une impédance quelconque au moyen de la structure suivante :

$$Z = \frac{V(p)}{I(p)} = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4}$$



On peut alors utiliser cette impédance pour réaliser la fonction de transfert voulue.

FILTRE PASSE-BAS A VARIABLES D'ETAT



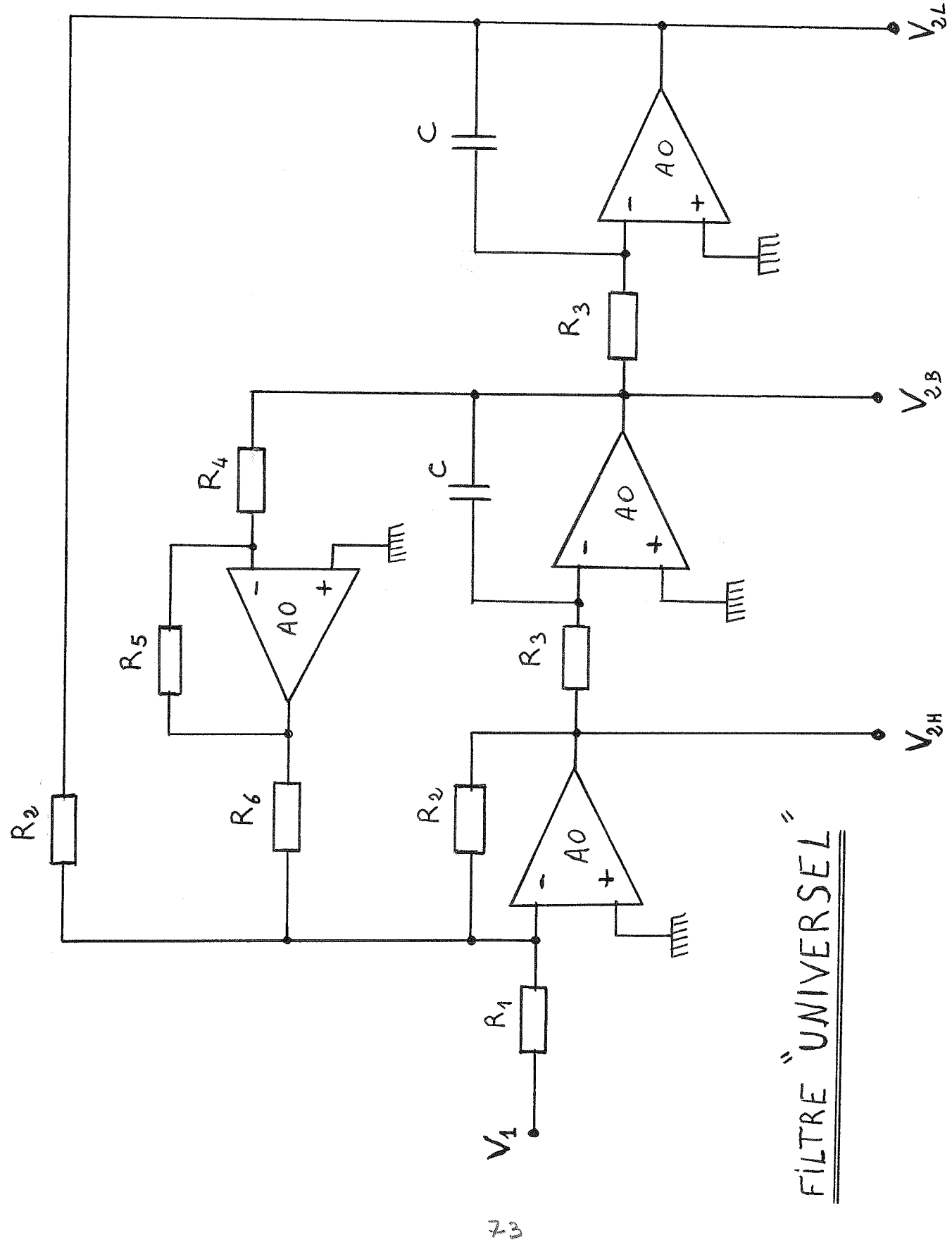
$$V_2 = \frac{\alpha(V_1 - V_2)}{RCp(1 + \alpha RCp)}$$

$$H(p) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{RC^2 p^2 + \frac{RC}{\alpha} p + 1}$$

Si on pose $p_n = \frac{p}{\omega_0}$ et $\omega_0 = \frac{1}{RC}$

$$H = \frac{1}{p_n^2 + \frac{1}{\alpha} p_n + 1}$$

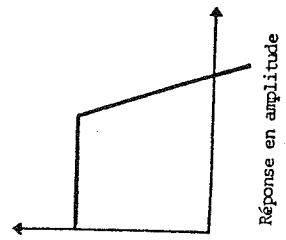
Si $\alpha = \frac{1}{\sqrt{2}}$ le passe-bas est de BUTTERWORTH, ω_0 est la pulsation de coupure à 3dB.



FILTRE "UNIVERSEL"

FILTRES PASSE-BAS

$$F(p) = G_m \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\zeta \omega_0 p + \omega_0^2}$$

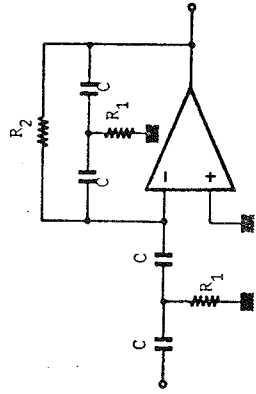


VALEUR DES PARAMETRES	VALEUR DES COMPOSANTS	STRUCTURE
<p>1</p> <p> $G_m = 1$ $f_0 = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}}$ $\zeta = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$ </p>	<p> $C_1 = \frac{\zeta}{R \omega_0}$ $C_2 = \frac{1}{R \zeta \omega_0}$ </p>	<p>CONTRE-REACTION SIMPLE</p>
<p>2</p> <p> $G_m = 1$ $f_0 = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}}$ $\zeta = 1,5 \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$ </p>	<p> $C_1 = \frac{\zeta}{R \cdot 1,5 \omega_0}$ $C_2 = \frac{1}{R \cdot 1,5 \zeta \omega_0}$ </p>	<p>CONTRE-REACTION MULTIPLE OU STRUCTURE DE RAUCH</p>
<p>3</p> <p> CAS OU $C_1 = C_2 = C$ $G_m = K$ (prendre $K \neq 3$) $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ $\zeta = \frac{3-K}{2}$ </p>	<p> CAS OU $C_1 \neq C_2$ et ampli totalement contre- réactionné $K = 1$ (r absent) $G_0 = 1$ $f_0 = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}}$ $\zeta = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$ </p>	<p>SOURCE CONTROLLEE A REACTION SIMPLE (STRUCTURE DE SALLEN ET KEY)</p>
<p>4</p> <p> $G_m = \frac{R}{R_1}$ $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ $\zeta = \frac{1}{2} \frac{R}{R_2}$ </p>	<p> $C = \frac{1}{R \omega_0}$ $R_1 = \frac{R}{G_0}$ $R_2 = R \frac{1}{2 \zeta}$ </p>	<p>STRUCTURE A VARIABLE D'ETAT</p>

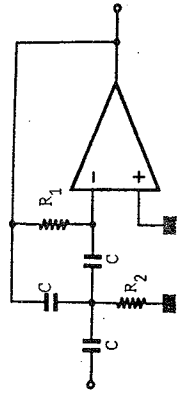
FILTRES PASSE-HAUT

VALEUR DES PARAMETRES	VALEUR DES COMPOSANTS	STRUCTURE
$G_0 = 1$ $f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_1 R_2}}$ $\xi = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$	$R_1 = \frac{1}{C} \frac{\xi}{\omega_0}$ $R_2 = \frac{1}{C} \frac{1}{\xi \omega_0}$	CONTRE-REACTION SIMPLE
$G_0 = 1$ $f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_1 R_2}}$ $\xi = 1,5\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$	$R_1 = \frac{1}{C} \frac{1,5}{\xi \omega_0}$ $R_2 = \frac{1}{C} \frac{\xi}{1,5 \omega_0}$	CONTRE-REACTION MULTIPLE
CAS OU $R_1 = R_2 = R$ $G_0 = K$ $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ $\xi = \frac{3-K}{2}$	CAS OU $R_1 \neq R_2$ et ampli totalement contre- réactionné (r absent) $G_0 = 1$ $f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_1 R_2}}$ $\xi = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$	SOURCE CONTROLÉE A REACTION SIMPLE (STRUCTURE DE SALLÉN ET KEY)
$G_0 = \frac{C_1}{C}$ $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ $\xi = \frac{1}{2} \frac{C_2}{C}$	$R = \frac{1}{C \omega_0}$ $C_1 = G_0 C$ $C_2 = 2 \xi C$	STRUCTURE A VARIABLE D'ETAT

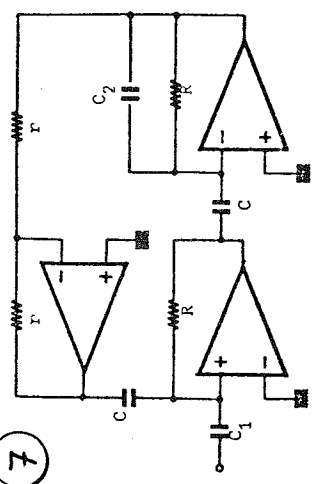
5



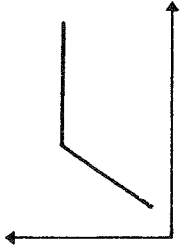
6



7



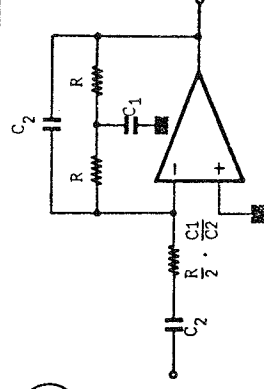
$$F(p) = G_m \frac{p^2}{p^2 + 2\xi \omega_0 p + \omega_0^2}$$



Réponse, en amplitude

FILTRES PASSE-BANDE

8



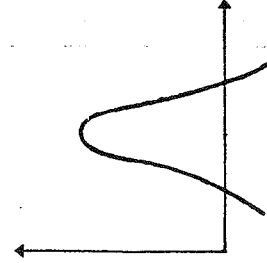
$$G_{f_0} = 1$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}}$$

$$\xi = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

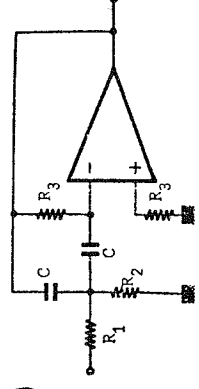
$$\Delta\omega = \frac{2}{RC_1}$$

$$F(p) = G_m \frac{2\xi \omega_0 p}{p^2 + 2\xi \omega_0 p + \omega_0^2}$$



Réponse en amplitude

9

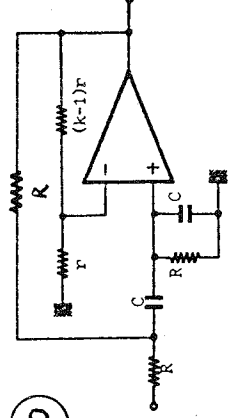


$$G_{f_0} = \frac{R_3}{2R_1}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_2 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}}$$

$$\Delta\omega = \frac{2}{RC_3}$$

10

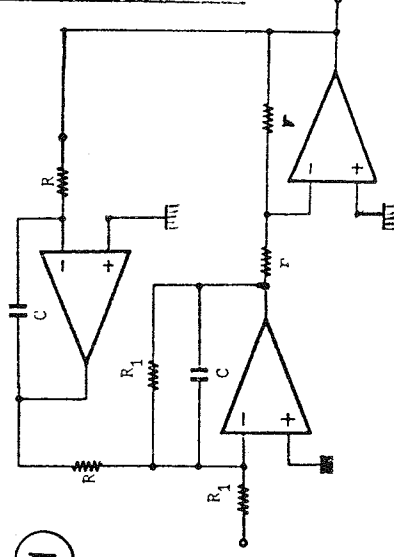


$$G_{f_0} = \frac{K}{5 - K}$$

$$f_0 = \frac{\sqrt{2}}{2\pi RC}$$

$$\Delta\omega = \frac{5 - K}{RC}$$

11



$$G_{f_0} = 1$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$\Delta\omega = \frac{1}{R_1 C}$$

VALEUR DES PARAMETRES

VALEUR DES COMPOSANTS

STRUCTURE

STRUCTURE
A
CONTRE-REACTION SIMPLE

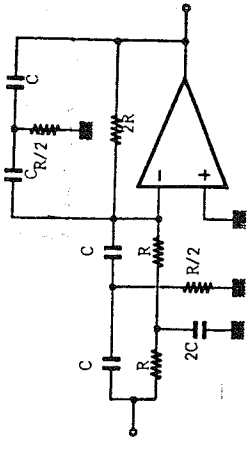
STRUCTURE
A
CONTRE-REACTION MULTIPLE
(RAVCHII)

STRUCTURE
A
SOURCE CONTROLLEE

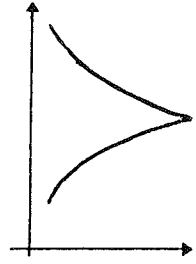
STRUCTURE
A
VARIABLE D'ETAT

FILTRES RÉJECTEUR DE BANDE

12

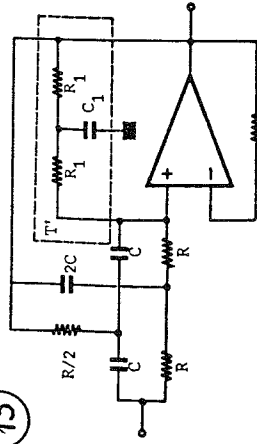


$$F(p) = G_m \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + 2\xi \omega_0 p + \omega_0^2}$$

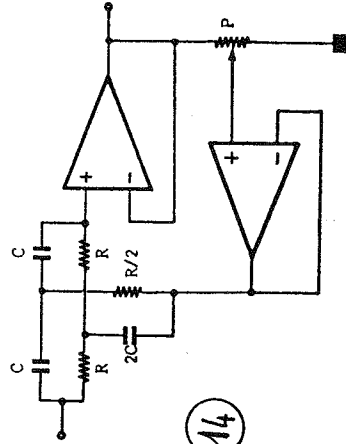


Réponse en amplitude

13



14



VALEUR DES COMPOSANTS

$$G = 1$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$Q = 1$$

$$G = 1$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$Q \approx 50 \text{ sans } T'$$

$$Q = \frac{R_1}{4R} \text{ avec } T'$$

$$R_1 = 4RQ$$

$$C_1 = \frac{C}{2Q}$$

$$G = 1$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Q variant d'une valeur élevée à une valeur égale à 1/4

STRUCTURE

STRUCTURE A CONTRE-REACTION SIMPLE

- à bande étroite

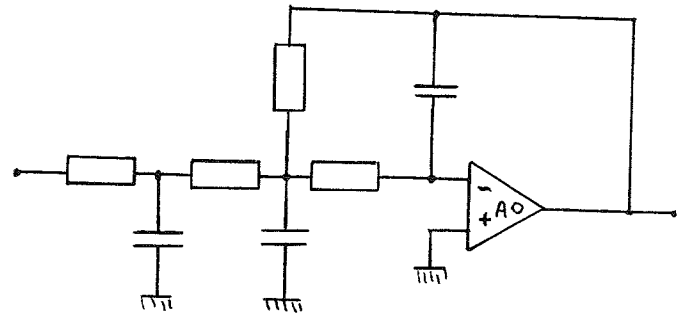
STRUCTURE A SOURCE CONTROLÉE
A REACTION MULTIPLE

facteur de surtension Q variant d'une valeur élevée (50) à une valeur inférieure à 1 selon deux techniques possibles :

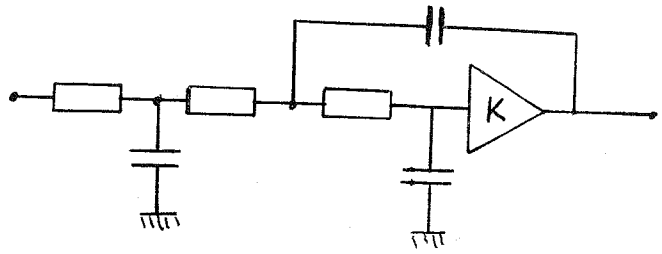
1 introduction du tri-pôle T' et variation de R₁ et C₁

2 introduction d'un buffer ramenant au point A une fonction de la tension de sortie grâce à un potentiomètre.

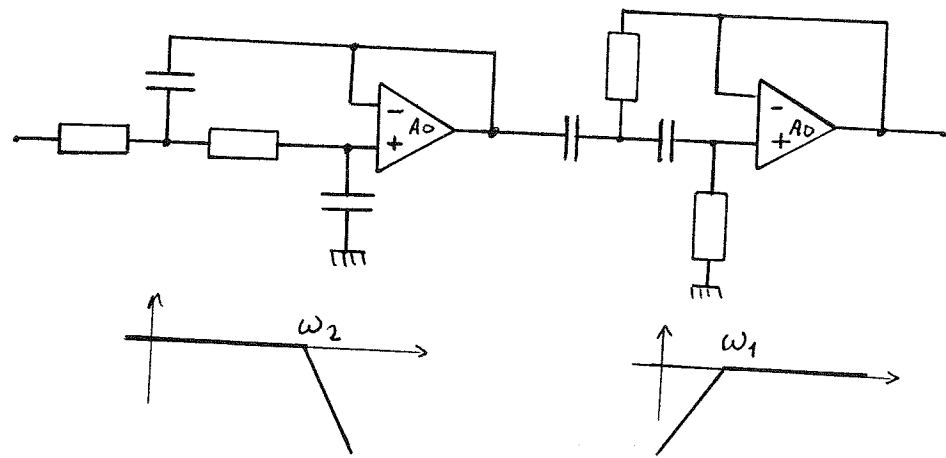
FILTRES D'ORDRE SUPERIEUR A 2: EXEMPLES



PASSE - BAS
RAUCH 3^{eme} ordre

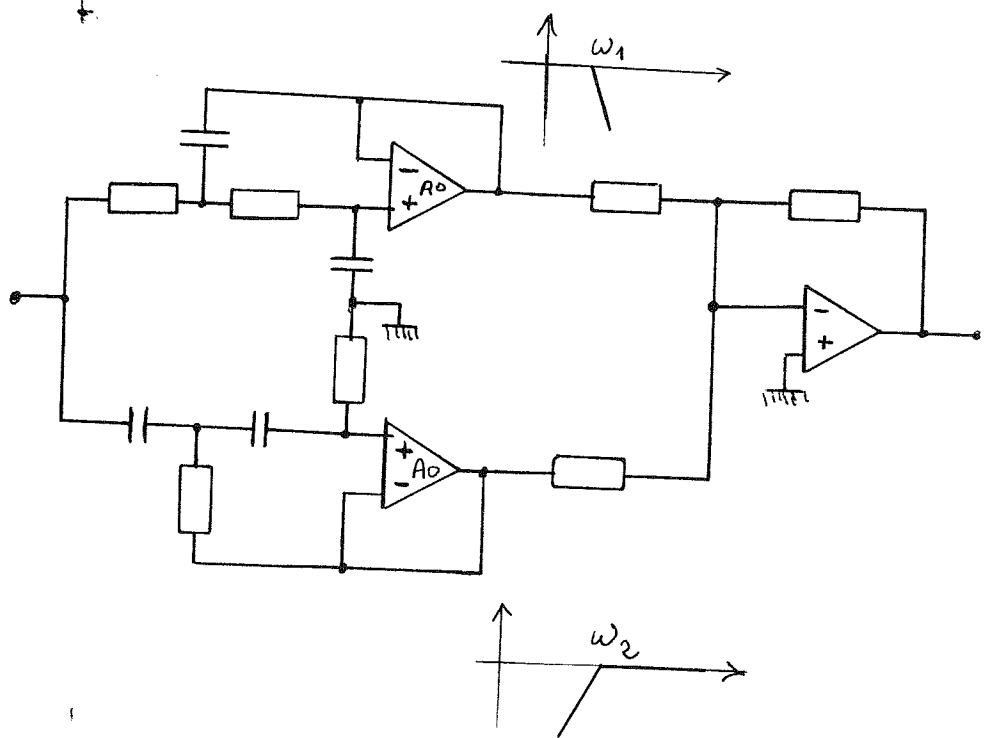


PASSE - BAS
SALLEN-KEY 3^{eme} ordre



PASSE - BANDE
COUPURE
12 dB/oct

$$\omega_1 < \omega_2$$



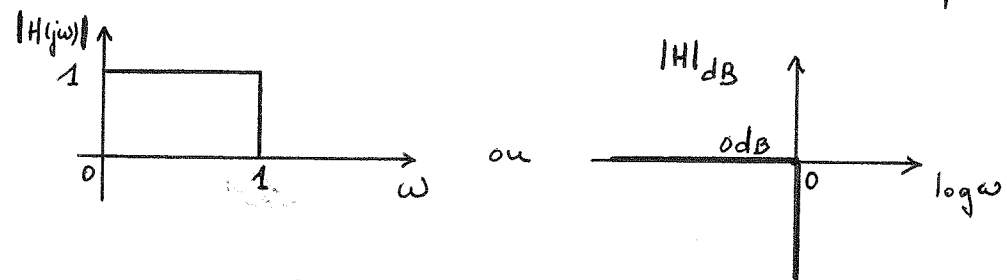
COUPE - BANDE
COUPURE
12 dB/oct

$$\omega_1 < \omega_2$$

FONCTIONS DE FILTRAGE PASSE-BAS

PASSE-BAS IDEAL

Transmittance complexe normalisée: $H(j\omega)$



ω est la pulsation réduite par rapport à la pulsation de coupure Ω_c

$$\left(\omega = \frac{\Omega}{\Omega_c} \right)$$

On essaie d'approcher la FT idéale au moyen d'une fonction du type

$$H(p) = \frac{1}{D(p)} = \frac{1}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + \dots + a_n p^n}$$

(d'où le nom de "filtrage polynomial" d'ordre n donné à ce type de filtrage - Alors, $|H(j\omega)|$ se met sous la forme

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + f(\omega)}} \quad \text{ou} \quad |H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + f(\omega)}$$

avec $f(0) = 0$ puisque $|H(0)| = 1$

FONCTIONS DE BUTTERWORTH

(MF pour Maximally Flat)

On prend $f(\omega) = \omega^{2n}$ \Rightarrow à l'ordre n

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^{2n}}$$

Ces fonctions ont des caractéristiques moyennes à tout point de vue et constituent souvent un bon compromis -

Elles optimisent le plat de la réponse en fréquence au voisinage de $\omega = 0$ car les dérivées successives de $|H|$ par rapport à ω sont alors nulles. En effet:

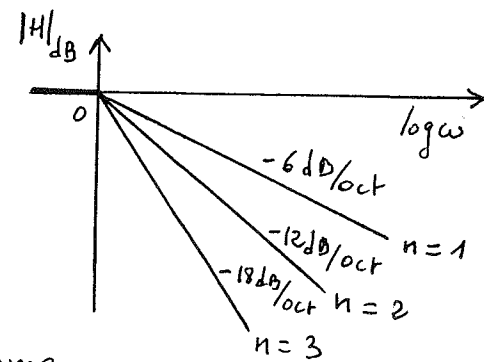
$$\frac{df}{d\omega} = 2n \omega^{2n-1} \quad \frac{d^2 f}{d\omega^2} = 2n(2n-1) \omega^{2n-2} \dots \text{etc.}$$

$$\Rightarrow \frac{d^{(m)}}{d\omega^m} |H|^2 = 0 \quad \text{en } \omega = 0$$

Pour $\omega = 1$ $|H|^2 = \frac{1}{2} \forall n$ $\omega = 1$ est la fréquence de coupure à 3dB $\forall n$.

Diagrammes asymptotiques amplitude :

On montre que les fonctions de transfert correspondantes sont les fonctions de BUTTERWORTH



$$H(p) = \frac{1}{D(p)} \quad \text{où } D(p) \text{ est un polynôme de Butterworth}$$

polynômes de Butterworth

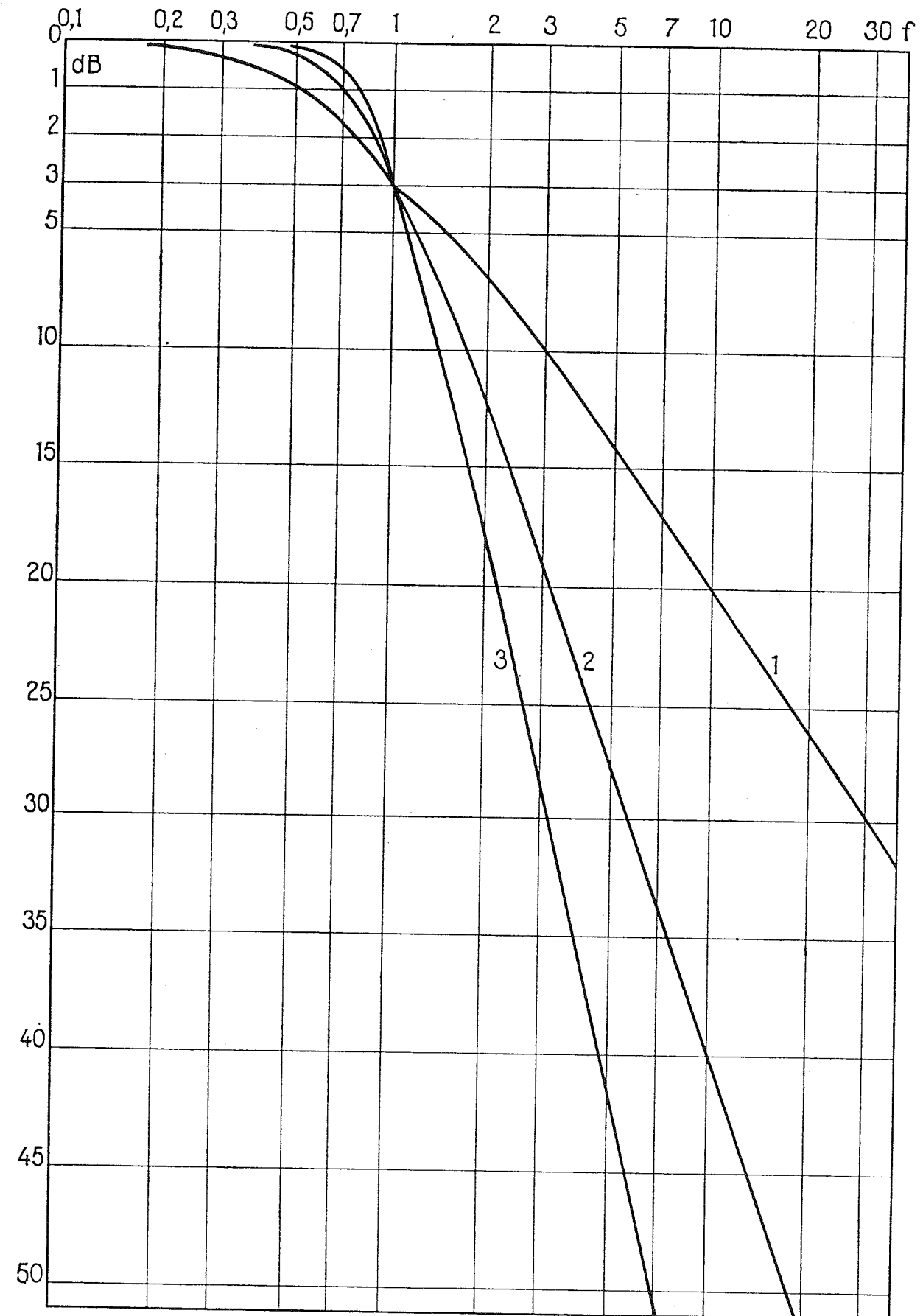
N

- 1 $1 + s$
- 2 $1 + 1,4142 s + s^2$
- 3 $1 + 2 s + 2 s^2 + s^3$
- 4 $1 + 2,613 s + 3,414 s^2 + 2,613 s^3 + s^4$
- 5 $1 + 3,236 s + 5,236 s^2 + 5,236 s^3 + 3,236 s^4 + s^5$
- 6 $1 + 3,864 s + 7,464 s^2 + 9,141 s^3 + 7,464 s^4 + 3,864 s^5 + s^6$
- 7 $1 + 4,494 s + 10,103 s^2 + 14,606 s^3 + 14,606 s^4 + 10,103 s^5 + 4,494 s^6 + s^7$

soit encore

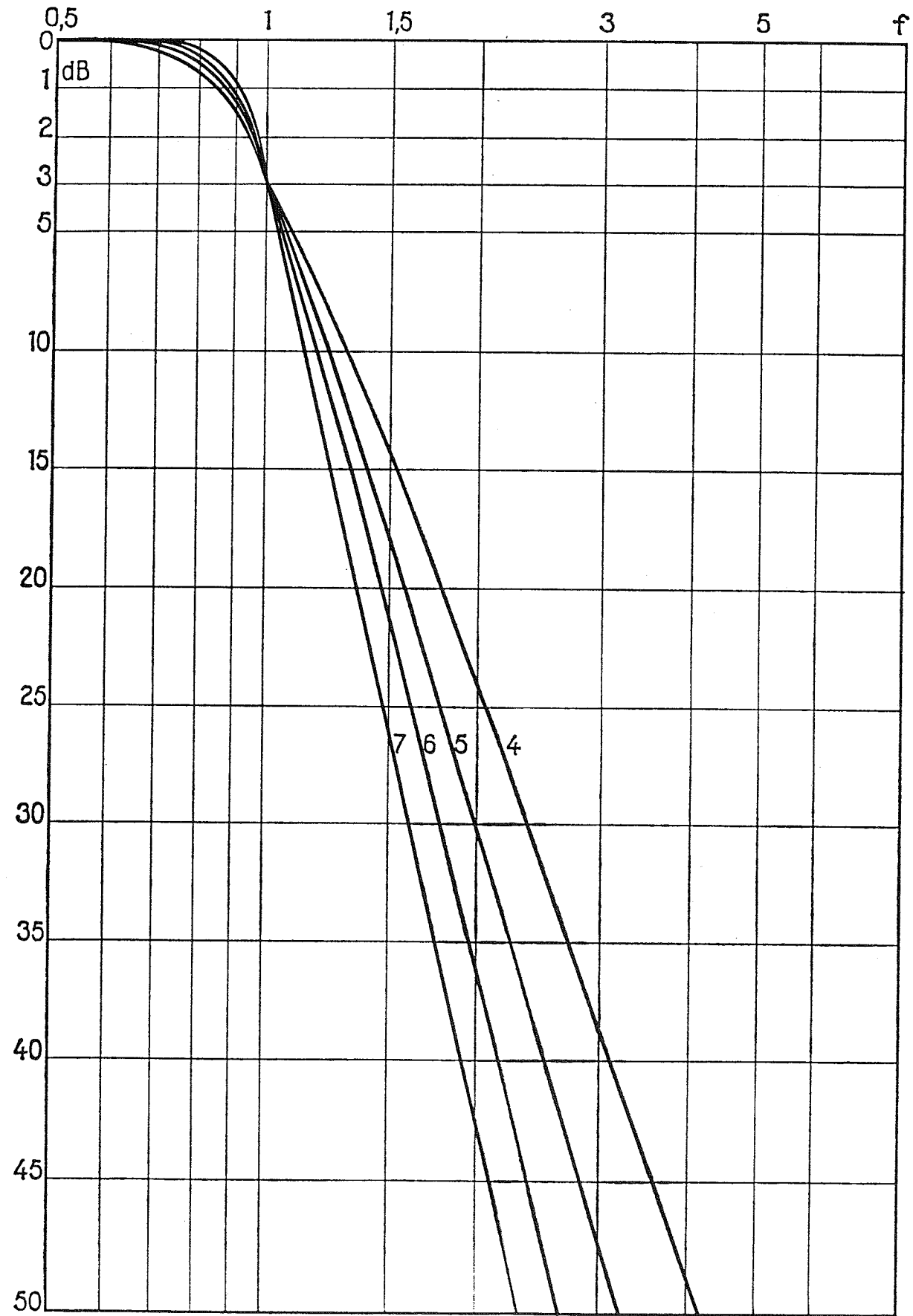
- 1 $1 + s$
- 2 $1 + 1,4142 s + s^2$
- 3 $(1 + s)(1 + s + s^2)$
- 4 $(1 + 0,7654 s + s^2)(1 + 1,8478 s + s^2)$
- 5 $(1 + s)(1 + 0,6180 s + s^2)(1 + 1,6180 s + s^2)$
- 6 $(1 + 0,5176 s + s^2)(1 + 1,4142 s + s^2)(1 + 1,9319 s + s^2)$
- 7 $(1 + s)(1 + 0,4449 s + s^2)(1 + 1,2465 s + s^2)(1 + 1,8022 s + s^2)$

FONCTIONS DE BUTTERWORTH



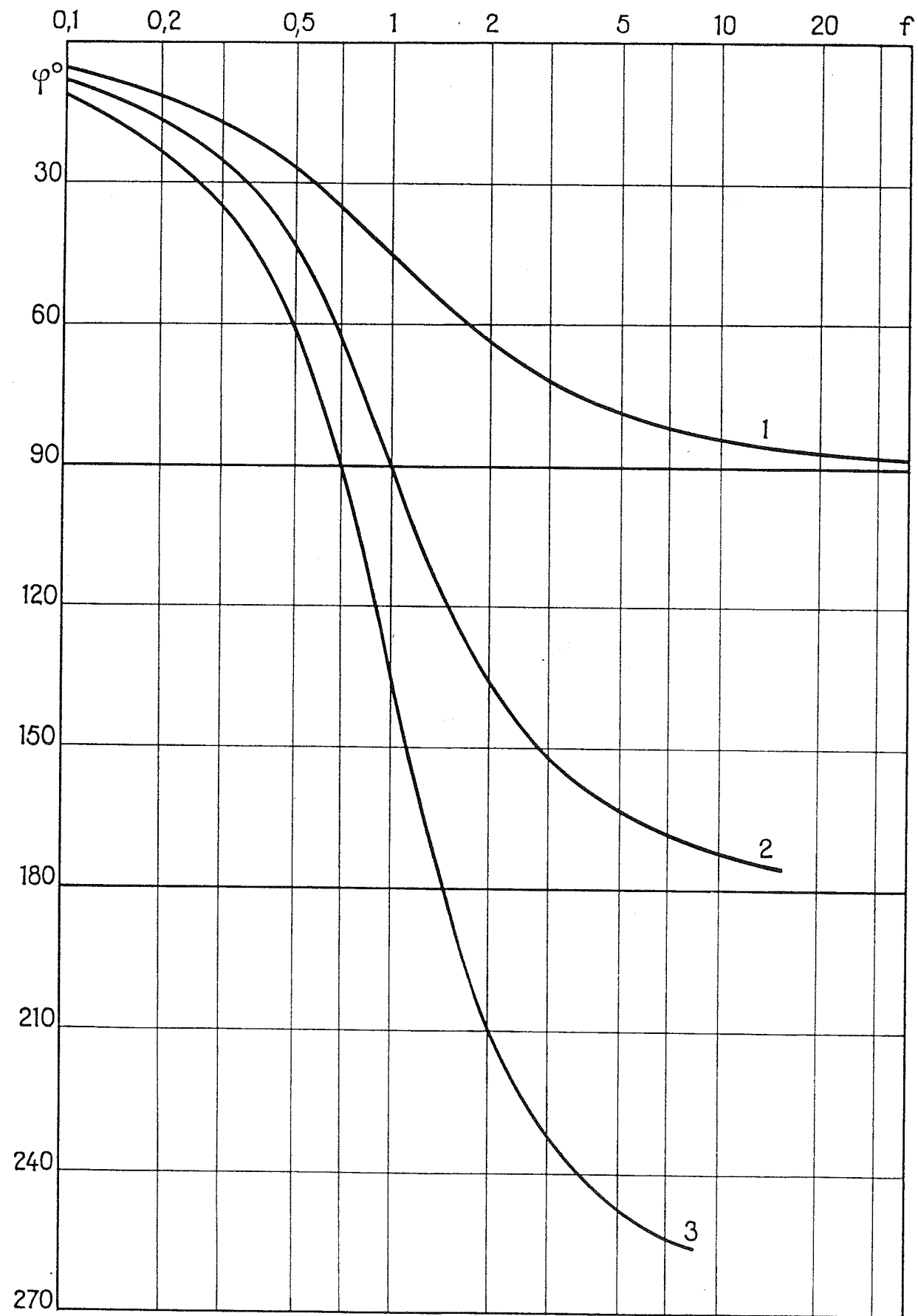
MF. Amplitude

FONCTIONS DE BUTTERWORTH

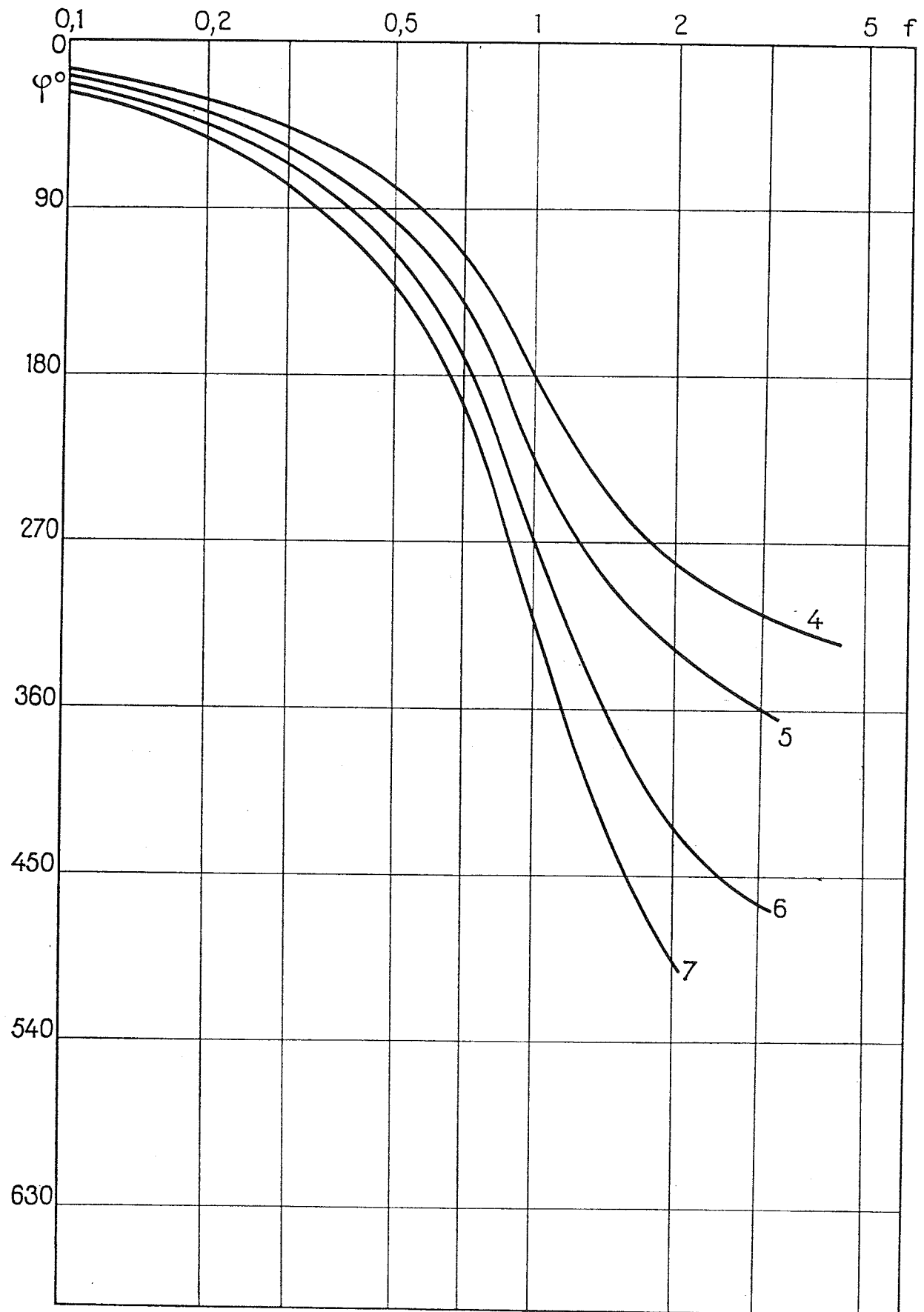


MF. Amplitude

FONCTIONS DE BUTTERWORTH



FONCTIONS DE BUTTERWORTH



FONCTIONS DE TCHEBYCHEFF

(ER pour Equal Ripple)

On prend $f(\omega) = \varepsilon^2 T_n^2(\omega)$ où ε est un nombre réel compris entre 0 et 1

et $T_n(\omega)$ est un polynôme de TCHEBYCHEFF, dont la propriété essentielle est la suivante :

$$\text{pour } |\omega| < 1 \quad |T_n(\omega)| < 1$$

$$\text{pour } |\omega| = 1 \quad |T_n(\omega)| = 1 \quad \forall n$$

$$\text{pour } |\omega| \rightarrow \infty \quad |T_n(\omega)| \rightarrow \infty$$

Alors, à l'ordre n $|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega)}$

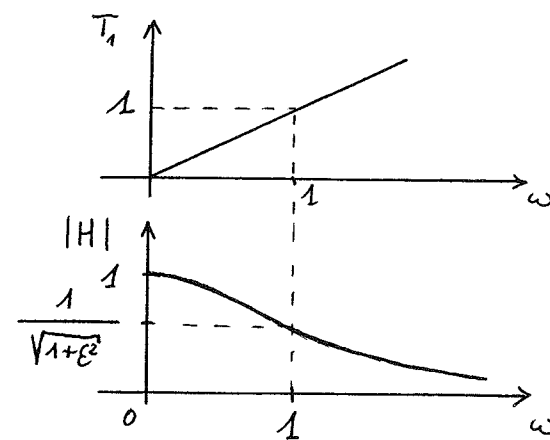
Ces fonctions constituent un bon compromis entre une variation acceptable du gain dans la bande passante et une chute rapide de la courbe de réponse à l'extérieur de la bande passante.

$$T_N(x) = \text{Partie Réelle de } [x + j(1 - x^2)^{1/2}]^N$$

d'où le tableau :

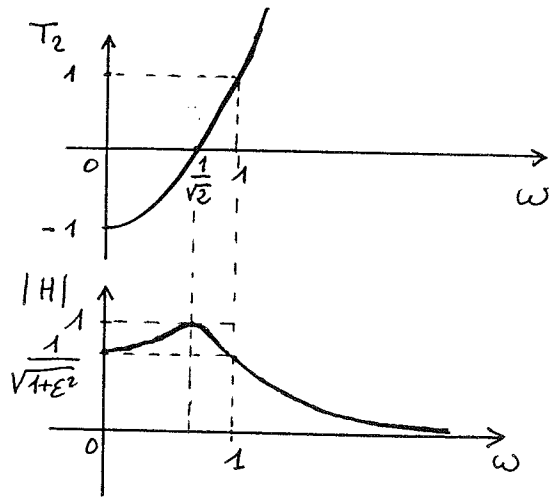
N	
1	x
2	2x ² - 1
3	4x ³ - 3x
4	8x ⁴ - 8x ² + 1
5	16x ⁵ - 20x ³ + 5x
6	32x ⁶ - 48x ⁴ + 18x ² - 1
7	64x ⁷ - 112x ⁵ + 56x ³ - 7x

Par exemple : $n=1 \quad T_1(\omega) = \omega$
 $|H| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 T_1^2}}$



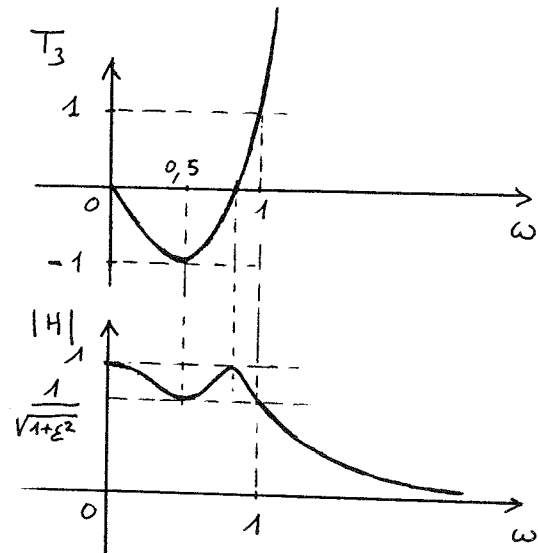
$$n=2 \quad T_2(\omega) = 2\omega^2 - 1$$

$$|H| = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2 T_2^2}}$$



$$n=3 \quad T_3(\omega) = 4\omega^3 - 3\omega$$

$$|H| = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2 T_3^2}}$$



De façon générale on obtiendra
n extrema dans la bande passante

Pour n pair $T(0) = \pm 1$ $|H(0)| = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}$

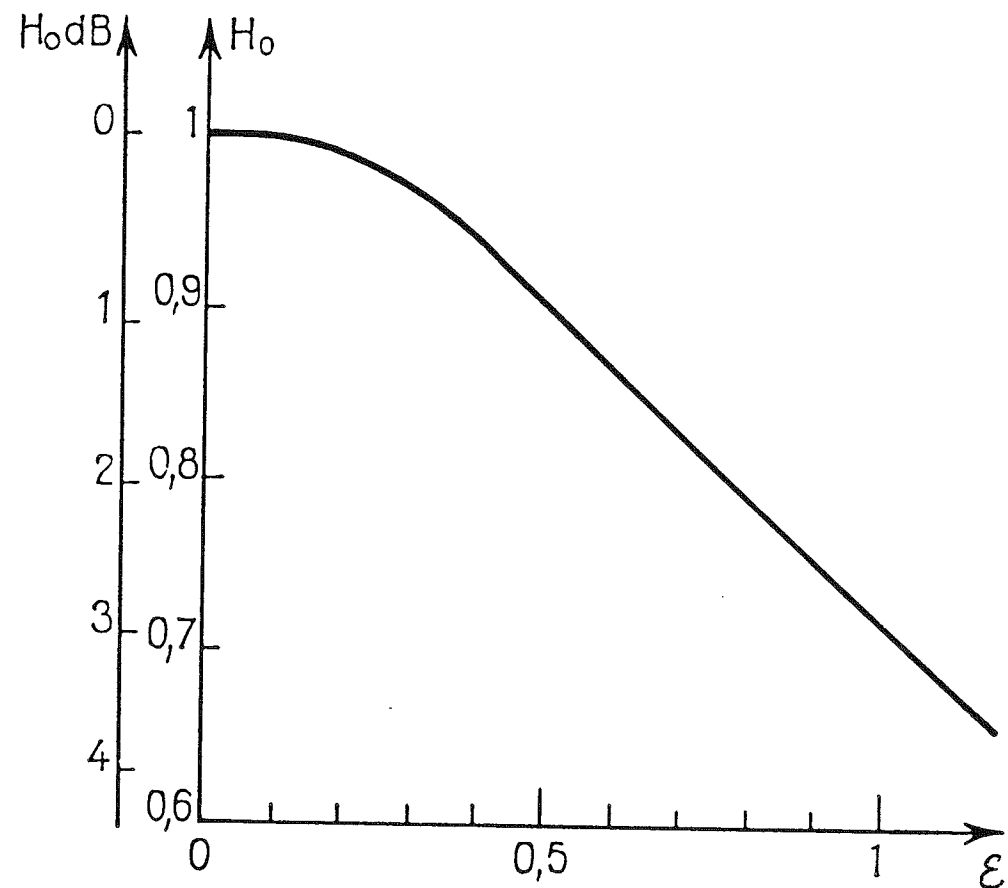
Pour n impair $T(0) = 0$ $|H(0)| = 1$

Pour $\omega = 1$, on a toujours $|H| = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}$ (ondulation maximale dans la bande passante).

C'est donc pour cette valeur de |H| qu'est définie la fréquence de coupure par rapport à laquelle sont normalisées les fréquences (la coupure ainsi définie n'est pas la coupure à 3dB).

Les FT correspondantes sont de la forme $H(p) = \frac{K}{D(p)}$
 où $D(p)$ est un polynôme d'ordre n dépendant de ϵ , c'est
 à dire de l'ondulation dans la bande passante (voir tableaux)

$$K = 1 \text{ pour } n \text{ impair} \quad K = \frac{1}{\sqrt{1+\epsilon^2}} \text{ pour } n \text{ pair}$$



Valeur de ϵ en fonction de l'ondulation

Dénominateurs de Tchebychev pour un taux de 0,5 dB ($\epsilon = 0,349$)

N

2 $1 + 0,940 s + 0,660 s^2$

3 $(1 + 1,597 s) (1 + 0,548 s + 0,875 s^2)$

4 $(1 + 2,376 s + 2,806 s^2) (1 + 0,330 s + 0,941 s^2)$

5 $(1 + 2,762 s) (1 + 1,231 s + 2,100 s^2) (1 + 0,216 s + 0,965 s^2)$

6 $(1 + 3,692 s + 6,380 s^2) (1 + 0,719 s + 1,695 s^2) (1 + 0,152 s + 0,978 s^2)$

7 $(1 + 3,91 s) (1 + 1,817 s + 3,94 s^2) (1 + 0,472 s + 1,476 s^2) \dots$

$\dots (1 + 0,112 s + 0,984 s^2)$

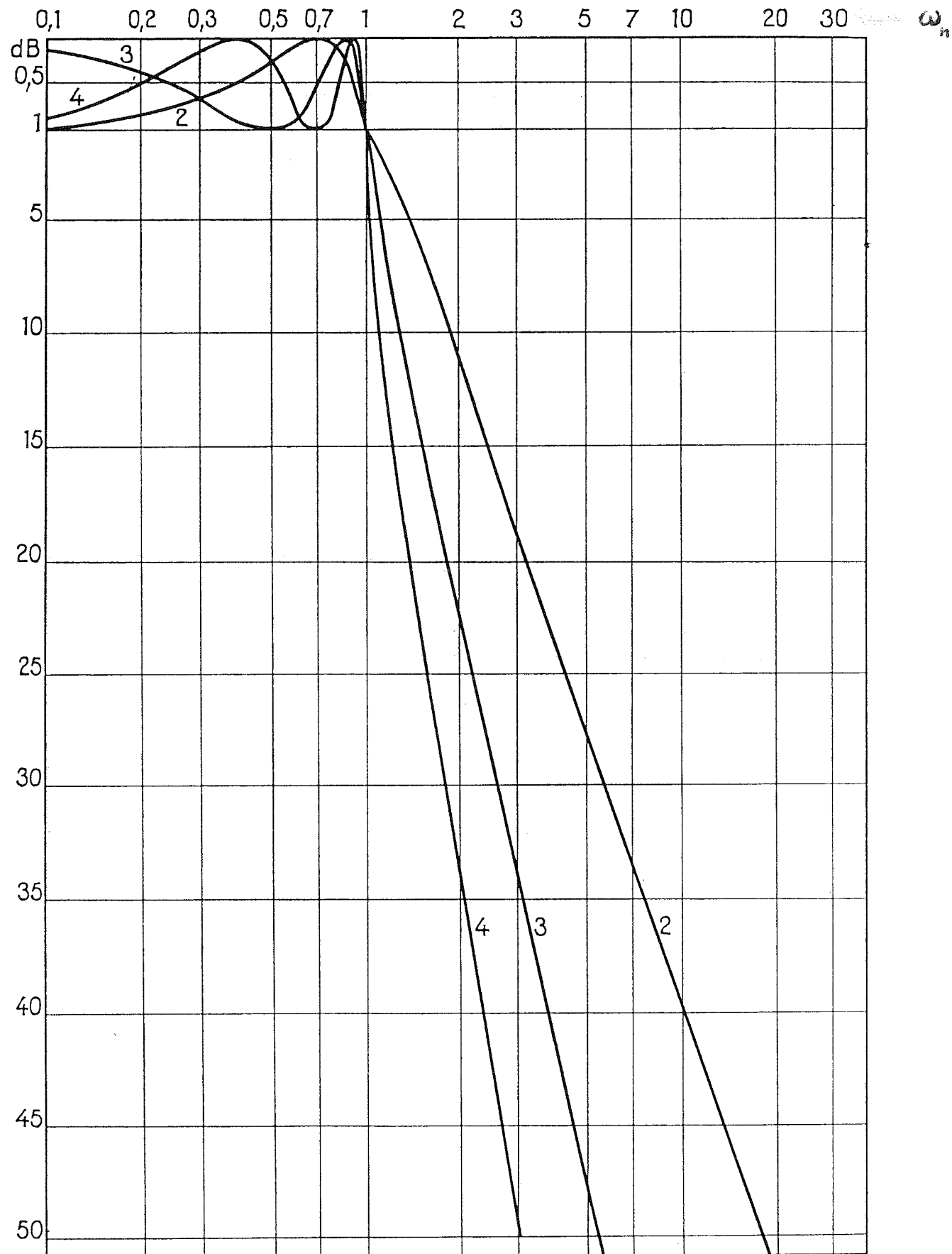
Fonctions de transmission des filtres de Tchébycheff (filtres « passe-bas »)

$$|\alpha|_{\max} = 1 \text{ dB } (\varepsilon = 0,508 \text{ 84}).$$

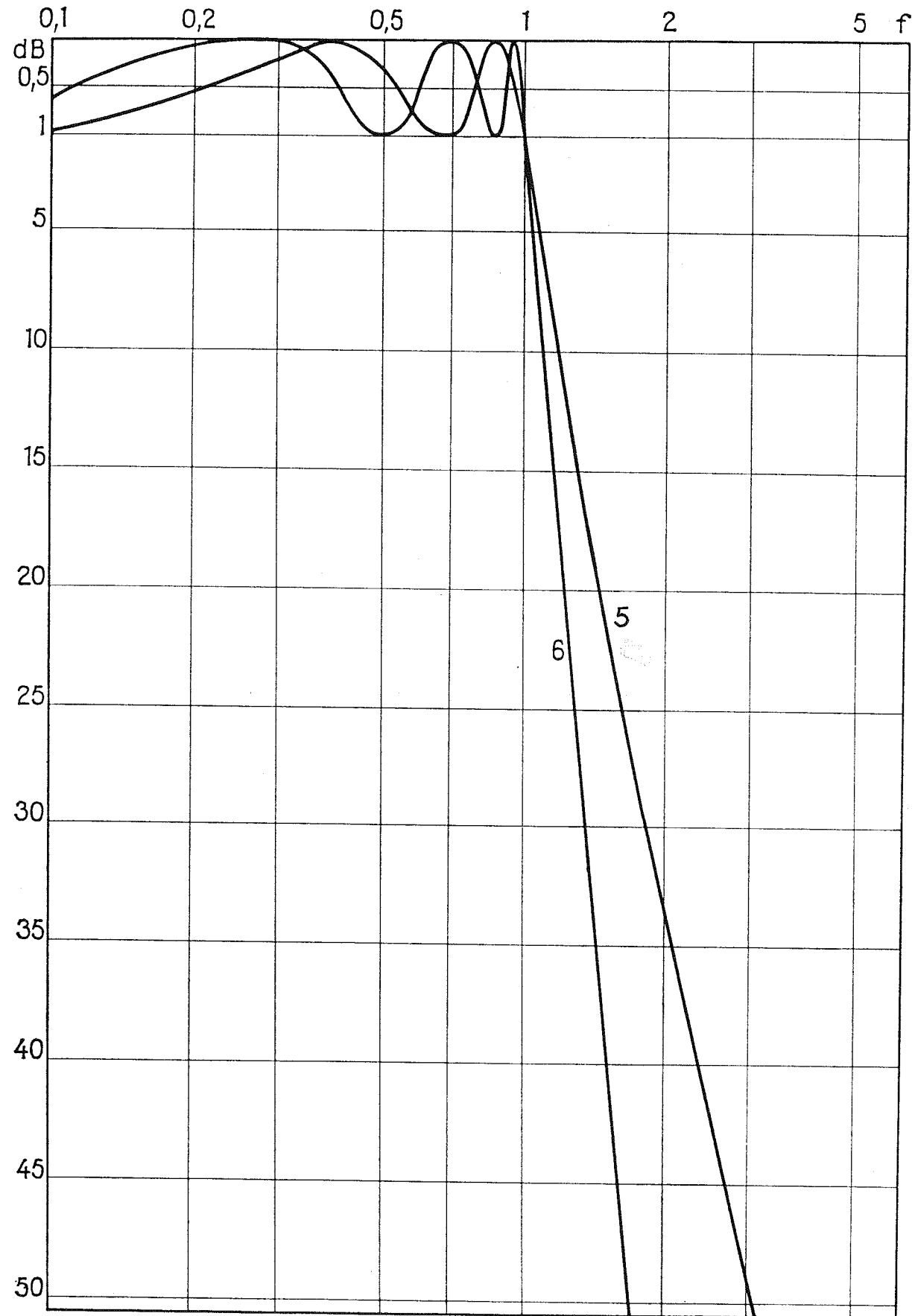
Ordre du filtre	Fonction de transmission correspondante
2	$0,907 p^2 + 0,995 6 p + 1$
3	$2,035 3 p^3 + 2,011 6 p^2 + 2,520 6 p + 1$
4	$3,628 p^4 + 3,456 8 p^3 + 5,274 9 p^2 + 2,694 2 p + 1$
5	$8,141 5 p^5 + 7,627 1 p^4 + 13,75 p^3 + 7,933 p^2 + 4,726 4 p + 1$
6	$14,512 p^6 + 13,47 p^5 + 28,02 p^4 + 17,445 p^3 +$ $+ 13,632 p^2 + 4,456 p + 1$
7	$32,566 p^7 + 30,06 p^6 + 70,866 p^5 + 46,53 p^4 +$ $+ 44,21 p^3 + 17,866 p^2 + 6,958 4 p + 1$

Ordre du filtre	Fonctions de transmission « décomposées »
2	$0,907 p^2 + 0,995 6 p + 1$
3	$(1,005 8 p^2 + 0,497 p + 1)(2,023 p + 1)$
4	$(1,013 6 p^2 + 0,282 8 p + 1)(3,579 1 p^2 + 2,411 3 p + 1)$
5	$(2,329 3 p^2 + 1,0911 p + 1)(1,011 8 p^2 + 0,181 p + 1) \times$ $\times (3,454 0 p + 1)$
6	$(8,018 8 p^2 + 3,721 7 p + 1)(1,009 3 p^2 + 0,125 5 p + 1) \times$ $\times (1,793 p^2 + 0,609 2 p + 1)$
7	$(4,339 3 p^2 + 1,606 1 p + 1)(1,530 3 p^2 + 0,391 9 p + 1) \times$ $\times (1,007 3 p^2 + 0,092 p + 1)(4,868 p + 1)$
8	$(14,232 6 p^2 + 5,009 8 p + 1)(1,382 p^2 + 0,275 5 p + 1) \times$ $\times (2,933 7 p^2 + 0,875 4 p + 1)(1,005 8 p^2 + 0,070 4 p + 1)$
9	$(7,024 2 p^2 + 2,103 3 p + 1)(2,280 1 p^2 + 0,556 6 p + 1) \times$ $\times (1,004 7 p^2 + 0,055 6 p + 1)(1,289 6 p^2 + 0,205 4 p + 1)$ $\times (6,276 p + 1)$

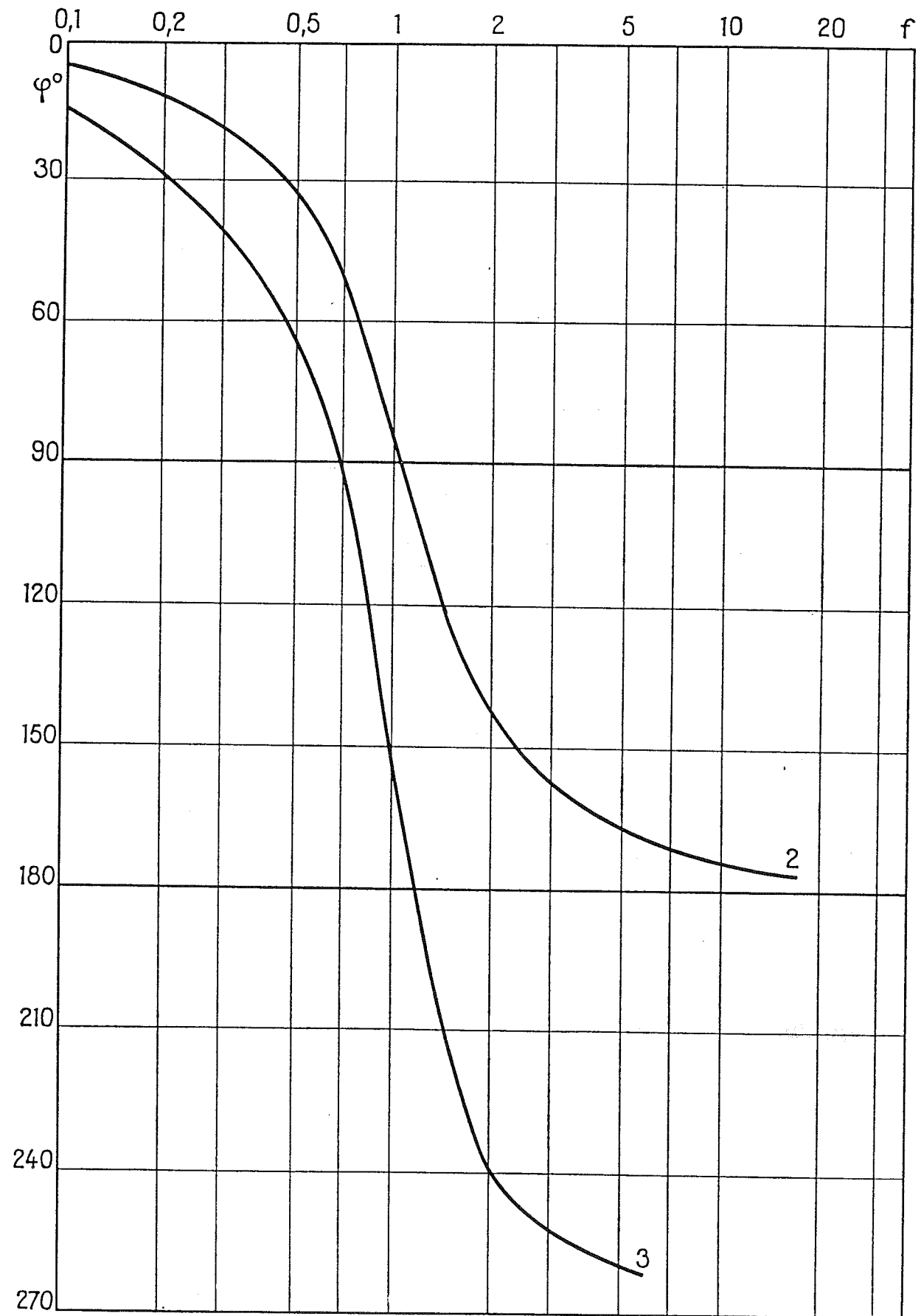
FONCTIONS DE TCHEBYTCHEV



FONCTIONS DE TCHEBYTCHEV

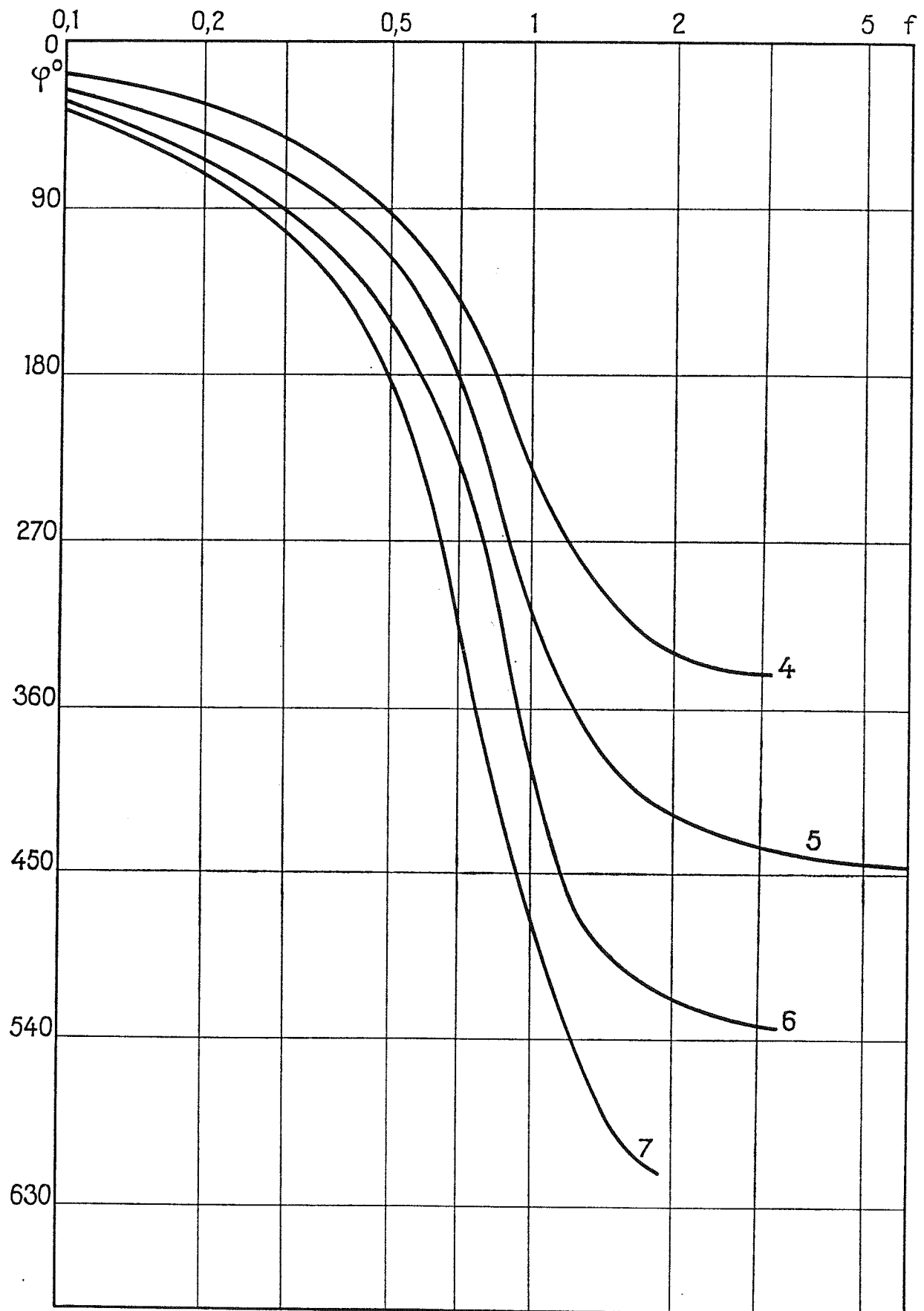


FONCTIONS DE TCHEBYTCHEV



ER. Phase

FONCTIONS DE TCHEBYTCHEV

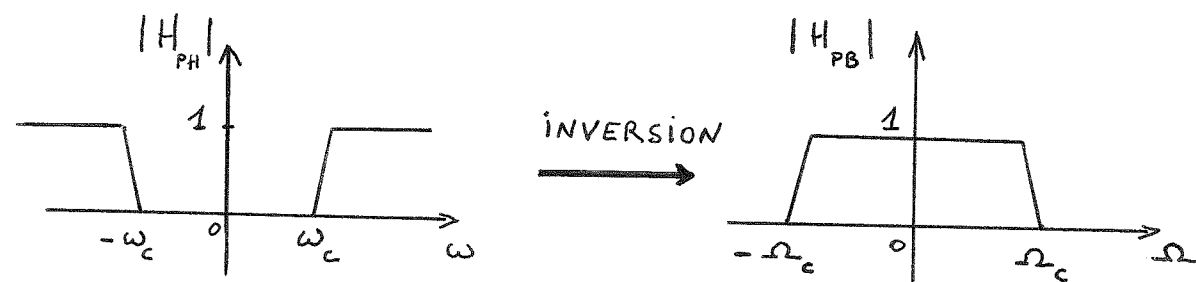


FONCTIONS DE FILTRAGE: TRANSFORMATION DE FRÉQUENCE

Les fonctions de filtrage utilisées en pratique sont toujours des fonctions PASSE-BAS.

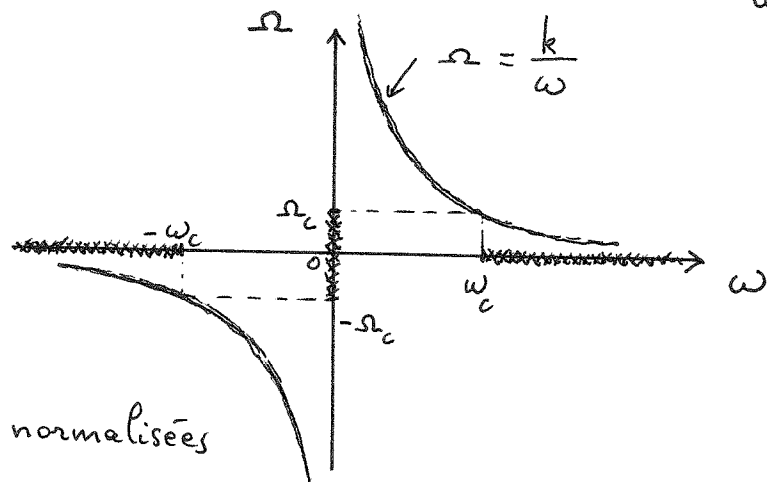
Les autres types de FT peuvent toujours se ramener à des fonctions passe-bas par TRANSFORMATION de FRÉQUENCE.

Exemple: TRANSFORMATION PASSE-HAUT \longrightarrow PASSE-BAS



$$|H_{PH}(j\omega_c)| = |H_{PB}(j\Omega_c)|$$

Il est facile de vérifier que la transformation $\Omega = \frac{k}{\omega}$ convient. En effet:



Si de plus les pulsations sont normalisées par rapport aux pulsations de coupure ($\omega_n = \frac{\omega}{\omega_c}$ et $\Omega_n = \frac{\Omega}{\Omega_c}$) on doit avoir $\omega_{nc} = \Omega_{nc} = 1$ (pulsations de coupure des FT normalisées). La transformation adéquate sur les fréquences normalisées est alors simplement $\Omega_n = \frac{1}{\omega_n}$.

Exemple: PASSE-HAUT BUTTERWORTH 2^{ème} ordre: $H_{PH} = \frac{p_n^2}{p_n^2 + \sqrt{2}p_n + 1}$
avec $p_n = \frac{p}{\omega_c}$

BIBLIOGRAPHIE

- R.L. BOYLESTAD – L. NASHELSKY** Electronic Devices and Circuit Theory *Prentice Hall*
- M. GIRARD** Composants actifs discrets – Tomes 1 et 2 *Mc Graw Hill*
- M. GIRARD** Amplificateurs Opérationnels - Tomes 1 et 2 *Mc Graw Hill*
- M. GIRARD** Amplificateurs de Puissance *Ediscience international.*
- M. HASSUL – D. ZIMMERMAN** Electronic Devices and Circuits *Prentice Hall*
- A.P. MALVINO** Principes d'Électronique *Dunod*
- D.A. NEAMEN** Electronic Circuit Analysis and Design *Irwin*
- M. SAUSADE** Introduction à l'Électronique analogique *De Boeck Université*
- L. TRAN TIEN** Circuits Fondamentaux de l'Electronique Analogique *Tec et Doc Lavoisier*