

SOMMAIRE

CHAPITRE 1		CHAPITRE 5	
ÉTUDE ET SYNTHÈSE DES FILTRES ACTIFS ANALOGIQUES		MODULATION D'AMPLITUDE	
I Définitions.....	6	I Introduction.....	180
II Principaux gabarits.....	7	II Définitions.....	180
III Courbes de réponse des filtres de type « Butterworth », « Tchebychev » et « Bessel » : présentation.....	9	III Exemples.....	182
IV Expressions mathématiques exactes des filtres de « Butterworth » et de « Tchebychev ».....	12	IV Modulation d'amplitude avec porteuse conservée : taux de modulation m	185
V Calcul de l'ordre d'un filtre à partir de son gabarit : quelques exemples.....	15	V Puissances mises en jeu en modulation d'amplitude.....	189
VI Synthèse des filtres actifs.....	17	VI Démodulation d'amplitude.....	191
VII Méthode de synthèse des filtres passe-haut.....	24	Exercices.....	196
VIII Méthode de synthèse des filtres passe- bande.....	28		
Exercices.....	35		
Annexes.....	45		
CHAPITRE 2		CHAPITRE 6	
CAPACITÉS COMMUTÉES		MODULATIONS ANGULAIRES :	
		MODULATION DE FRÉQUENCE ET MODULATION DE PHASE	
I Introduction.....	83	I Signaux mis en jeu en modulation angulaire.....	204
II Étude du comportement de quelques filtres à capacités commutées.....	86	II Définitions des modulations angulaires.....	204
III Étude d'un filtre intégré à capacités commutées commercial circuit MF10.....	96	III Caractéristiques des signaux modulés angulaires lorsque le message est purement sinusoïdal.....	205
Exercices.....	107	IV Puissances de la modulation de fréquence.....	215
		V Génération de signaux en modulation de fréquence.....	218
		Annexes.....	219
		Exercices.....	232
CHAPITRE 3		CHAPITRE 7	
SÉRIE DE FOURIER : SIGNAUX PÉRIODIQUES NON SINUSOÏDAUX		BOUCLE À VERROUILLAGE DE PHASE	
		OU « PHASE LOCKED LOOP » PLL	
I Série de Fourier en notation réelle.....	128	I La PLL dans les conditions de verrouillage.....	246
II Série de Fourier en notation complexe.....	129	II Principales fonctions de la PLL.....	249
III Calcul des coefficients réels a_0 , a_n et b_n : exemple de signaux usuels.....	131	III PLL en boucle fermée : plage de poursuite (plage de verrouillage) et plage de capture.....	257
IV Calcul des coefficients complexes C_n : exemple de signaux usuels.....	138	IV Établissement des équations de la PLL.....	261
V Réponse harmonique d'un système linéaire.....	141	V Boucle à verrouillage de phase du 1 ^{er} ordre.....	263
VI Fonctions spécifiques admettant des harmo- niques pairs ou impairs : fonctions dites anti- périodiques (ou apériodiques).....	145	VI Boucle à verrouillage de phase du 2 nd ordre.....	266
		Exercices.....	272
CHAPITRE 4		CHAPITRE 8	
TRANSFORMÉE DE FOURIER		GÉNÉRATIONS DE SIGNAUX SINUSOÏDAUX : OSCILLATEURS	
I Définitions.....	152	I Généralités.....	287
II Propriétés de la transformée de Fourier.....	152	II Rappel sur les propriétés d'un système instable.....	288
III Distribution de Dirac ou fonction « delta » de Dirac et Peigne de Dirac.....	160	III Exemples de circuits amplificateurs utilisés.....	291
IV Transformée de Fourier des fonctions usuelles.....	163	IV Études de circuits oscillateurs : quelques exemples.....	292
V Théorème d'échantillonnage : multiplication dans le domaine temps.....	173	V Stabilisation de l'amplitude du signal de sortie : obtention d'un signal sinusoïdal en sortie.....	303
Exercices.....	176	VI Quartz : utilisation dans les oscillateurs.....	311
		VII Oscillateur contrôlé en tension (VCO).....	315
		Exercices.....	322
		Annexe.....	331

CHAPITRE 9
AMPLIFICATEURS NON LINÉAIRES :
FONCTIONNEMENT EN CLASSE C

I Introduction	335
II Classes de fonctionnement et temps de conduction	336
III Structure d'un amplificateur à transistor bipolaire	337
IV Formes d'ondes des signaux en classe C	339
V Décomposition en série de Fourier des signaux en classe C	339
VI Étude du circuit résonant autour de sa pulsation d'oscillation propre	340
VII Rappel sur les puissances en régime sinusoïdal	343
VIII Équations de la classe C	344
Exercices	350

CHAPITRE 10
BRUITS EN ÉLECTRONIQUE

I Introduction	363
II Outils mathématiques	363
III Sources de bruit dans les systèmes de communications	365
IV Bruit à travers un système linéaire	375
V Représentation des quadripôles bruyants	383
VI Bruit dans les transistors bipolaires	390
Exercices	396

Thème 1 : Synthèse d'un filtre passe-bas

ÉNONCÉ DE L'EXERCICE 1

Déterminer les éléments de la structure Sallen-Key permettant de construire le filtre satisfaisant au gabarit suivant :

ÉLÉMENTS DE RÉPONSE

- C'est un filtre de type « Butterworth ».

$$A_{\text{MAX}} = 3 \text{ dB} \quad A_{\text{min}} = 12 \text{ dB} \quad f_p = 10 \text{ kHz}$$

$$f_a = 20 \text{ kHz} \quad \Omega_a = f_a/f_p = 2$$

- Ordre du filtre

$$n \geq \frac{\log(10^{12} - 1)}{2 \log(2)} = \frac{\log(14,84)}{2 \log(2)} = 1,946 \quad n = 2$$

- Expression mathématique fournie par les tables

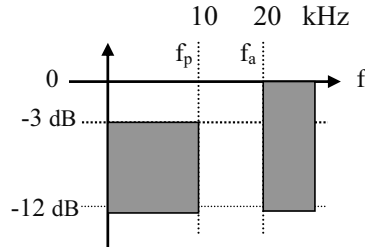
$$T(p_n) = \frac{1}{p_n^2 + \sqrt{2} p_n + 1} \quad p_n = j\omega/\omega_p = jf/f_p = p/\omega_p \quad \omega_p = 2\pi 10^4 \text{ (rad/s)}$$

$$\omega_p = \omega_0 = \frac{1}{R_0 C_0} \quad R_0 = 10 \text{ k}\Omega \quad C_0 = \frac{1}{R_0 \omega_0} = 1,59 \text{ nF}$$

- Par identification :

$$m = Q = \frac{\sqrt{2}}{2} = 0,707 \quad \text{PAS DE RÉSONANCE}$$

$$\frac{C_1}{C_0} = \frac{1}{m} = \sqrt{2} \quad \frac{C_2}{C_0} = m = 0,707 \quad C_1 = 2,25 \text{ nF} \quad C_2 = 1,125 \text{ nF}$$



ÉNONCÉ DE L'EXERCICE 2

Même exercice pour le filtre satisfaisant le gabarit suivant :

ÉLÉMENTS DE RÉPONSE

C'est un filtre de « Tchebychev ».

$$A_{\text{MAX}} = 1 \text{ dB} \quad A_{\text{min}} = 38 \text{ dB} \quad \varepsilon = 0,5$$

$$f_p = 2 \text{ kHz} \quad f_a = 5 \text{ kHz}$$

$$\Omega_a = f_a/f_p = 5/2 = 2,5$$

- Ordre du filtre

$$C_n^2(\Omega_a) = \frac{10^{\frac{A_{\text{min}}}{10}} - 1}{10^{\frac{A_{\text{Max}}}{10}} - 1} = \frac{10^{3,8} - 1}{10^{0,1} - 1} = 24\,364,43$$

$$C_n(2,5) = 156,09$$

$$n \geq \frac{\text{ch}^{-1}(C_n(2,5))}{\text{ch}^{-1}(2,5)} = \frac{\text{ch}^{-1}(156,09)}{\text{ch}^{-1}(2,5)} = 3,66 \quad n = 4$$

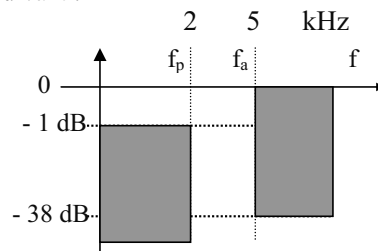
- Expression mathématique prise dans les tableaux :

$$T(p_n) = \left(\frac{1}{1,0136 p_n^2 + 0,2828 p_n + 1} \right) \left(\frac{1}{3,5791 p_n^2 + 2,4113 p_n + 1} \right)$$

Le filtre sera réalisé par 2 cellules passe-bas d'ordre 2 de base.

$$p_n = j\omega/\omega_p = jf/f_p = p/\omega_p \quad \omega_p = 2\pi 10^4 \text{ (rad/s)}$$

$$\omega_p = \omega_0 = \frac{1}{R_0 C_0} \quad R_0 = 10 \text{ k}\Omega \quad C_0 = \frac{1}{R_0 \omega_0} = 7,95 \text{ nF}$$



– Par identification

$$\text{Première cellule : } \frac{C_2}{C_0} = \frac{b}{2} = 0,1414 \qquad \frac{C_1}{C_0} = \frac{2a}{b} = 7,16$$

$$C_2 = 1,124 \text{ nF} \qquad C_1 = 56,9 \text{ nF}$$

$$\text{Deuxième cellule : } \frac{C_2}{C_0} = \frac{b}{2} = 1,20565 \qquad \frac{C_1}{C_0} = \frac{2a}{b} = 2,968$$

$$C_2 = 9,584 \text{ nF} \qquad C_1 = 23,59 \text{ nF}$$

Thème 2 : Synthèse d'un filtre passe-haut

ÉNONCÉ DE L'EXERCICE 3

Déterminer les éléments électriques d'un filtre passe-haut d'ordre 3 de type « Tchebychev » et d'ondulation maximum $\varepsilon = 0,1$ dB. On donne : $\omega_p = 2\pi f_p = 2\pi 10^4$ (rad/s) et $C_0 = 10$ nF.

ÉLÉMENTS DE RÉPONSE

– Expression mathématique du filtre passe-bas (prototype normalisé) fournie par les tables

$$T(p_n)_{\text{passe-bas d'ordre 3}} = \left(\frac{1}{0,5918 p_n^2 + 0,5736 p_n + 1} \right) \left(\frac{1}{1,031 p_n + 1} \right) \quad (1)$$

$$p_n = j\omega/\omega_p = jf/f_p = p/\omega_p$$

– Transformation passe-bas vers passe-haut : $p_n \rightarrow 1/p_n$

L'expression de la fonction de transfert du filtre passe-haut s'écrit :

$$T(p_n)_{\text{passe-haut d'ordre 3}} = \left(\frac{1}{0,5918 \frac{1}{p_n^2} + 0,5736 \frac{1}{p_n} + 1} \right) \left(\frac{1}{1,031 \frac{1}{p_n} + 1} \right) \quad (2)$$

$$T(p_n)_{\text{passe-haut d'ordre 3}} = \left(\frac{p_n^2}{0,5918 + 0,5736 p_n + p_n^2} \right) \left(\frac{p_n}{1,031 + p_n} \right) \quad (3)$$

$$T(p_n)_{\text{passe-haut d'ordre 3}} = \left(\frac{1,689 p_n^2}{1 + 0,969 p_n + 1,689 p_n^2} \right) \left(\frac{0,9699 p_n}{1 + 0,9699 p_n} \right) \quad (4)$$

$$T(p_n)_{\text{passe-haut d'ordre 3}} = \left(\frac{a p_n^2}{1 + b p_n + a p_n^2} \right) \left(\frac{c p_n}{1 + c p_n} \right)$$

$$a = 1,689 \qquad b = 0,969 \qquad c = 0,9699$$

L'expression (4) se présente sous la forme d'un produit de deux termes :

- le premier terme est celui d'une fonction de filtre passe-haut d'ordre 2 (pente + 2),
- le second terme est celui d'une fonction de filtre passe-haut d'ordre 1 (pente + 1).

– Réalisation du filtre électrique :

On utilise une cellule « Sallen-Key » passe-haut d'ordre 2 suivie d'un filtre C série R simple pour le passe-haut d'ordre 1.

Annexe 1-1 – Passe-bas, passe-haut Butterworth 3 dB

**Polynômes d'approximation des filtres passe-bas et passe-haut de Butterworth
Atténuation maximum dans la bande de 3 dB**

TABLEAU 1 : atténuation de 3 dB dans la bande

Ordre du filtre	Dénominateur $D(p_n)$	3 dB
n=1	$1 + p_n$	
n=2	$1 + \sqrt{2} p_n + p_n^2$	
n=3	$(1 + 1,00 p_n + p_n^2) (1 + p_n)$	
n=4	$(1 + 1,8477 p_n + p_n^2) (1 + 0,7653 p_n + p_n^2)$	
n=5	$(1 + 1,618 p_n + p_n^2) (1 + 0,618 p_n + p_n^2) (1 + p_n)$	
n=6	$(1 + 1,9318 p_n + p_n^2) (1 + \sqrt{2} p_n + p_n^2) (1 + 0,5176 p_n + p_n^2)$	
n=7	$(1 + 1,8019 p_n + p_n^2) (1 + 1,2469 p_n + p_n^2) \times$ $(1 + 0,445 p_n + p_n^2) (1 + p_n)$	
n=8	$(1 + 1,9615 p_n + p_n^2) (1 + 1,6629 p_n + p_n^2) \times$ $(1 + 1,1111 p_n + p_n^2) (1 + 0,3901 p_n + p_n^2)$	
n=9	$(1 + 1,8793 p_n + p_n^2) (1 + 1,532 p_n + p_n^2) \times$ $(1 + 1,00 p_n + p_n^2) (1 + 0,3472 p_n + p_n^2) (1 + p_n)$	

Ordre du filtre	valeur de a et b (dans l'ordre)	3 dB	Circuits utilisés
n=1	a = b = 1		C2 = circuit 2
n=2	(a = 0,7071, b = 1,4142)		C1 = circuit 1
n=3	(a = 0,5, b = 1,9999)		C1+C2
n=4	(a = 0,9238, b = 1,0823) et (a = 0,3826, b = 2,6131)		C1+C1
n=5	(a = 0,809, b = 1,236) et (a = 0,309, b = 3,236)		C1+C1+C2
n=6	(a = 0,9659, b = 1,0352) et (a = 0,7071, b = 1,4142) et (a = 0,2588, b = 3,8636)		C1+C1+C1
n=7	(a = 0,9009, b = 1,1099), (a = 0,6234, b = 1,6038) et (a = 0,2225, b = 4,4939)		C1+C1+C1+C2
n=8	(a = 0,9807, b = 1,0195) et (a = 0,8314, b = 1,2026) et (a = 0,5555, b = 1,7999) et (a = 0,19550, b = 5,1258)		C1+C1+C1+C1
n=9	(a = 0,9396, b = 1,0641) et (a = 0,766, b = 1,3054) et et (a = 0,500, b = 1,9999) et (a = 0,1736, b = 5,7587)		C1+C1+C1+C1+C2

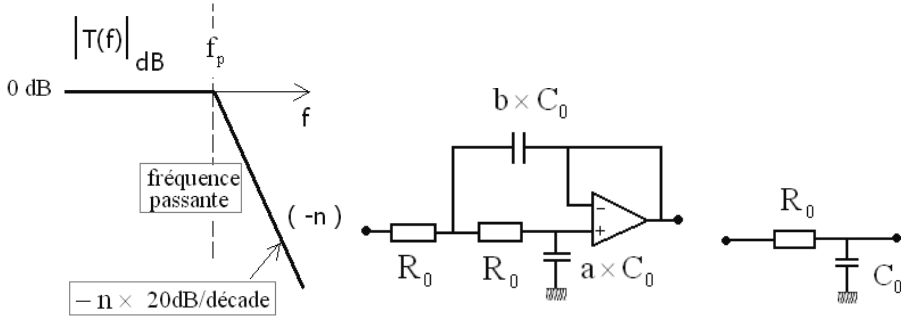
Annexe 1-1 – Passe-bas, passe-haut Butterworth 3dB

Filtre passe-bas : fonction de transfert ou de transmission : $T(p) = A_0/D(p)$ avec A_0 un coefficient réel constant. Le dénominateur $D(p)$ est un polynôme d'ordre n et la variable est $p = j\omega$. On utilisera la variable normalisée : $p_n = p/\omega_p = j\omega/\omega_p$, $\omega_p = 2\pi f_p$ (figure ci-dessous).

Filtre passe-haut : utiliser la transformation suivante : $p_n \rightarrow 1/p_n$ (Tableau 1)

Courbes asymptotiques et circuits électriques des filtres passe-bas et passe-haut

Filtre passe-bas



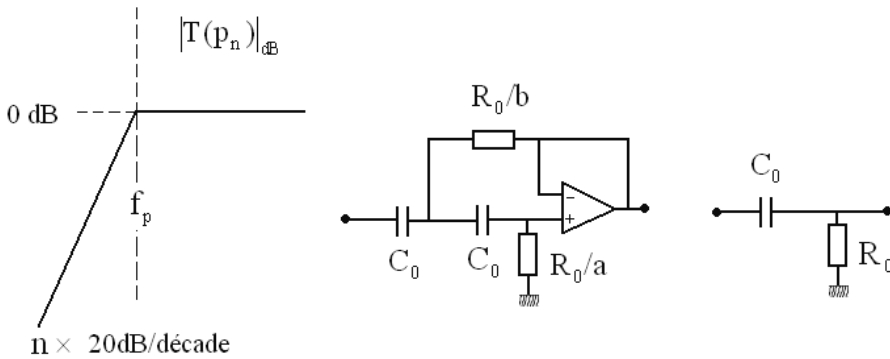
Filtre passe-bas :
Courbes asymptotiques

Circuit 1 (ordre 2) : C1
 $a = b = 1$

Circuit 2 (ordre 1) : C2
 $\omega_p = 2\pi f_p = 1/R_0 C_0$

Les coefficients a et b sont sans dimensions : $\omega_p = 2\pi f_p = 1/R_0 C_0 = 1/(a R_0 b C_0)$.

Filtre passe-haut



Filtre passe-haut :
Courbes asymptotiques

Circuit 1 (ordre 2) : C1
 $a = b = 1$

Circuit 2 (ordre 1) : C2
 $\omega_p = 2\pi f_p = 1/R_0 C_0$

Les coefficients a et b sont sans dimensions,
 $\omega_p = 2\pi f_p = 1/R_0 C_0 = 1/(a R_0 b C_0)$.

Annexe 1-6 – Passe-bande Tchebychev 1 dB

Bande passante relative				50 %
Ordre du filtre	H (p _n)	ONDULATION 1 dB	bande passante relative	50 %
n = ± 2	$\left(\frac{1}{1+0,2139 p_n + 0,6389 p_n^2} \right)$		$\left(\frac{1,5649 p_n^2}{1+0,3348 p_n + 1,5649 p_n^2} \right)$	
n = ± 3	$\left(\frac{1}{1+0,0944 p_n + 0,6192 p_n^2} \right)$		$\left(\frac{1,6148 p_n^2}{1+0,1525 p_n + 1,6148 p_n^2} \right) \times$	
	$\left(\frac{0,2470 p_n}{1+0,2470 p_n + 1,00 p_n^2} \right)$			
n = ± 4	$\left(\frac{1}{1+0,1513 p_n + 0,8154 p_n^2} \right)$		$\left(\frac{1,6276 p_n^2}{1+0,0864 p_n + 1,6276 p_n^2} \right) \times$	
	$\left(\frac{1}{1+0,0531 p_n + 0,6143 p_n^2} \right)$		$\left(\frac{1,2263 p_n^2}{1+0,1855 p_n + 1,2263 p_n^2} \right)$	
n = ± 5	$\left(\frac{1}{1+0,0993 p_n + 0,7369 p_n^2} \right)$		$\left(\frac{1,3570 p_n^2}{1+0,1348 p_n + 1,3570 p_n^2} \right) \times$	
	$\left(\frac{1}{1+0,0339 p_n + 0,6124 p_n^2} \right)$		$\left(\frac{1,6327 p_n^2}{1+0,0554 p_n + 1,6327 p_n^2} \right) \times$	
	$\left(\frac{0,14470 p_n}{1+0,14470 p_n + 1,000 p_n^2} \right)$			

Bande passante relative				60 %
Ordre du filtre	H (p _n)	ONDULATION 1 dB	bande passante relative	60 %
n = ± 2	$\left(\frac{1}{1+0,2428 p_n + 0,5842 p_n^2} \right)$		$\left(\frac{1,7117 p_n^2}{1+0,4157 p_n + 1,7117 p_n^2} \right)$	
n = ± 3	$\left(\frac{1}{1+0,1068 p_n + 0,5637 p_n^2} \right)$		$\left(\frac{1,7739 p_n^2}{1+0,1896 p_n + 1,7739 p_n^2} \right) \times$	
	$\left(\frac{0,2965 p_n}{1+0,2965 p_n + 1,000 p_n^2} \right)$			
n = ± 4	$\left(\frac{1}{1+0,1774 p_n + 0,7826 p_n^2} \right)$		$\left(\frac{1,79006 p_n^2}{1+0,1074 p_n + 1,7900 p_n^2} \right) \times$	
	$\left(\frac{1}{1+0,060 p_n + 0,5586 p_n^2} \right)$		$\left(\frac{1,2776 p_n^2}{1+0,2267 p_n + 1,2776 p_n^2} \right)$	

IV Modulation d'amplitude avec porteuse conservée : taux de modulation m

Lorsqu'on souhaite conserver la porteuse, on additionne au signal contenant le message $m(t)$ une composante continue égale à U_0 . Le signal modulé s'écrit (10) :

$$s(t) = (U_0 + m(t)) A_0 \sin(2\pi f_p t) = A(t) \sin(2\pi f_p t) \quad (10)$$

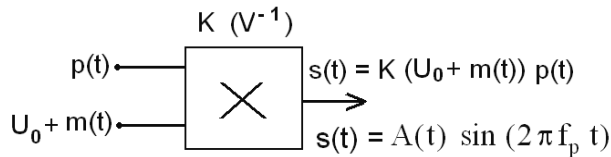


Figure 6 : modulation d'amplitude avec porteuse conservée, $K = 1 V^{-1}$
Multiplication des signaux $(U_0 + m(t))$ et $p(t) = A_0 \sin(2\pi f_p t)$

IV-1 Aspect temporel pour un message sinusoïdal

$$\begin{aligned} m(t) &= a_m \sin(2\pi f_m t) \\ s(t) &= A_0 (U_0 + a_m \sin(2\pi f_m t)) \sin(2\pi f_p t) = A(t) \sin(2\pi f_p t) \\ s(t) &= U_0 A_0 \left(1 + \frac{a_m}{U_0} \sin(2\pi f_m t) \right) \sin(2\pi f_p t) = A(t) \sin(2\pi f_p t) \end{aligned} \quad (11)$$

On pose : $A'_0 = A_0 U_0$ et $m = a_m/U_0$, m est appelé taux de modulation d'amplitude.

L'amplitude $A(t) = A'_0 (1 + m \sin(2\pi f_m t))$ varie entre $A'_0 (1 + m)$ et $A'_0 (1 - m)$.

$A(t)$ est toujours positive, lorsque le taux de modulation m est inférieur ou égal à 1 ($m \leq 1$).

$A(t)$ peut devenir négative, lorsque m est supérieur à 1 ($m > 1$).

La figure (7) montre les oscillogrammes (ou formes d'ondes) des signaux modulés en amplitude avec un taux de modulation m variant de 0,1 à 2 (courbes du bas vers le haut).

Remarque : dans le cas $m > 1$, on utilise une démodulation synchrone.

Le système étant asservi, la sortie du bloc 2 est rebouclée sur l'entrée du bloc 1 par un retour unitaire (simple fil conducteur).

$$Y_0 = Y_2 \quad Y_1 = H_1(j\omega) Y_0 \quad Y_2 = G_{NL} Y_1 \text{ et } Y_2 = G_{NL} H_1(j\omega) Y_0 = T(j\omega) Y_0$$

On en déduit :

$$T(j\omega) = G_{NL} H_1(j\omega) = 1 \quad (1)$$

Ce qui impose les critères suivants :

- Argument ($H_1(j\omega)$) + Argument (G_{NL}) = 0 (2)

- $|G_{NL}| = \frac{1}{|H_1(j\omega)|}$ (3)

- $20 \log_{10} |G_{NL}| = -20 \log_{10} |H_1(j\omega)|$ (3b)

Les critères énoncés par les égalités (1) à (3) fixent les conditions nécessaires mais non suffisantes pour l'existence des oscillations : ce sont les critères de Barkhausen.

Le démarrage et l'entretien des oscillations exigent, au départ, un gain légèrement supérieur à celui de la condition (3) non suffisante. On doit satisfaire (4) :

- $|G_{NL}| \geq \frac{1}{|H_1(j\omega_0)|}$ (4)

En résumé

- Le rôle du bloc 1 est de fournir la condition sur la phase satisfaisant l'équation (2). Par conséquent, il impose la pulsation d'oscillation $\omega_0 = 2\pi f_0$.
- Le rôle du bloc 2 est de fournir à la pulsation $\omega = \omega_0$, la puissance ou le gain nécessaire et suffisant satisfaisant à l'équation (4). Ce qui permet, non seulement de faire démarrer les oscillations, mais de les entretenir dans le temps (auto-entretien des oscillations).

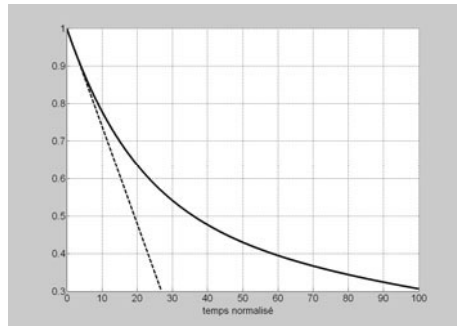
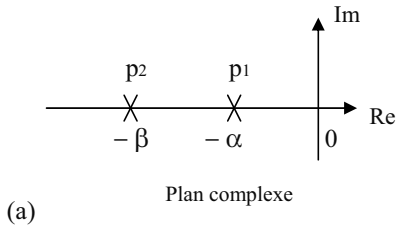
II Rappel sur les propriétés d'un système instable

II-1 Cartographie des pôles

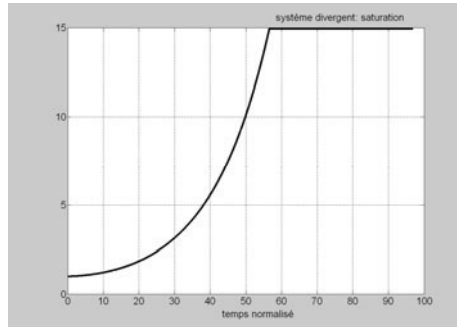
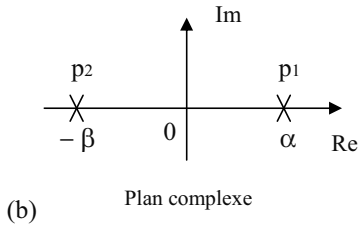
Considérons un système équivalent à celui de la figure (1) de fonction de transfert $T(p)$ avec p une variable complexe. Supposons, pour simplifier, qu'il est d'ordre 2, c'est-à-dire qu'il possède deux pôles notés p_1 et p_2 .

Il y a cinq possibilités pour les pôles :

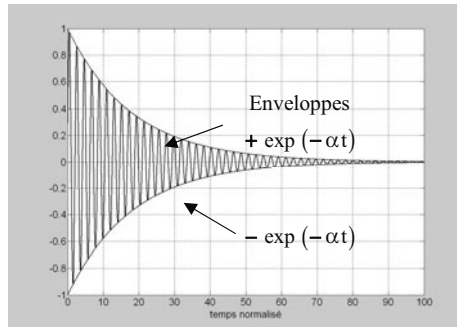
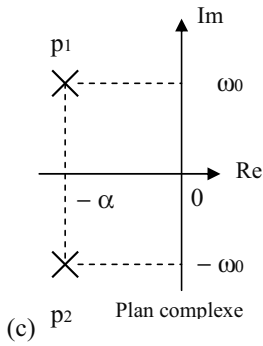
1. Les deux pôles sont réels négatifs (fig. 2a) \Rightarrow le système est amorti et stable.
2. L'un des pôles est réel positif (fig. 2b) \Rightarrow le système est instable saturé.
3. Les deux pôles sont complexes conjugués à partie réelle négative (fig. 2c) \Rightarrow le système est stable, oscillatoire amorti. Les oscillations s'amortissent avec une décroissance exponentielle.
4. Les deux pôles sont complexes conjugués avec une partie réelle positive (fig. 2d) \Rightarrow le système est oscillatoire instable avec une croissance exponentielle de l'amplitude des oscillations (jusqu'à saturation).
5. Les pôles sont imaginaires purs (fig. 2e) \Rightarrow le système est sinusoïdal pur.



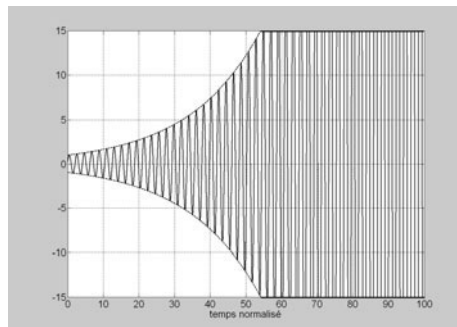
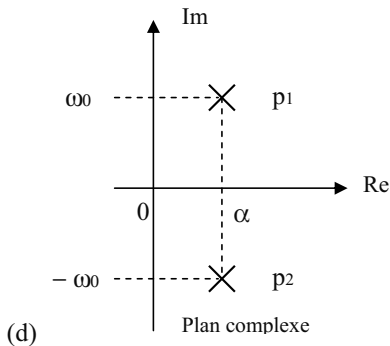
Système stable amorti



Système instable « saturé »



Oscillatoire stable amorti : $f(t) = \exp(-\alpha t) \sin(\omega_0 t)$



Oscillatoire instable : $f(t) = \exp(\alpha t) \sin(\omega_0 t)$