

- Introduire la notion de spectre de fréquence d'un signal périodique.
- Prévoir l'effet d'un filtrage linéaire sur la composition spectrale d'un signal périodique.
- Mettre en œuvre un dispositif expérimental illustrant l'action d'un filtre sur un signal périodique.
- Détecter le caractère non linéaire d'un système par l'apparition de nouvelles fréquences en sortie pour une entrée sinusoïdale.

I. Signaux périodiques non sinusoïdaux

I.1. Spectre d'un signal périodique

Tout signal périodique de fréquence f_s peut se reconstituer par la superposition de signaux sinusoïdaux de fréquences multiples de f_s : $0, f_s, 2 f_s, \dots, n f_s, \dots$. Il peut donc s'écrire sous la forme :

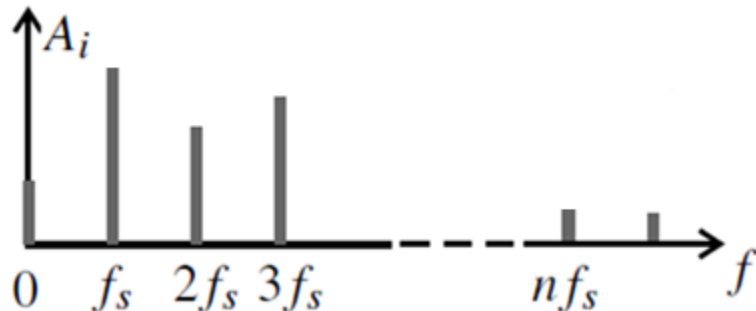
$$s(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(2\pi n f_s t + \varphi_n)$$

où les A_n sont des constantes positives et les φ_n des constantes.

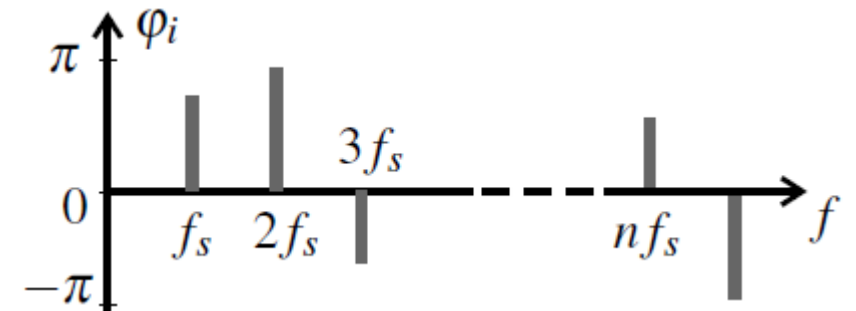
Cette opération s'appelle le développement en **série de Fourier** du signal $s(t)$.

Toute l'information concernant le signal est contenue dans A_0 , les amplitudes $A_1, A_2, \dots$ et les phases initiales $\varphi_1, \varphi_2, \dots$ de ses composantes sinusoïdales. Cette information est représenté sur deux graphes en fonction de la fréquence

***Le spectre en amplitude représentant les A_n .
(A_0 correspondant à la fréquence nulle)***



Le spectre en phase représentant les φ_n .



La série de Fourier peut s'écrire sous la forme d'un développement en cosinus et sinus:

$$s(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(2\pi n f_s t) + b_n \sin(2\pi n f_s t)] \quad \text{Avec} \quad \begin{cases} a_n = A_n \cos(\varphi_n) \\ b_n = -A_n \sin(\varphi_n) \end{cases} ; A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

Les coefficients de Fourier a_n et b_n sont donnés par les intégrales :

$$a_n = \frac{2}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} s(t) \cos(2\pi n f_s t) dt \quad \text{et} \quad b_n = \frac{2}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} s(t) \sin(2\pi n f_s t) dt \quad \text{où } t_0 \text{ est un temps arbitraire.}$$

- Montrer que pour un signal pair $b_n = 0$ tandis que pour un signal impair $a_n = 0$.

I.2. Signification physique

I.2.a. Valeur moyenne – Valeur efficace

➤ La valeur moyenne dans le temps du signal $s(t)$ est définie par: $\langle s(t) \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} s(t) dt.$

vérifier que A_0 est la valeur moyenne de $s(t)$, on l'appelle composante continue.

➤ La valeur efficace de $s(t)$ est définie par: $s_{eff} = \sqrt{\langle s(t)^2 \rangle}$

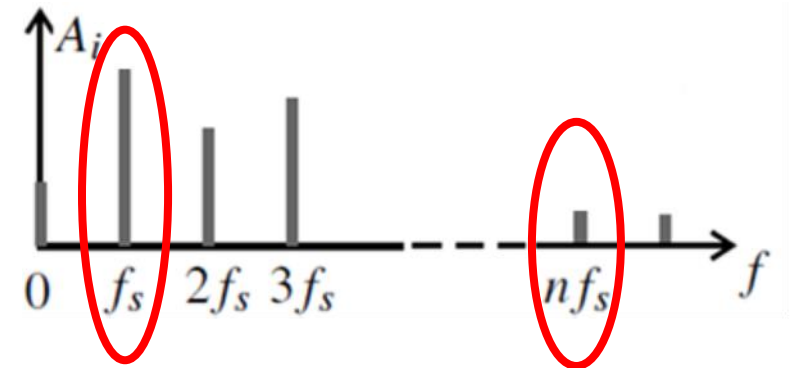
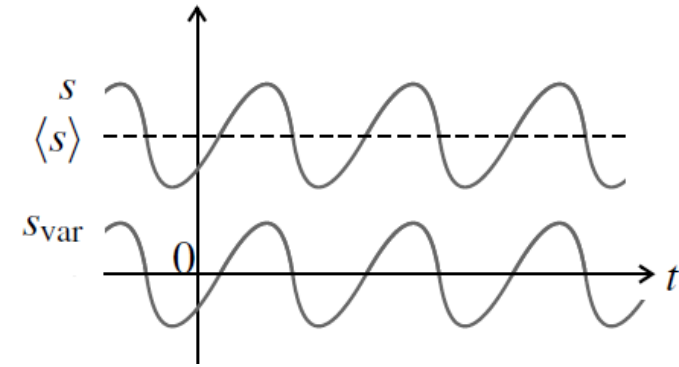
où $\langle s^2(t) \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} s^2(t) dt$ est la valeur quadratique moyenne du signal $s(t)$.

I.2.b. Fondamental et harmoniques

- La partie variable du signal est:

$$\begin{aligned}s_{var}(t) &= s(t) - \langle s(t) \rangle \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(2\pi n f_s t + \varphi_n)\end{aligned}$$

- $s_{var}(t)$ a la même forme que $s(t)$ mais centré autour de 0.
- La composante sinusoïdale $A_1 \cos(2\pi f_s t + \varphi_1)$ qui a la même fréquence f_s que le signal $s(t)$ est appelée **fondamental**.
- La composante sinusoïdale $A_n \cos(2\pi n f_s t + \varphi_n)$ qui a une fréquence n fois plus élevée que la fréquence du signal, avec $n \geq 2$, est appelée **harmonique de rang n** .



Remarque:

Sur un oscilloscope on visualise :

- Le signal $s(t)$ quand l'oscilloscope est réglé en position **DC**.
- Sa partie variable $s_{var}(t)$ si l'oscilloscope est réglé en position **AC**.

I.3. Exemples

a. Soit le signal triangulaire de période T_s défini par:

$$\mathbf{T}(t) = \begin{cases} \frac{-2t}{T_s} - \frac{1}{2} & \text{si } \frac{-T_s}{2} \leq t \leq 0 \\ \frac{2t}{T_s} - \frac{1}{2} & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \end{cases}$$

- Montrer que son développement en série de Fourier est:

$$\mathbf{T}(t) = - \sum_{p=0}^{\infty} \frac{4}{\pi^2(2p+1)^2} \cos(2\pi(2p+1)\frac{t}{T_s})$$

- Tracer le spectre du signal $\mathbf{T}(t)$.

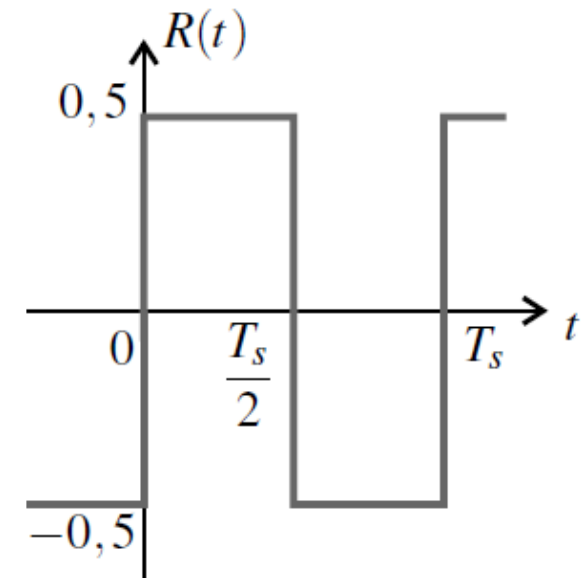
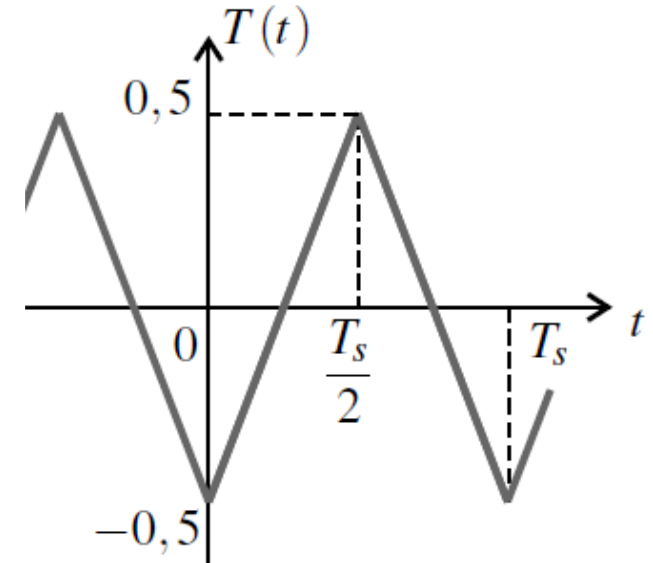
b. Soit le signal carré de période T_s défini par:

$$\mathbf{R}(t) = \begin{cases} -\frac{1}{2} & \text{si } \frac{-T_s}{2} \leq t \leq 0 \\ \frac{1}{2} & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \end{cases}$$

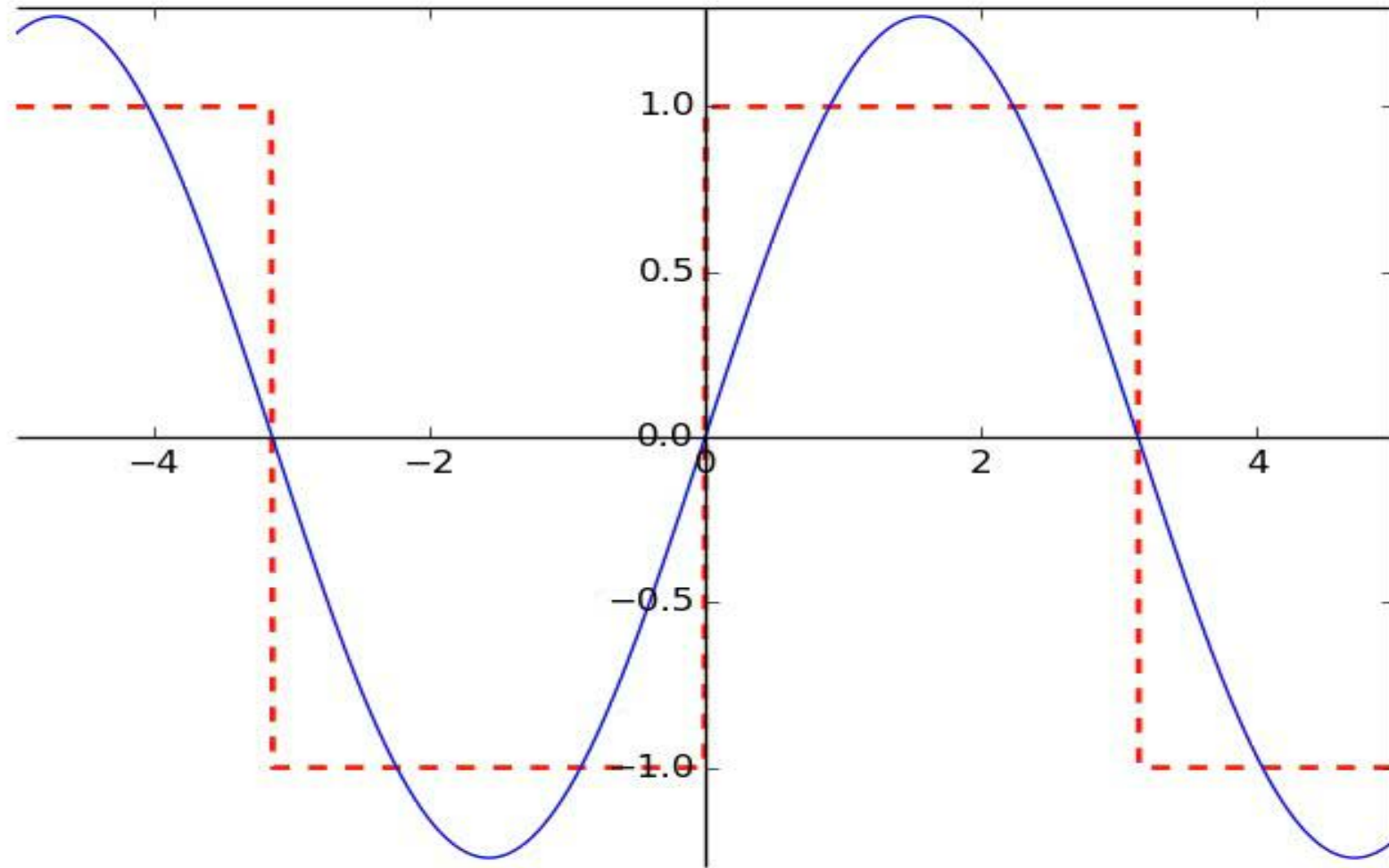
- Montrer que son développement en série de Fourier est:

$$\mathbf{R}(t) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{2}{\pi(2p+1)} \sin(2\pi(2p+1)\frac{t}{T_s})$$

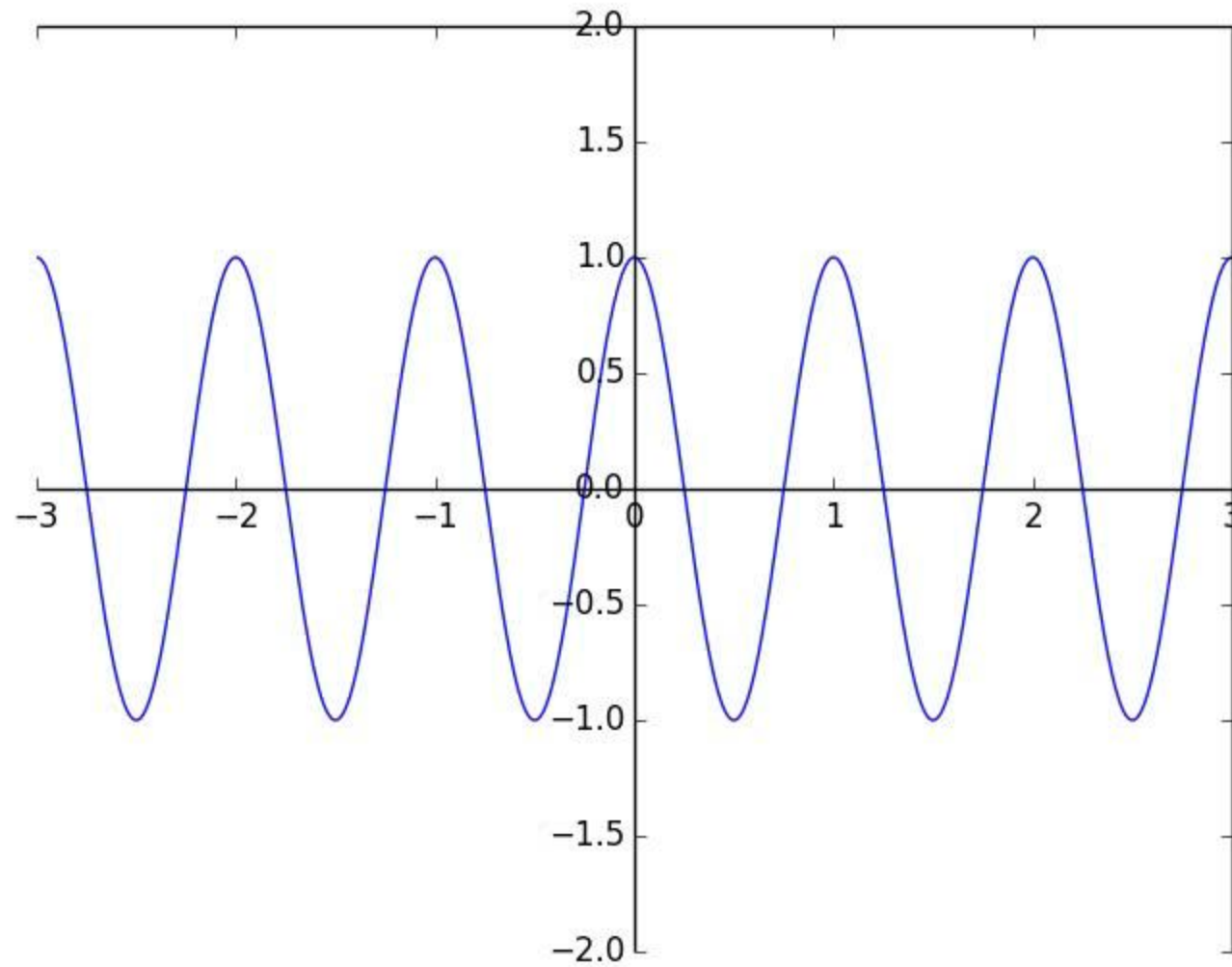
- Tracer le spectre du signal $\mathbf{R}(t)$.



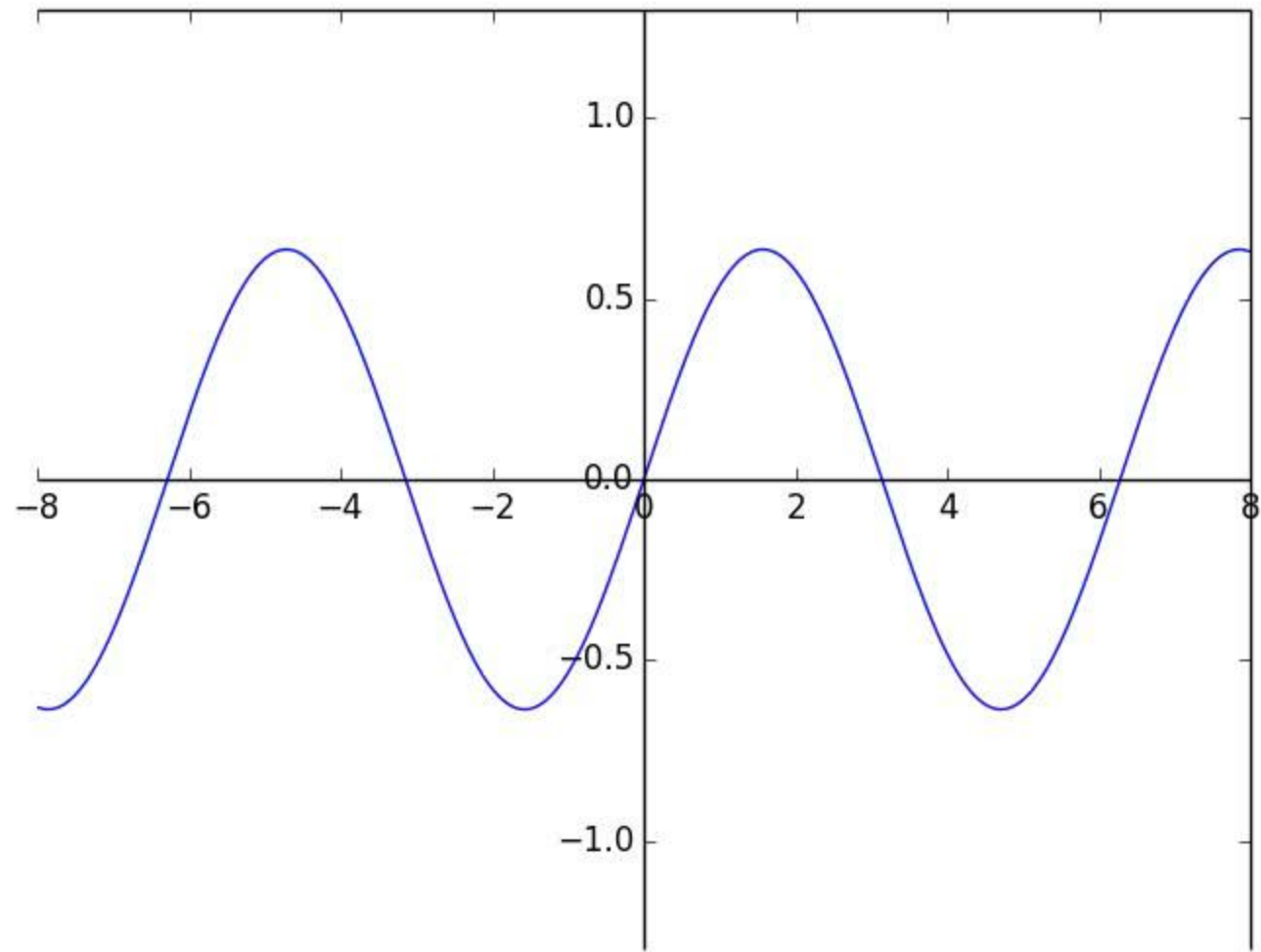
I.4. Reconstruction d'un signal à partir des harmoniques



I.4. Reconstruction d'un signal à partir des harmoniques



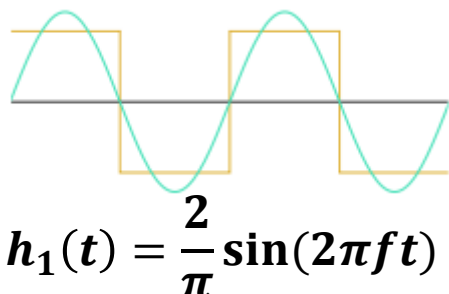
I.4. Reconstruction d'un signal à partir des harmoniques



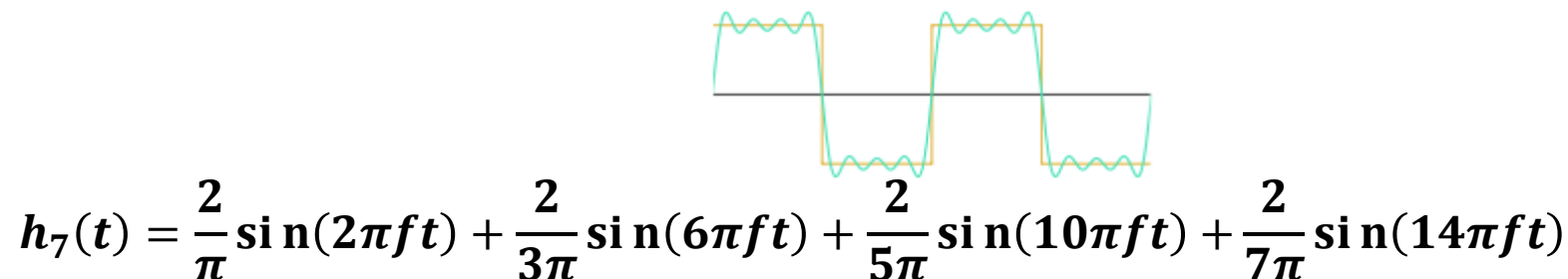
I.4. Reconstruction d'un signal à partir des harmoniques

Au fur et à mesure que nous prenons en compte un plus grand nombre d'harmoniques de rang élevé, la série converge vers le signal d'origine.

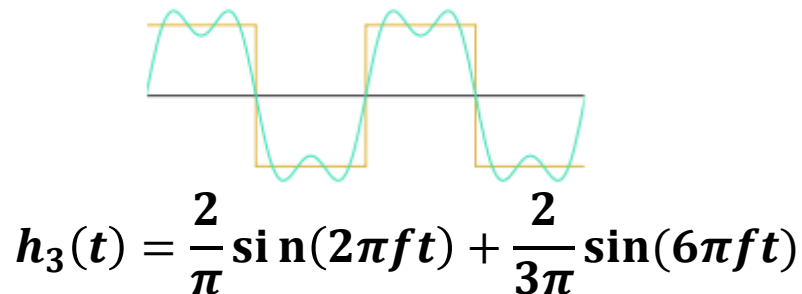
fondamental



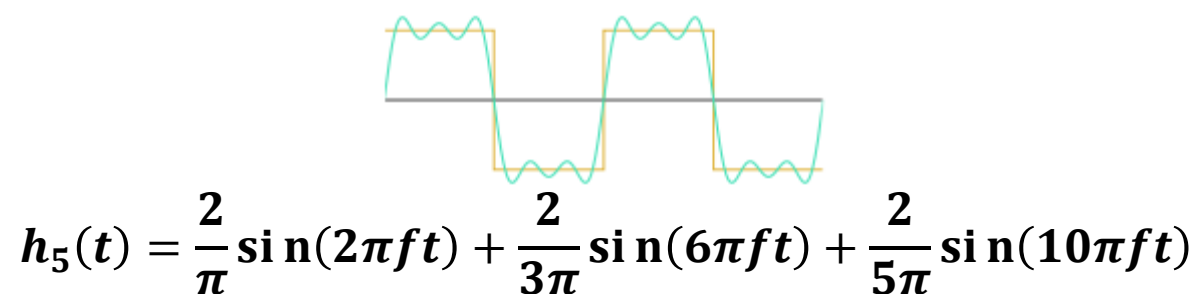
Fondamental + harmoniques 3, 5 et 7



Fondamental + harmonique 3



Fondamental + harmoniques 3 et 5



Conclusion: Le fondamental et les premiers harmoniques contiennent la forme générale du signal. Les harmoniques de rang élevé contiennent les détails fins et les discontinuités du signal.

II. Action d'un filtre sur un signal périodique

II.1. Filtres

II.1. a. Définition d'un filtre

Un filtre est un système pour lequel il existe, entre le signal d'entrée $e(t)$ et le signal de sortie $s(t)$, une relation (**appelée équation différentielle du filtre**) de la forme :

$$b_0 s(t) + b_1 \frac{ds(t)}{dt} + \dots + b_m \frac{d^m s(t)}{dt^m} = a_0 e(t) + a_1 \frac{de(t)}{dt} + \dots + a_n \frac{d^n e(t)}{dt^n}$$

où n et m sont des entiers positifs ou nuls tels que $m \geq n$ et les a_n et b_m sont des constantes. L'entier m est l'ordre du filtre. Dans le cadre du programme on se limite à $m = 1$ ou 2 .

Remarque: Linéarité du filtre

L'équation différentielle étant linéaire, le filtre est alors un système linéaire.

Soit $s_1(t)$ (resp $s_2(t)$) le signal de sortie relatif au signal d'entrée $e_1(t)$ (resp $e_2(t)$) alors $\alpha_1 s_1(t) + \alpha_2 s_2(t)$ sera le signal de sortie relatif au signal d'entrée $\alpha_1 e_1(t) + \alpha_2 e_2(t)$.

II.1. b. Fonction de transfert

On considère un signal d'entrée sinusoïdal $e(t) = E \cos(\omega t + \varphi_e)$.

En notation complexe, le signal d'entrée s'écrit: $\underline{e}(t) = E e^{j(\omega t + \varphi_e)}$, avec $e(t) = \text{Re}(\underline{e}(t))$.

En RSF, le signal de sortie du filtre sera: $\underline{s}(t) = S e^{j(\omega t + \varphi_s)}$ et $s(t) = \text{Re}(\underline{s}(t)) = S \cos(\omega t + \varphi_s)$.

La **fonction de transfert** d'un filtre est par définition :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{s}(t)}{\underline{e}(t)} = \frac{S}{E} e^{j(\varphi_s - \varphi_e)} = |\underline{H}(j\omega)| e^{j\varphi}$$

$|\underline{H}(j\omega)| = G(\omega)$ est le gain du filtre et $\varphi = \arg(\underline{H}(j\omega))$ est le déphasage entre $s(t)$ et $e(t)$.

L'équation différentielle du filtre s'écrit alors:

$$b_0 \underline{s}(t) + b_1 \frac{d\underline{s}(t)}{dt} + \dots + b_m \frac{d^m \underline{s}(t)}{dt^m} = a_0 \underline{e}(t) + a_1 \frac{d\underline{e}(t)}{dt} + \dots + a_n \frac{d^n \underline{e}(t)}{dt^n}$$

$$b_0 \underline{s}(t) + b_1 (j\omega) \underline{s}(t) + \dots + b_m (j\omega)^m \underline{s}(t) = a_0 \underline{e}(t) + a_1 (j\omega) \underline{e}(t) + \dots + a_n (j\omega)^n \underline{e}(t)$$

$$\underline{s}(t) \cdot [b_0 + b_1 (j\omega) + \dots + b_m (j\omega)^m] = \underline{e}(t) \cdot [a_0 + a_1 (j\omega) + \dots + a_n (j\omega)^n]$$

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{s}(t)}{\underline{e}(t)} = \frac{a_0 + a_1 (j\omega) + \dots + a_n (j\omega)^n}{b_0 + b_1 (j\omega) + \dots + b_m (j\omega)^m}$$

II.1. c. Diagramme de Bode

C'est une représentation graphique des propriétés d'un filtre, il comporte deux courbes:

- La courbe donnant la variation du gain en décibel $g_{dB} = 20 \log_{10} G(\omega)$ en fonction de $\log_{10} (\omega)$.
- La courbe donnant la variation du déphasage $\varphi(\omega)$ en fonction de $\log_{10} (\omega)$.

On définit:

- La ou les pulsations de coupures ω_c telles que $G(\omega_c) = \frac{G_{max}}{\sqrt{2}}$ ou $g_{dB} = g_{dB}^{max} - 3dB$.
- La ou les bandes passantes telle que $G(\omega) \geq \frac{G_{max}}{\sqrt{2}}$ ou $g_{dB} \geq g_{dB}^{max} - 3dB$.
- La ou les bandes atténuées: intervalles complémentaires des bandes passantes.

II.2. Action d'un filtre sur un signal périodique

Soit un filtre linéaire caractérisé par la fonction de transfert:

$$\underline{H}(j\omega) = G(\omega) \cdot e^{j\varphi} \text{ où } G(\omega) = |\underline{H}(j\omega)| \text{ et } \varphi = \arg(\underline{H}(j\omega)) = \varphi_s - \varphi_e$$

- a. Identifier le signal de sortie $s(t)$ relatif au signal d'entrée $e(t) = E \cos(\omega t + \varphi_e)$.
- b. Déduire l'expression du signal de sortie relatif à un signal d'entrée périodique de pulsation ω .

a) L'expression du signal d'entrée est: $e(t) = E \cos(\omega t + \varphi_e)$

En notation complexe, elle s'écrit: $\underline{e}(t) = E e^{j(\omega t + \varphi_e)}$

En RSF, l'expression du signal de sortie s'écrit: $\underline{s}(t) = S e^{j(\omega t + \varphi_s)}$

En notation réelle, l'expression du signal de sortie s'écrit: $s(t) = S \cos(\omega t + \varphi_s)$

Or, d'une part $\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{s}(t)}{\underline{e}(t)} = \frac{S}{E} e^{j(\varphi_s - \varphi_e)}$

d'autre part $\underline{H}(j\omega) = G(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)}$

On obtient par identification: $\frac{S}{E} = G(\omega) \Rightarrow S = E \cdot G(\omega)$

et $\varphi(\omega) = \varphi_s - \varphi_e \Rightarrow \varphi_s = \varphi(\omega) + \varphi_e$

Ainsi l'expression du signal de sortie est: $s(t) = E \cdot G(\omega) \cos(\omega t + \varphi_e + \varphi(\omega))$

Conclusion: L'effet d'un filtre sur un signal sinusoïdal est de multiplier son amplitude par $G(\omega)$ et de le déphaser de $\varphi(\omega)$.

b. Le développement en série de Fourier du signal d'entrée s'écrit:

$$e(t) = E_0 + \sum_{n=1}^{\infty} E_n \cos(n\omega t + \varphi_{ne}) = E_0 + E_1 \cos(\omega t + \varphi_{1e}) + \dots + E_n \cos(n\omega t + \varphi_{ne}) + \dots$$

Le signal de sortie est obtenu par superposition des signaux de sortie correspondant à la composante continue, le fondamental et à chacun des harmoniques du signal d'entrée:

- * Pour la composante continue ($\omega = 0$) E_0 , la sortie sera: $S_0 = \underline{H}(0).E_0$.
- * Pour le fondamental $E_1 \cos(\omega t + \varphi_{1e})$, la sortie sera: $G(\omega).E_1 \cos(\omega t + \varphi_{1e} + \varphi(\omega))$.
- * Pour le $n^{\text{ième}}$ harmonique $E_n \cos(n\omega t + \varphi_{ne})$, la sortie sera: $G(n\omega).E_n \cos(n\omega t + \varphi_{ne} + \varphi(n\omega))$.

Par superposition, le signal de sortie sera alors:

$$s(t) = \underline{H}(0).E_0 + \sum_{n=1}^{\infty} G(n\omega).E_n \cos(n\omega t + \varphi_{ne} + \varphi(n\omega))$$

Conclusion: pour calculer le signal de sortie correspondant à un signal d'entrée de pulsation ω , il faut connaître la fonction de transfert (gain et phase) pour toutes les pulsations $\omega, 2\omega, \dots, n\omega$ etc. Dans la pratique, on se limite souvent au fondamental et quelques harmoniques.

II.3. Caractère intégrateur ou dérivateur du filtre

II.3. a. Caractère intégrateur dans une bande atténuée

Un filtre est **intégrateur** dans une bande atténuée si on peut écrire à l'intérieur de cette bande, A étant une constante réelle positive :

$$\underline{H}(j\omega) \simeq A/j\omega \quad \text{et} \quad \varphi(\omega) \simeq -\pi/2$$

Le gain s'écrit:

$$G(\omega) = A/\omega \Rightarrow g_{dB} = 20\log A - 20\log \omega$$

⇒ La courbe d'amplitude du diagramme de Bode a une asymptote de pente **-20 dB/décade**.

Remarque: Si la constante A est réelle négative, le filtre est dit **intégrateur-inverseur**.

II.3. b. Caractère dérivateur dans une bande atténuée

Un filtre est **dérivateur** dans une bande atténuée si on peut écrire à l'intérieur de cette bande, A étant une constante réelle positive :

$$\underline{H}(j\omega) \simeq jA\omega \quad \text{et} \quad \varphi(\omega) \simeq \pi/2$$

Le gain s'écrit:

$$G(\omega) = A\omega \Rightarrow g_{dB} = 20\log A + 20\log \omega$$

⇒ La courbe d'amplitude du diagramme de Bode a une asymptote de pente **20 dB/décade**.

Remarque: Si la constante A est réelle négative, le filtre est dit **dérivateur-inverseur**.

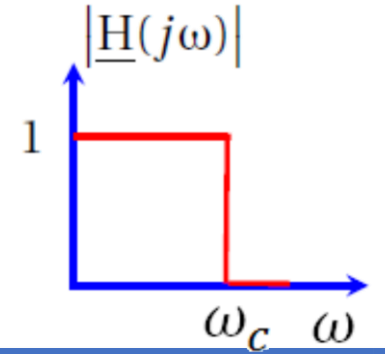
III. Exemples de filtrage de signaux périodiques non sinusoïdaux

III.1. Exemples de filtres idéaux

III.1.a. Filtre passe-bas idéal

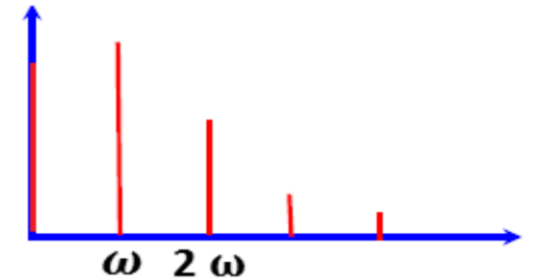
Un filtre passe-bas idéal a une fonction de transfert égale à 1 pour les pulsations inférieures à sa pulsation de coupure ω_c et nulle pour les fréquences supérieures.

$$\Rightarrow |\underline{H}(j\omega)| = \begin{cases} 1 & \text{si } \omega \leq \omega_c \\ 0 & \text{si } \omega > \omega_c \end{cases}$$



Soit un signal d'entrée périodique de pulsation ω dont son spectre de fréquence est le suivant:

$$e(t) = E_0 + \sum_{n=1}^{\infty} E_n \cos(n\omega t + \varphi_{ne}(\omega))$$

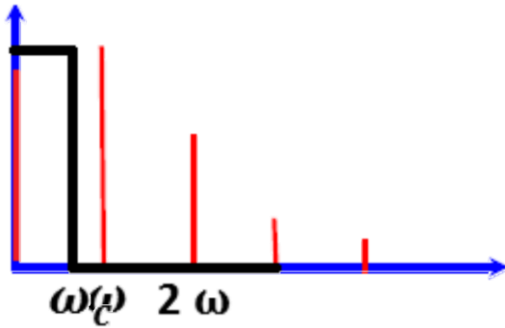


Prévoir la forme du spectre de fréquence du signal de sortie dans les deux cas suivants:

* 1^{er} cas: $\omega_c < \omega$

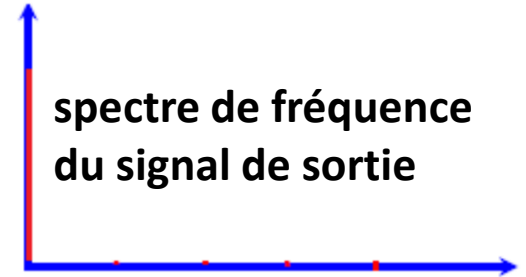
* 2^{ième} cas: $\omega_c > \omega$ soit $2\omega < \omega_c < 3\omega$

* 1^{er} cas: $\omega_c < \omega$

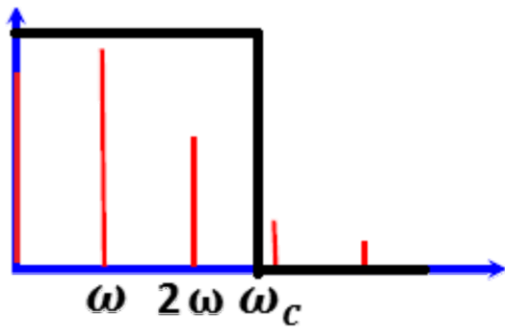


Le fondamental et tous les harmoniques sont dans la bande atténuée. Seule la composante continue du signal est dans la bande passante: le signal de sortie est alors égal à la moyenne du signal d'entrée multipliée par $\underline{H}(0)$.

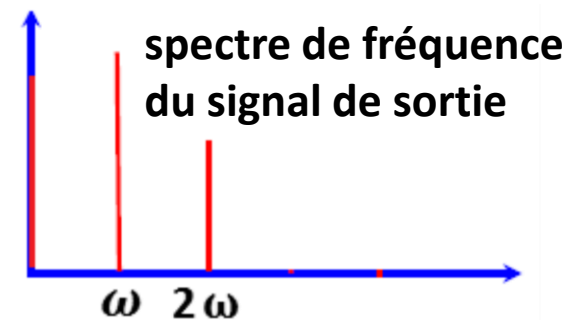
⇒ Dans ce cas le filtre est un *moyenneur*.



* 2^{ième} cas: $\omega_c < \omega$ soit $2\omega < \omega_c < 3\omega$



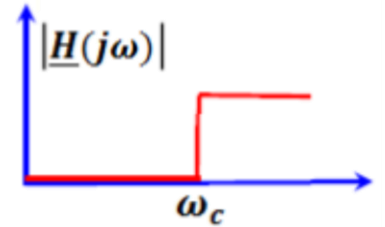
La composante continue, le fondamental et l'harmonique de rang 2 sont dans la bande passante. Ces composantes sont conservées par le filtre. **Le spectre du signal de sortie sera alors:**



III.1.b. Filtre passe-haut idéal

La fonction de transfert d'un filtre passe-haut idéal s'écrit sous la forme:

$$\Rightarrow |\underline{H}(j\omega)| = \begin{cases} 0 & \text{si } \omega \leq \omega_c \\ 1 & \text{si } \omega > \omega_c \end{cases}$$

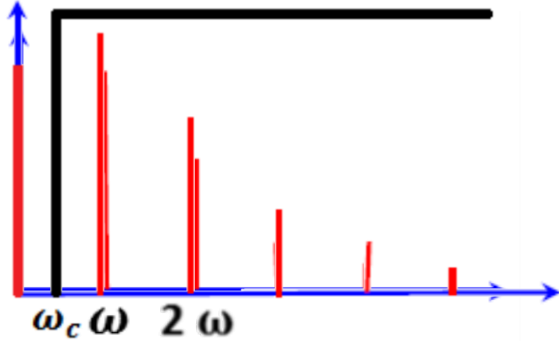


Soit un signal d'entrée périodique de pulsation ω . Prévoir la forme du spectre de fréquence du signal de sortie dans les deux cas suivants:

* **1^{er} cas:** $\omega_c < \omega$

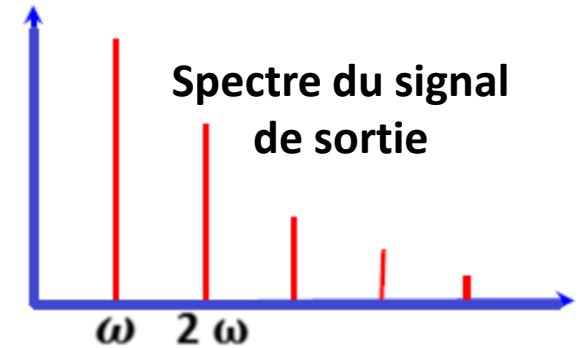
* **2^{ième} cas:** $\omega_c > \omega$ soit $2\omega < \omega_c < 3\omega$

* 1^{er} cas: $\omega_c < \omega$

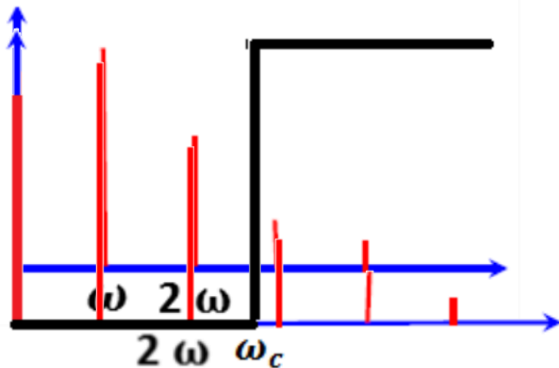


Le fondamental et tous les harmoniques sont dans la bande passante. Seule la composante continue du signal est dans la bande atténuée.

⇒ le signal de sortie est alors égal à la partie variable du signal d'entrée.



* 2^{ième} cas: $\omega_c > \omega$ soit $2\omega < \omega_c < 3\omega$



La composante continue, le fondamental et l'harmonique de rang 2 sont dans la bande atténuée. Ces composantes sont bloquées par le filtre.



III.2. Filtrage d'un signal créneau par un filtre passe-bas du 1^{er} ordre

Un filtre passe-bas du premier ordre a pour fonction de transfert :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{G_{max}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}}$$

G_{max} est le gain maximal et ω_c est la pulsation de coupure

* Si $\omega \ll \omega_c$: $\underline{H}(j\omega) \rightarrow G_{max}$ et $G_{dB} \rightarrow 20\log_{10} G_{max}$

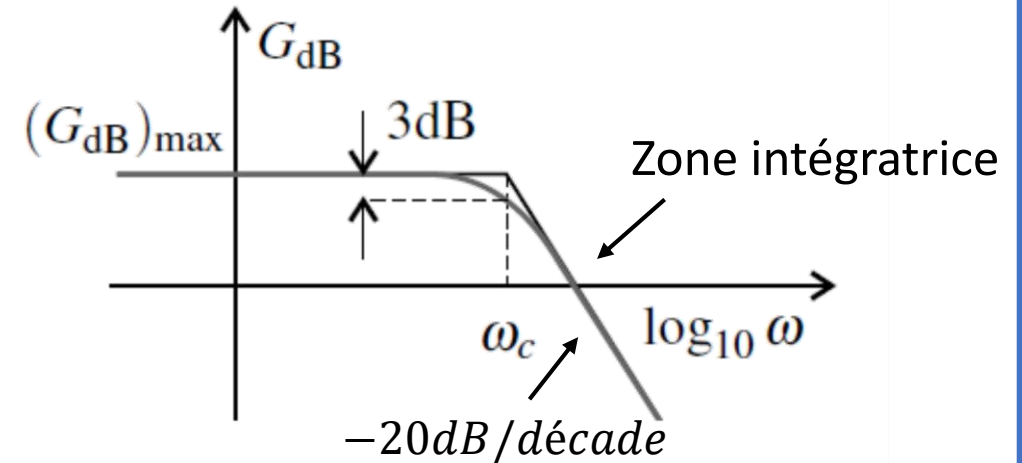
⇒ Pour $\omega \ll \omega_c$ on a une asymptote horizontale

* Si $\omega \gg \omega_c$: $\underline{H}(j\omega) \rightarrow \frac{\omega_c G_{max}}{j\omega}$

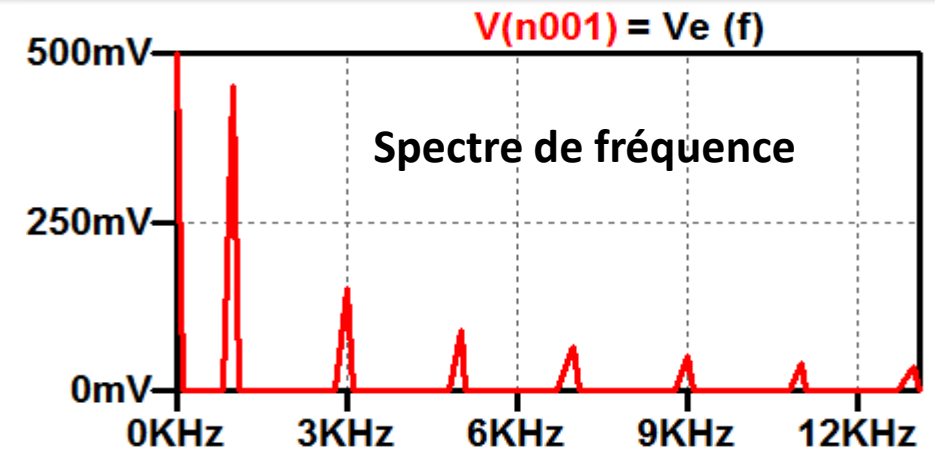
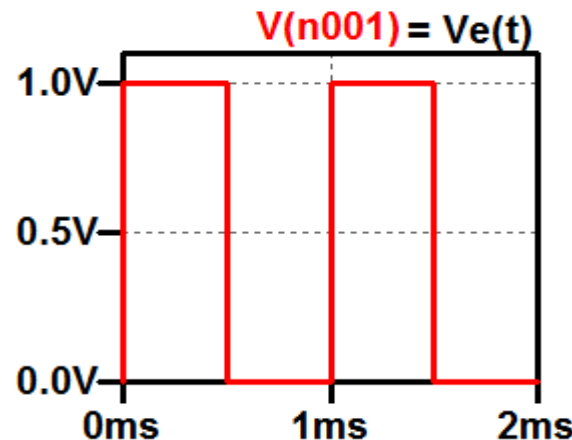
$\underline{H}(j\omega) \propto \frac{1}{j\omega} \Rightarrow$ comportement intégrateur du filtre

et $G_{dB} \rightarrow 20\log_{10} \frac{\omega_c G_{max}}{\omega} = 20\log_{10} \omega_c G_{max} - 20\log_{10} \omega$

⇒ Pour $\omega \gg \omega_c$ on a une asymptote de pente -20 dB/décade

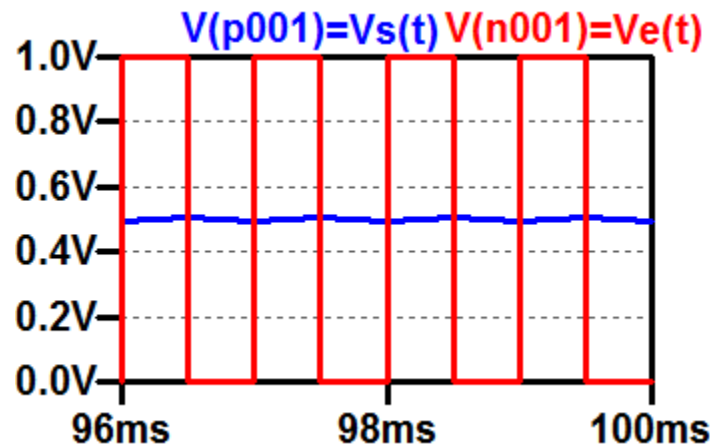
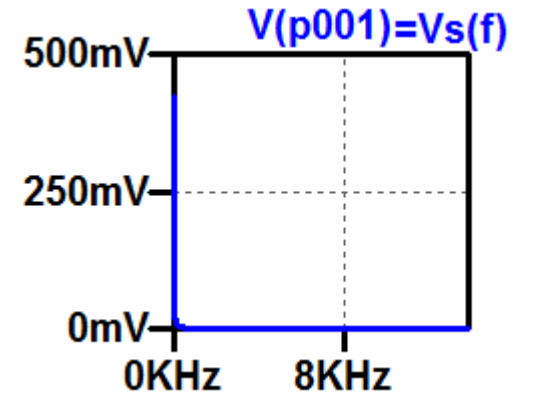
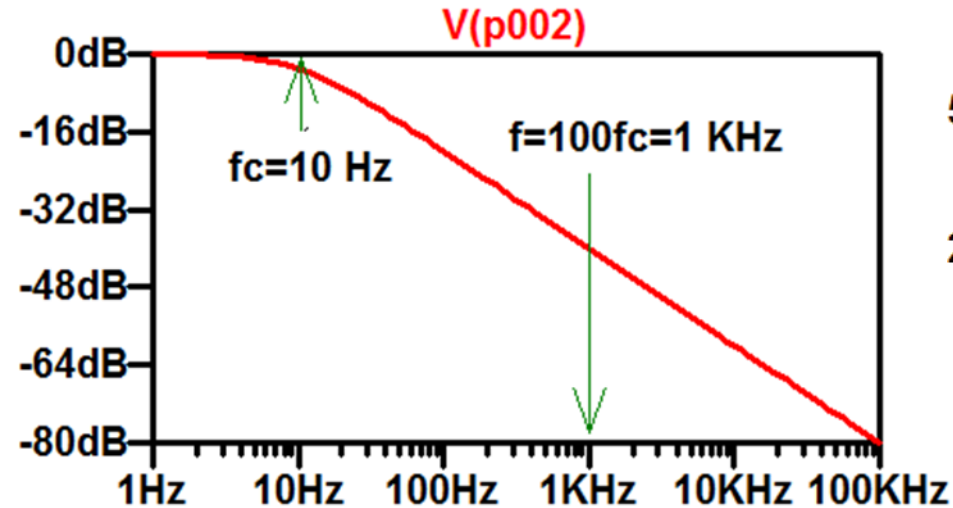
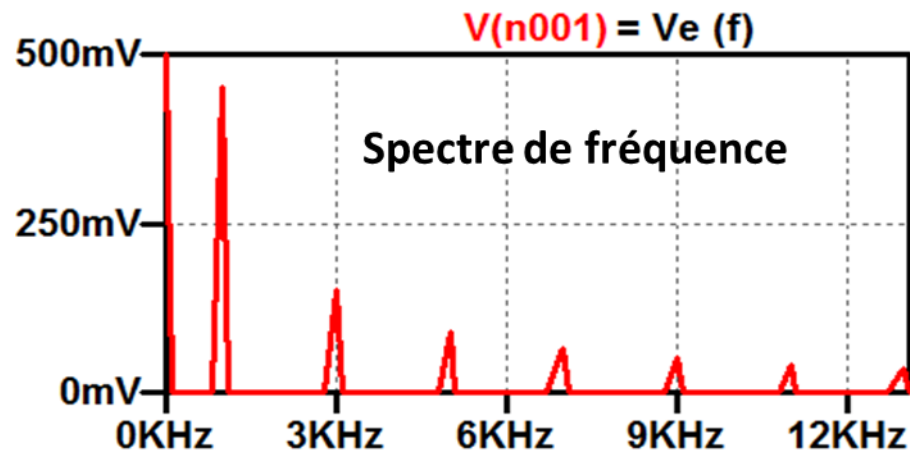


On envoie dans ce filtre le signal créneau $V_e(t) = \begin{cases} E & \text{si } 0 < t < T/2 \\ 0 & \text{si } -T/2 < t < 0 \end{cases}$
 $E = 1 \text{ V}$ et $T = 1 \text{ ms} \Rightarrow f = 1 \text{ KHz}$



À l'aide d'un logiciel de simulation (Exp: LTspice), représenter le signal de sortie correspondant au signal créneau pour différentes valeurs du rapport f/f_c .

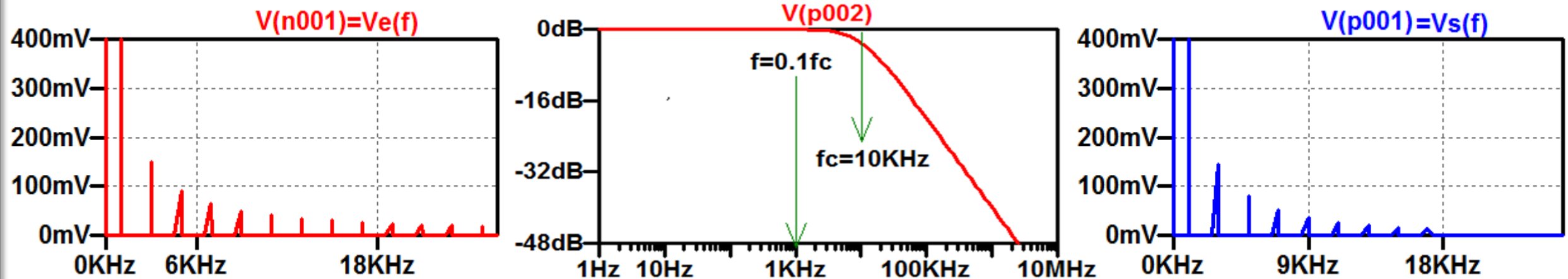
➤ 1^{er} cas: $f = 100f_c \Rightarrow f_c \ll f$



Le fondamental et tous les harmoniques sont dans la bande atténuée. Seule la composante continue du signal est dans la bande passante: le signal de sortie est alors égal à la moyenne du signal d'entrée multipliée par $\underline{H}(0)$.

⇒ Dans ce cas le filtre est un **moyenneur**.

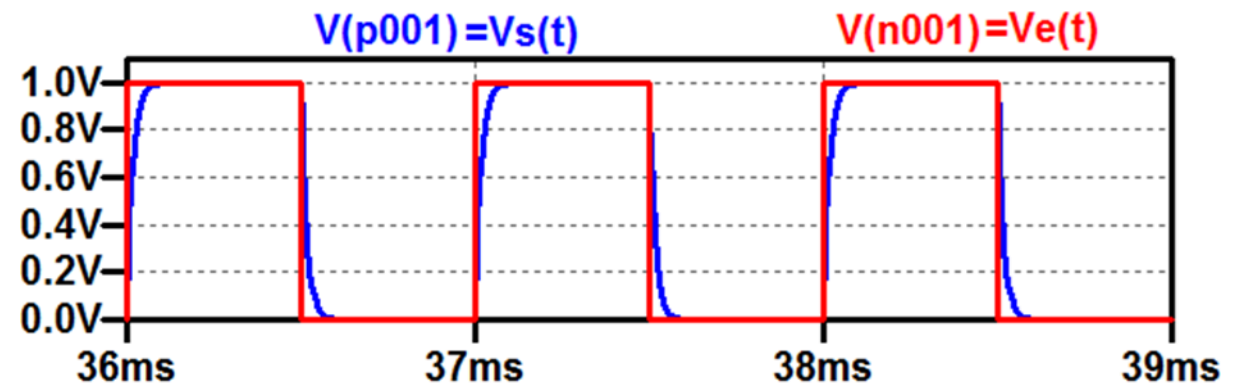
➤ 2^{ième} cas: $f = 0,1f_c \Rightarrow f_c = 10f$



➤ La composante continue, le fondamental et les harmoniques de rang ≤ 17 sont conservées par le filtre et multipliées par $|\underline{H}(jn\omega)|$.

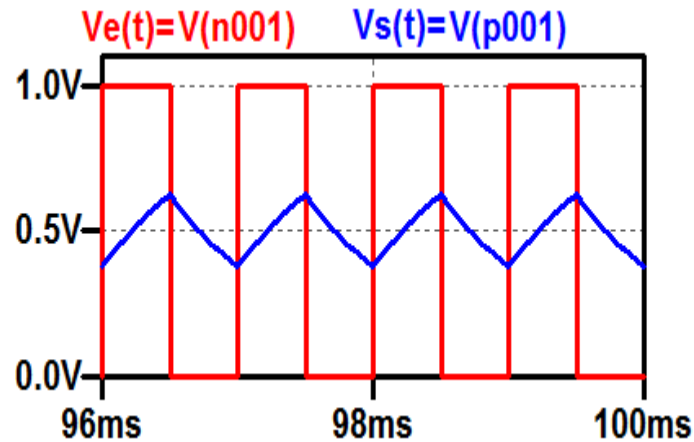
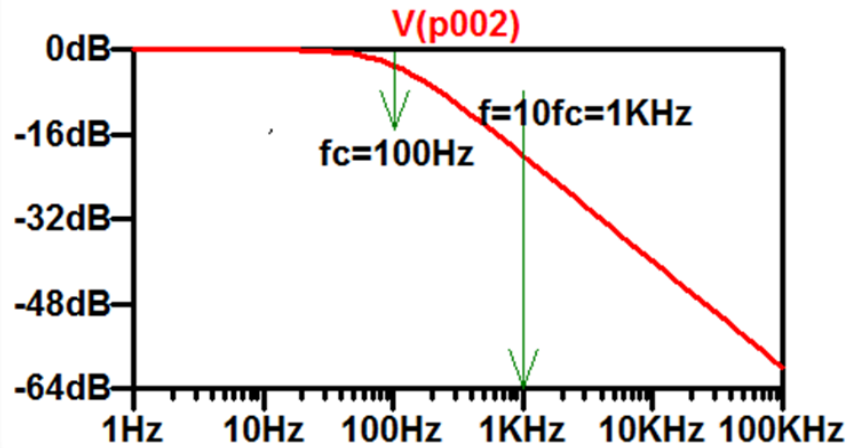
➤ Le signal de sortie est quasiment égale au créneau d'entrée.

➤ La présence des coins arrondis correspond à l'absence des harmoniques de rang élevé qui ont été coupées par le filtre.



⇒ **Les harmoniques de rang élevé contiennent les discontinuités du signal.**

➤ 3^{ième} cas: $f = 10f_c$



Le signal de sortie présente une oscillation de forme triangulaire que l'on peut interpréter par le caractère intégrateur du filtre dans sa bande atténuée.

III.3. Filtrage d'un signal triangulaire par un filtre passe-haut du 1^{er} ordre

Un filtre passe-haut du premier ordre a pour fonction de transfert :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{G_{max}}{1 - j \frac{\omega_c}{\omega}}$$

G_{max} est le gain maximal et ω_c est la pulsation de coupure

* Si $\omega \ll \omega_c$: $\underline{H}(j\omega) \rightarrow \frac{j\omega G_{max}}{\omega_c}$

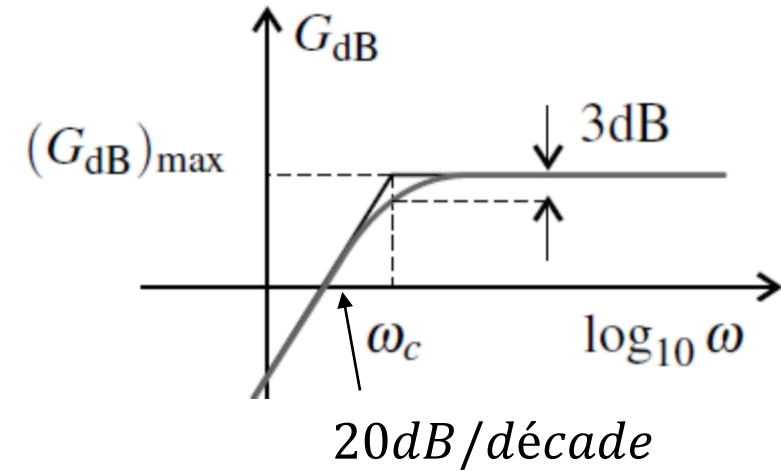
$\underline{H}(j\omega) \propto j\omega \Rightarrow$ comportement dérivateur du filtre

et $G_{dB} \rightarrow 20 \log_{10} \frac{G_{max}}{\omega_c} + 20 \log_{10} \omega$

$\Rightarrow$ Pour $\omega \ll \omega_c$ on a une asymptote de pente 20 dB/décade

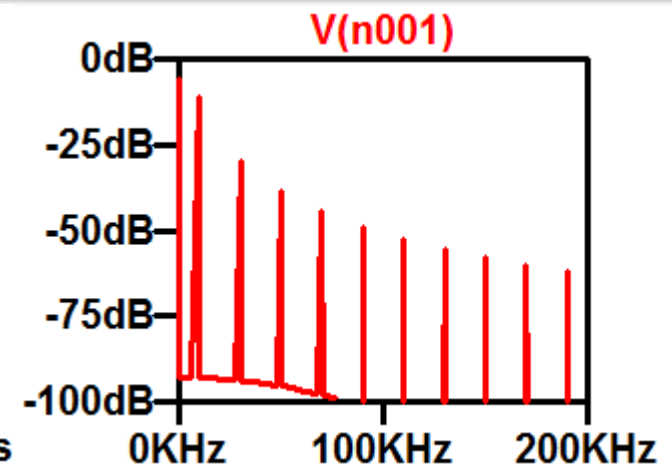
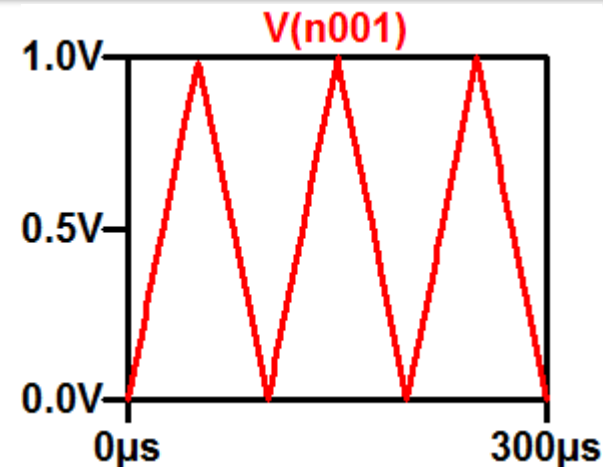
* Si $\omega \gg \omega_c$: $\underline{H}(j\omega) \rightarrow G_{max}$ et $G_{dB} \rightarrow 20 \log_{10} G_{max}$

$\Rightarrow$ Pour $\omega \gg \omega_c$ on a une asymptote horizontale



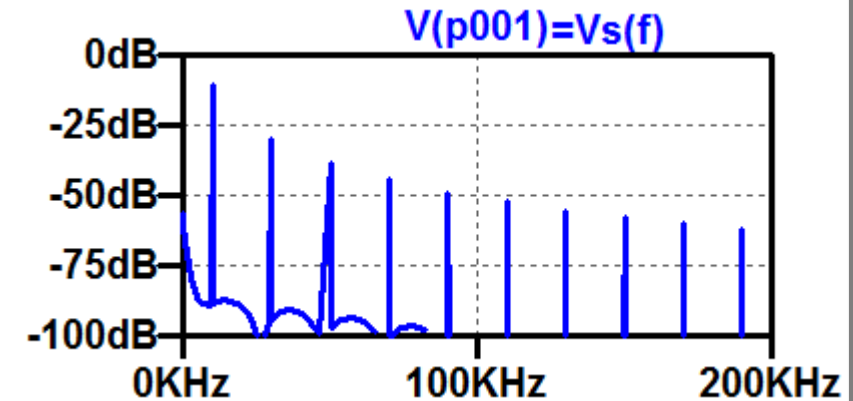
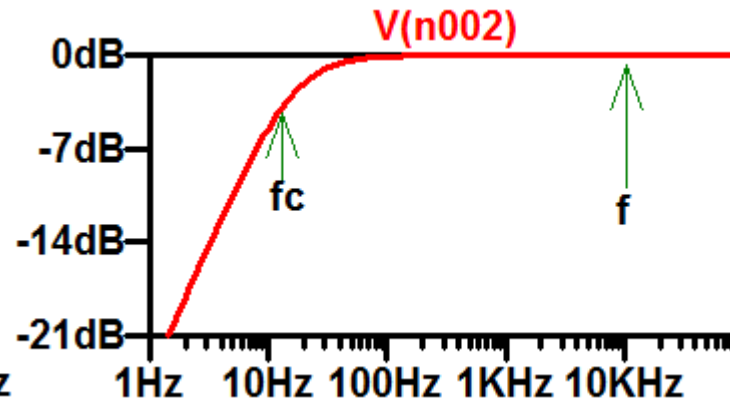
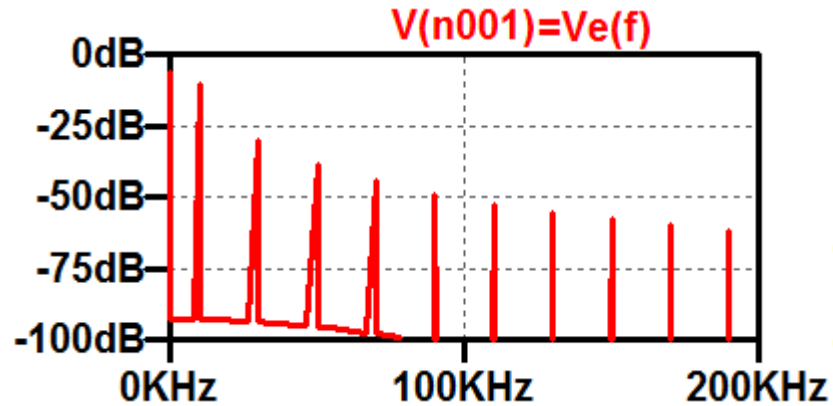
On envoie dans ce filtre le signal triangulaire suivant:

$$V_e(t) = \begin{cases} E \frac{2t}{T} & \text{si } 0 < t < T/2 \\ E \left(2 - \frac{2t}{T}\right) & \text{si } T/2 < t < T \end{cases}$$

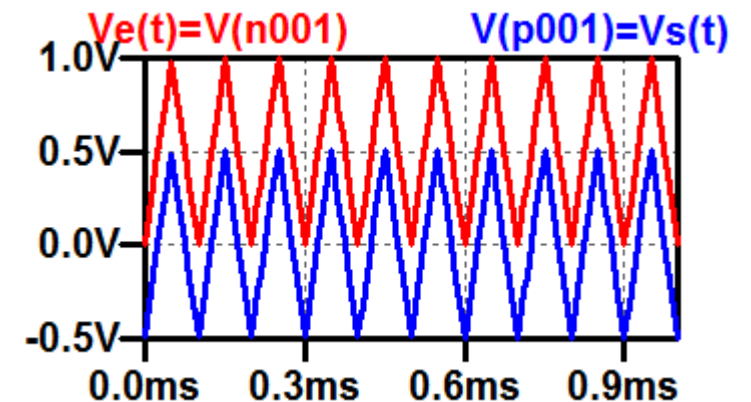


À l'aide d'un logiciel de simulation (Exp: LTspice), représenter le signal de sortie correspondant au signal triangulaire pour différentes valeurs du rapport f/f_c .

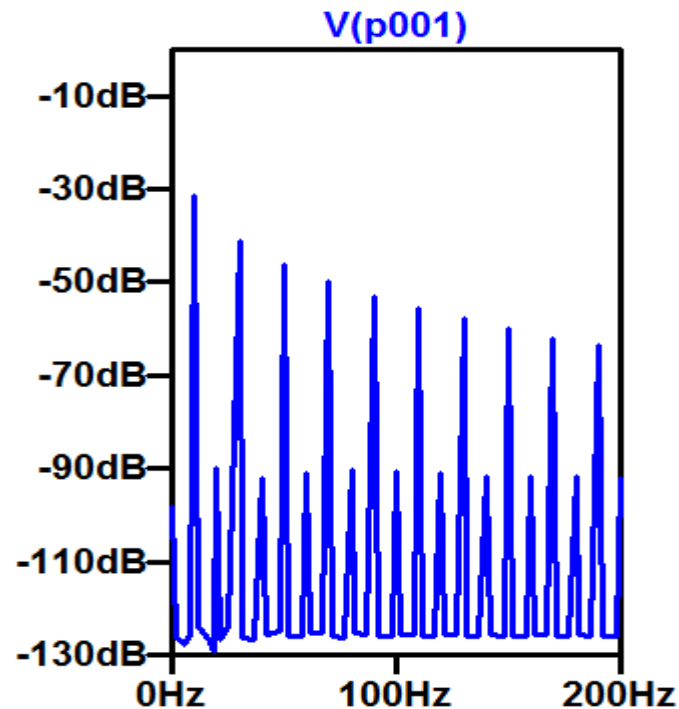
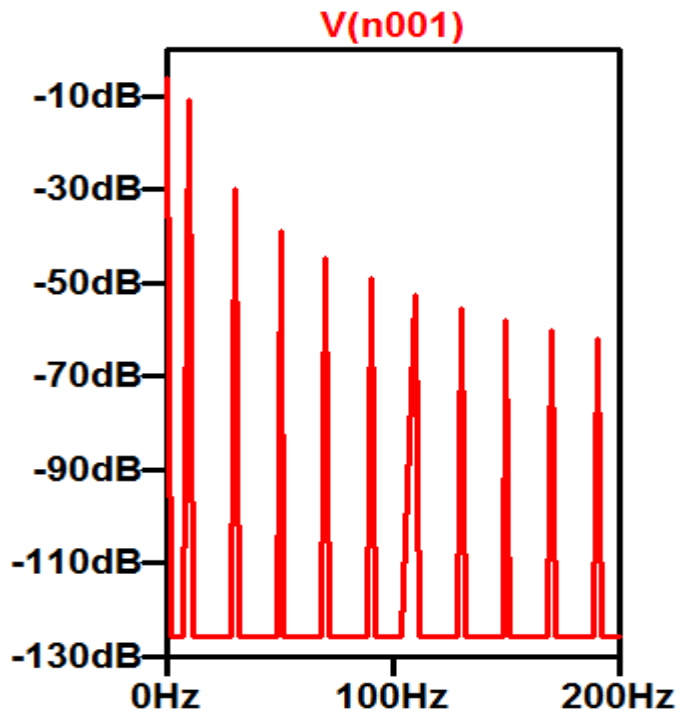
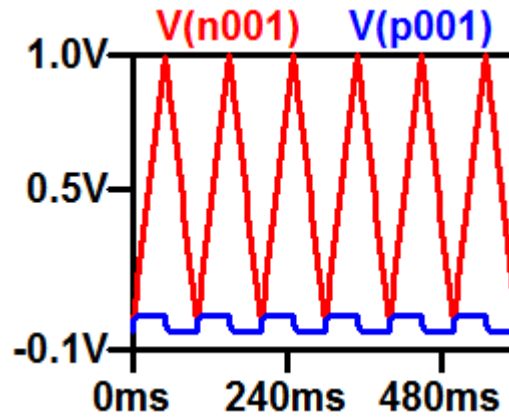
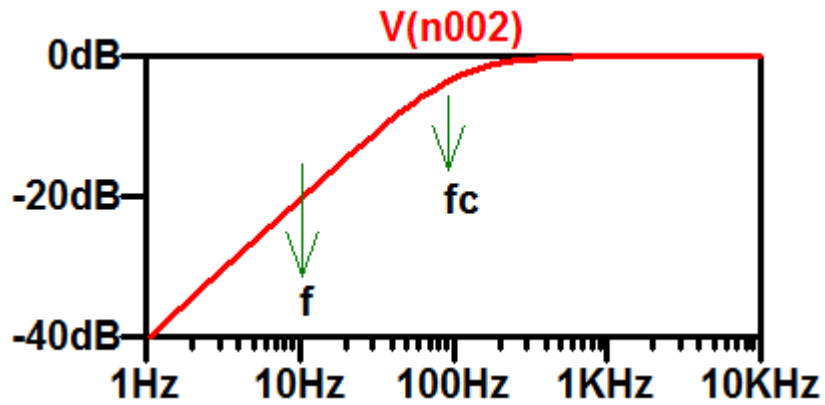
➤ 1^{er} cas: $f \gg f_c$



Le fondamental et tous les harmoniques sont dans la bande passante. Seule la composante continue du signal est dans la bande atténuée: le signal de sortie est alors égal à la partie variable du signal d'entrée.



➤ 2^{ième} cas: $f \ll f_c$

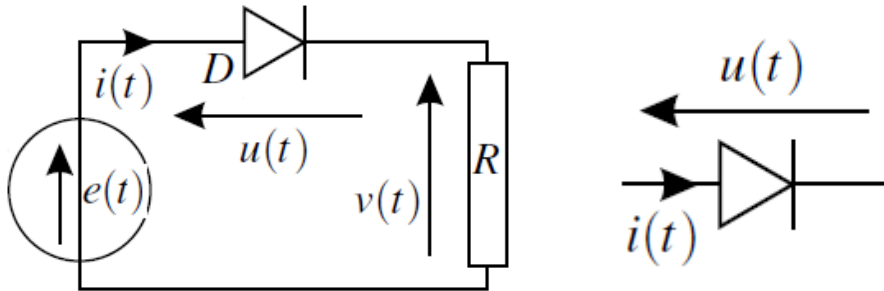


- Les harmoniques de rang bas (les plus importants) sont atténués, ce qui explique la faible amplitude du signal de sortie.
- La forme rectangulaire du signal de sortie est due au caractère dérivateur du filtre dans la bande atténuée.
- La composante continue du signal d'entrée est bloquée, ce qui explique la valeur nulle de la moyenne du signal de sortie.

IV. Génération d'harmoniques due à une non-linéarité

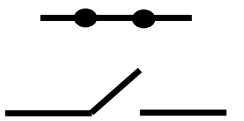
On a vu qu'un filtre (système linéaire) n'enrichit pas le contenu spectral du signal. Que se passe-t-il si le circuit contient un composant électronique non linéaire ?

On réalise le circuit suivant. Ce circuit contient une diode (composant non linéaire).

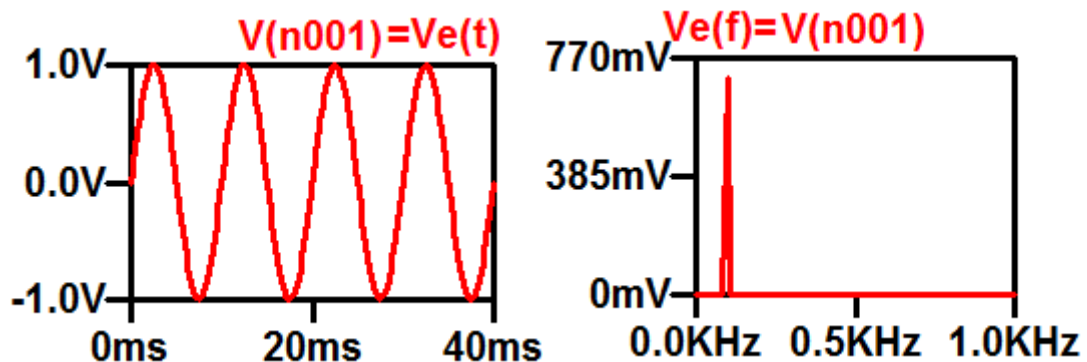


Modélisation d'une diode idéale

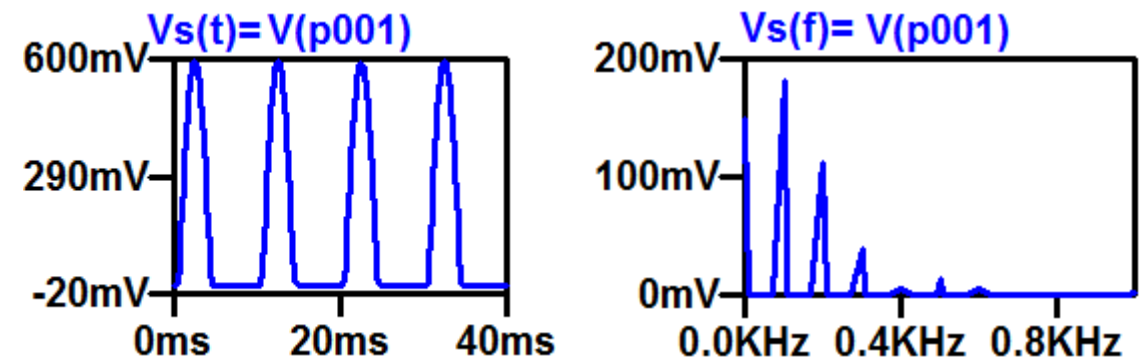
- La diode est passante si $i(t) > 0$, $u(t) = 0$
- La diode est bloquée si $i(t) = 0$, $u(t) < 0$



A l'entrée on a un signal sinusoïdal:



A la sortie, on obtient:



Conclusion: La présence de fréquences, absentes du spectre du signal d'entrée, dans le spectre du signal de sortie fourni par un montage permet de détecter une **non-linéarité**.