Traitement du signal

CHAPITRE 1

Analyse spectrale d'un signal périodique

Dr N'CHO Janvier Sylvestre

Introduction

C'est en étudiant **l'écoulement de la chaleur** que Fourier découvrit qu'une fonction périodique non-sinusoïdale peut être exprimée comme une somme infinie de fonctions sinusoïdales. Rappelons qu'une fonction périodique dans le temps se répète toutes les T secondes. Une fonction $f(t)$ périodique vérifie

$$\boxed{f(t) = f(t + nT) \text{ avec } n \text{ entier (fonction périodique)}}$$

Décomposition d'un signal periodique en série de Fourier

Série de Fourier

Terme fondamental-Termes harmoniques (1)

D'après le théorème de Fourier, toute fonction périodique (satisfaisant certains critères de continuités etc…) de pulsation (ou fréquence angulaire) ω_0 peut être exprimée comme une somme infinie de sinus et de cosinus dont les pulsations sont des multiples entiers de ω_0 . Ainsi $f(t)$ peut s'écrire :

Série de Fourier d'un signal périodique

$$f(t) = \begin{cases} \underbrace{a_0}_{\text{valeur moyenne ou composante continue : dc}} + \underbrace{\sum_{n=1}^{\infty}\left[a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)\right]}_{\text{partie harmonique (ou alternative) : ac}} \\ \Updownarrow \\ \underbrace{a_0}_{\text{valeur moyenne ou composante continue : dc}} + \underbrace{\sum_{n=1}^{\infty}\left[A_n \cos(n\omega_0 t + \phi_n)\right]}_{\text{partie harmonique (ou alternative) : ac}} \end{cases}$$

ω_0 est **la pulsation du fondamental ($\boldsymbol{n = 1}$)**

$\boldsymbol{\omega_n = n\omega_0}$ **est la pulsation de l'harmonique de rang $\boldsymbol{n}$**
$\boldsymbol{n > 1}$

Terme fondamental-Termes harmoniques (2)

Les coefficients a_0, a_n et b_n sont réels et peuvent être calculés à partir des expressions suivantes :

<u>Calcul des coefficients de la série de Fourier</u>

$$a_0 = \frac{1}{T}\int_0^T f(t)\,dt$$

$$a_n = \frac{2}{T}\int_0^T f(t)\cos(n\omega_0 t)\,dt \qquad b_n = \frac{2}{T}\int_0^T f(t)\sin(n\omega_0 t)\,dt$$

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \qquad \phi_n = -\arctan\left(\frac{b_n}{a_n}\right)$$

Terme fondamental-Termes harmoniques (3)

Cette décomposition signifie que les fonctions $\cos(n\omega t)$ et $\sin(n\omega t)$ constituent une base orthogonale de l'espace des fonctions considérées, vérifiant pour n et m entiers :

$$\forall\, n, m, \int_0^T \cos(n\omega t)\sin(m\omega t)\,dt = 0$$

$$\forall\, n \neq m, \int_0^T \cos(n\omega t)\cos(m\omega t)\,dt = \int_0^T \sin(n\omega t)\sin(m\omega t)\,dt = 0$$

$$\forall\, n \neq 0, \qquad \int_0^T \cos^2(n\omega t)\,dt = \int_0^T \sin^2(n\omega t)\,dt = \frac{T}{2}$$

Théorème de Parseval

On démontre qu'il existe une relation simple entre le carré de la valeur efficace d'un signal périodique, S_{eff}^2 et les carrés des coefficients de la série de Fourier du signal :

$$\boxed{F_{eff}^2 = \langle f^2(t) \rangle = a_0^2 + \frac{1}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\left[a_n^2 + b_n^2\right] = a_0^2 + \frac{1}{2}\sum_{n=1}^{\infty} A_n^2}$$

Le théorème de Parseval exprime la façon dont l'énergie ou la puissance correspondant au phénomène périodique décrit par une fonction f se répartit entre les différents harmoniques.

L'énergie moyenne d'un signal (associée à une fonction périodique f) est égale à la somme des énergies transportées par chacune de ses harmoniques :

$$a_0^2 + \frac{1}{2}\sum_{n=1}^{\infty} A_n^2$$

Signal pair ou impair

- $\boldsymbol{f(t)}$ **pair** : $f(-t) = f(t) \Longrightarrow \boldsymbol{b_n = 0}$ pour tout $n > 0$

sa série de Fourier ne contiendra que des termes en cosinus.

- $\boldsymbol{f(t)}$ **impair** : $f(-t) = -f(t) \Longrightarrow \boldsymbol{a_n = 0}$ pour tout $n \geq 0$

sa série de Fourier ne contiendra que des termes en sinus

Notion de spectre (1)

L'opération qui consiste à déterminer les signaux sinusoïdaux composant un signal donné est appelée **analyse spectrale**.

Le résultat de l'analyse spectrale est :

- **la liste des fréquences f_i des composantes sinusoïdales contenues dans le signal**
- **l'amplitude A_i de chaque composante sinusoïdale de fréquence f_i**
- **la phase initiale φ_i de chaque composante sinusoïdale de fréquence f_i.**

Notion de spectre (2)

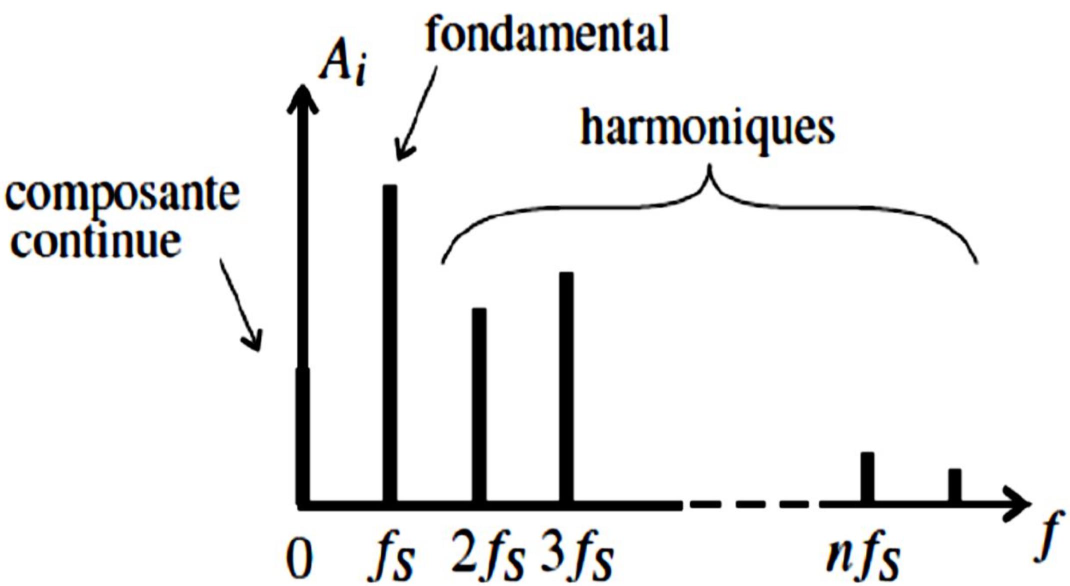
• La représentation graphique des A_i en fonction des f_i constitue **le spectre d'amplitude**. Elle permet de visualiser le contenu fréquentiel du signal.

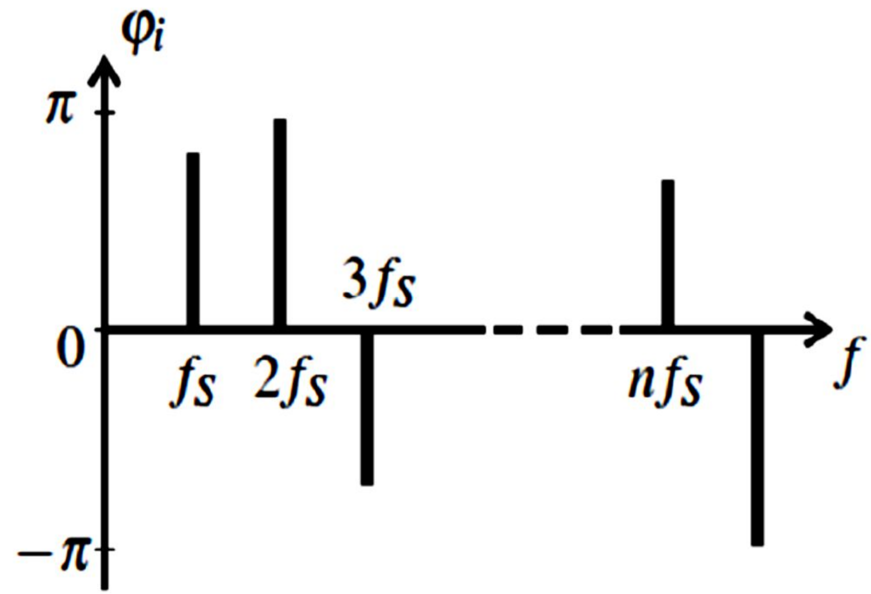
• On préfère parfois représenter les carrés des amplitudes A_i^2 en fonction des fréquences f_i pour visualiser la contribution de chaque composante à l'énergie du signal, **c'est le spectre d'énergie**.

• La représentation des phases initiales φ_i en fonction des f_i est **le spectre de phase.** Ce spectre est plus difficilement interprétable car les phases initiales, à la différence des amplitudes dépendent du choix de l'origine des temps qui est arbitraire.

Notion de spectre (3)

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





Nous pouvons remarquer, et c'est très important, que le spectre d'un signal périodique est toujours un spectre de raies et que les différentes raies ne peuvent se trouver qu'aux fréquences nf_S. Cette allure particulière du spectre caractérise les signaux périodiques.

Notion de spectre (4)

- Plus les harmoniques sont importantes, plus le signal global s'éloigne d'une sinusoïde pure.
- Cet écart entre le signal et la sinusoïde est mesuré par le taux de distorsion harmonique:

$$\boxed{THD = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \cdots}}{A_1}}$$

C'est le rapport de la valeur efficace des harmoniques supérieures à celle du fondamental

Cette mesure, couramment utilisée en électronique et en électrotechnique, nous renseigne sur :

- la qualité d'un oscillateur sinusoïdal (par analyse spectrale du signal produit par le dispositif)
- la linéarité d'un amplificateur (analyse spectrale de la sortie si l'entrée est sinusoïdale)
- la linéarité d'une charge alimentée par le réseau (analyse spectrale du courant si la tension est sinusoïdale)

Notion de spectre (5)

Exemple: un installateur vérifie en sortie de l'onduleur la conformité de son installation. La documentation de l'onduleur garantit un THD inferieur à 3% sur l'ensemble des harmoniques et de 2% sur le plus mauvais harmonique. De plus, le courant continu ne doit pas dépasser 1% de la valeur efficace du fondamental. L'analyseur donne le spectre suivant (voir tableau). Le courant est-il conforme?

$f = n.50\ Hz$	$n = 0$	$n = 1$	$n = 2$	$n = 3$	$n = 4$	$n = 5$
A_n en V	$0,5.\sqrt{2}$	$230.\sqrt{2}$	$1.\sqrt{2}$	$3.\sqrt{2}$	$0,5.\sqrt{2}$	$4.\sqrt{2}$

Notion de spectre (6)

Solution

$$THD = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + A_5^2}}{A_1} = \frac{\sqrt{1^2 + 3^2 + 0{,}5^2 + 4^2}}{230} = 2{,}2\%$$

Sur le plus mauvais harmonique on a :

$$\frac{4}{230} = 1{,}7\%$$

La distorsion du signal est conforme.

La proportion de courant continu est :

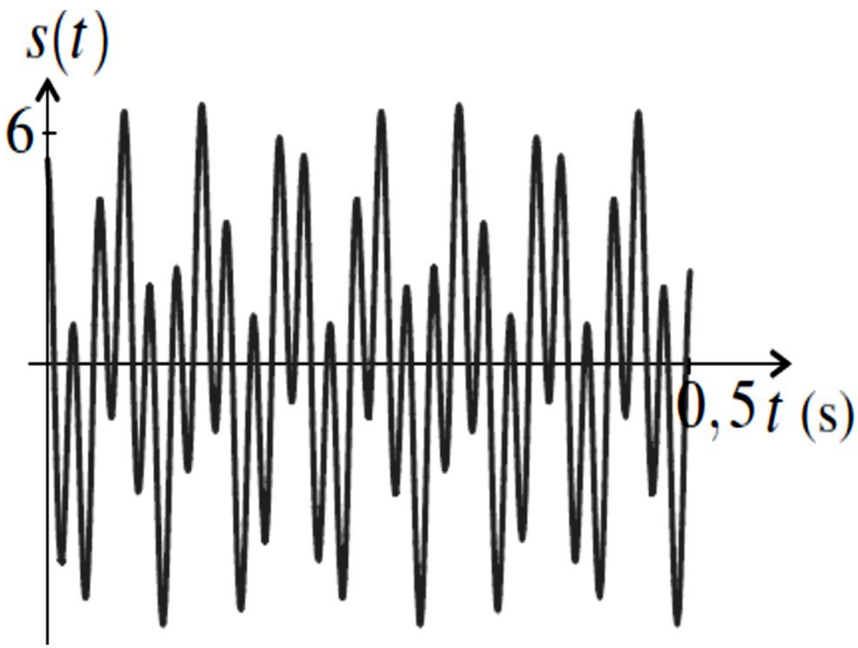
$$\frac{0{,}5}{230} = 0{,}2\%$$

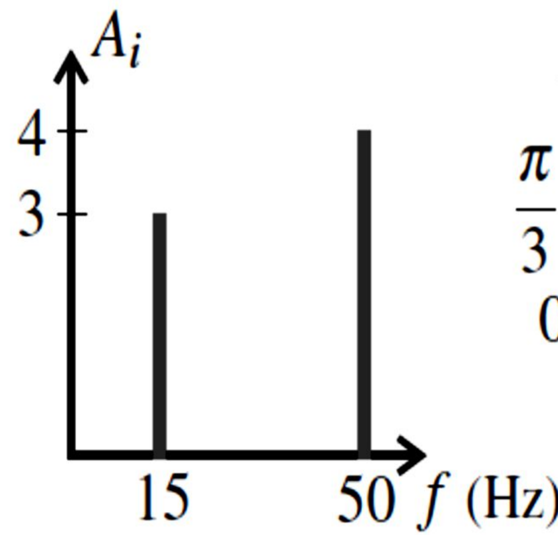
Le courant est donc conforme.

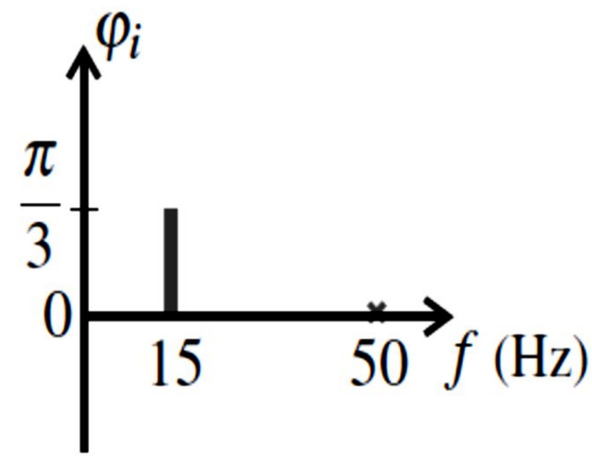
Notion de spectre (7)

Exemple : le signal $s(t)$ contient les fréquences $f_1 = 15$ Hz et $f_2 = 50$ Hz. Son spectre, d'amplitude et de phase est représenté sur la figure suivante.

$$s(t) = 3\cos\left(30\pi t + \frac{\pi}{3}\right) + 4\cos(100\pi t)$$







Signaux périodiques usuels

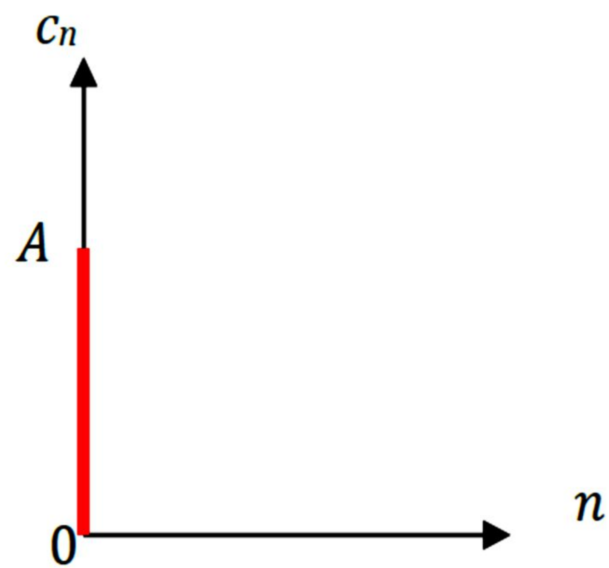
Signal continu

$$f(t) = A$$

$$\langle f \rangle = A \; ; \quad \forall\, n > 0, c_n = 0$$

Représentation

Spectre

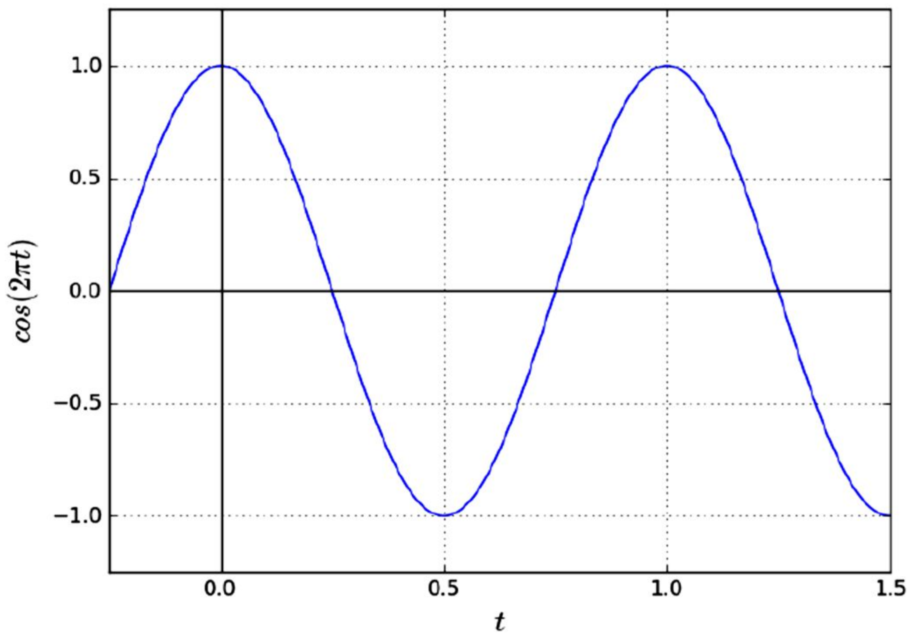


Signal sinusoïdal (1)

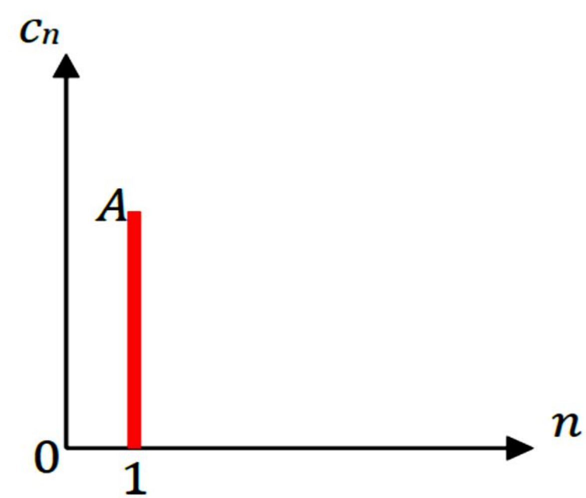
$$f(t) = A\,cos(\omega t)$$

$$\langle f \rangle = 0\;;\;\; c_1 = A \quad \text{et} \quad \forall n \geq 2, \quad c_n = 0$$

Représentation



Spectre



Signal sinusoïdal (2)

$$\boldsymbol{f(t) = \cos^2(\omega t)}$$

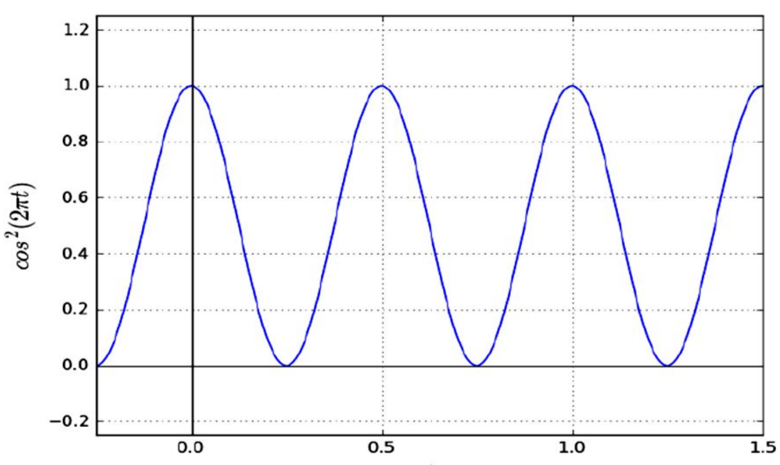
La fonction peut se mettre sous forme d'une somme de fonction(s) sinusoïdale(s).

$$f(t) = \cos^2(\omega t) = \frac{1+\cos(2\omega t)}{2} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos(2\omega t)$$

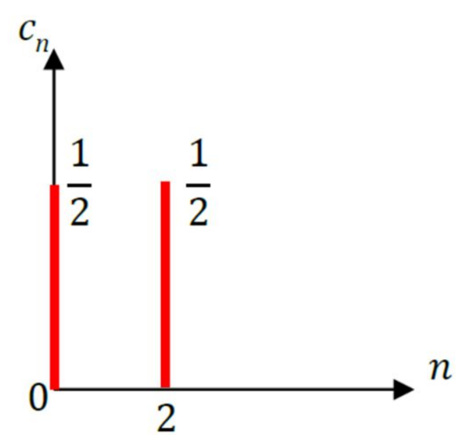
On a alors :

$$\langle f \rangle = \frac{1}{2}\ ;\quad c_1 = \frac{1}{2}$$

Représentation



Spectre



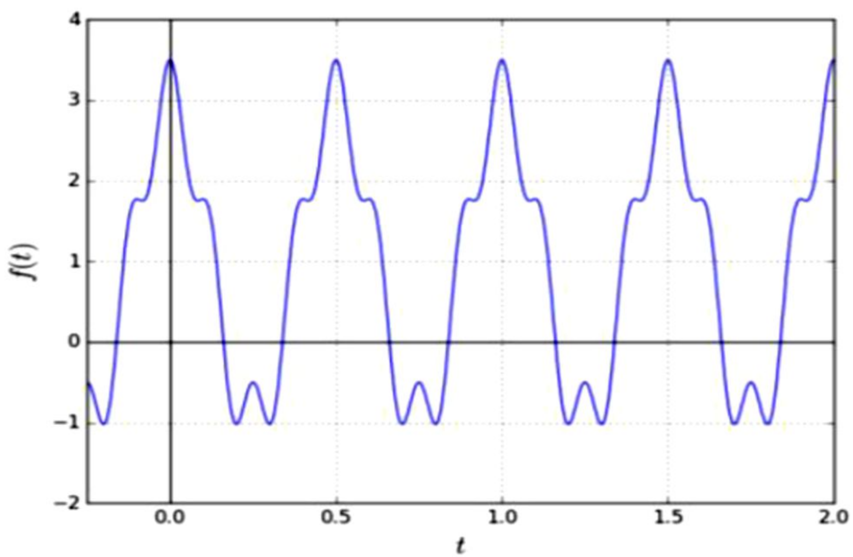
Signal sinusoïdal (3)

$$\boldsymbol{f(t)} = 1 + 2 \times \mathbf{cos}\,(\boldsymbol{\omega t}) + 0,5 \times \mathbf{cos}\,(3\boldsymbol{\omega t})$$

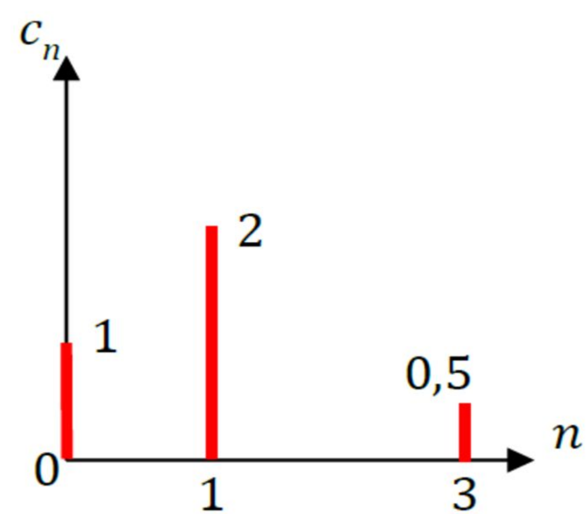
La fonction est sous forme d'une somme de fonction(s) sinusoïdale(s).

On a alors : $\langle f \rangle = 1\,; \quad c_1 = 2\ ; c_3 = 0,5$

Représentation



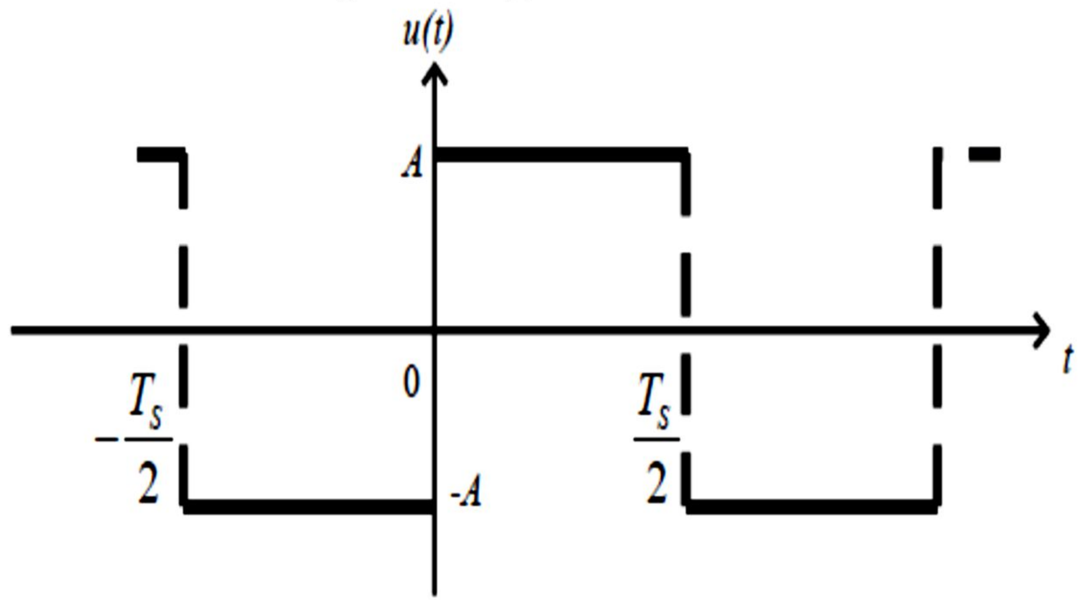
Spectre



Signal créneau (1)

$$s(t) = -\text{A} \quad \text{pour} \quad t \in \left]-\frac{T_s}{2}\,;0\right[$$

$$s(t) = +\text{A} \quad \text{pour} \quad t \in \left]0;\frac{T_s}{2}\right[$$



Signal créneau (2)

- Le signal est impair donc $\boldsymbol{a_n = 0}$ **pour tout** $\boldsymbol{n \geq 0}$

$$b_n = \frac{2}{T_s}\int_{-T_s/2}^{T_s/2} s(t)\sin(n\omega_s t)\,dt = \frac{4A}{T_s}\int_{0}^{T_s/2} \sin(n\omega_s t)\,dt$$

$$b_n = -\frac{4A}{T_s}\frac{[\cos(n\omega_s t)]_0^{T_s/2}}{n\omega_s} = \frac{2A}{\pi}\frac{[1-(-1)^n]}{n}$$

Soit :

$$\boxed{\begin{cases} \boldsymbol{n = 2p} & \boldsymbol{b_{2p} = 0} \\ \boldsymbol{n = 2p+1} & \boldsymbol{b_{2p+1} = \dfrac{4A}{\pi(2p+1)}} \end{cases}}$$

Signal créneau (3)

Soit :

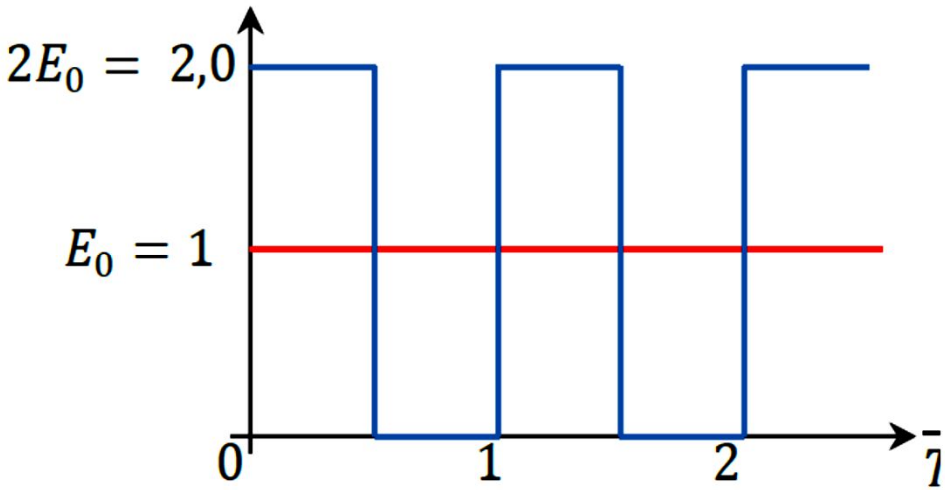
$$\boxed{s(t) = \frac{4A}{\pi}\sum_{p=0}^{\infty}\frac{\sin\big((2p+1)\omega_s t\big)}{2p+1}}$$

Expérimentalement, on envoie sur un analyseur de spectre numérique un signal créneau de fréquence $f_s = 1\,\text{kHz}$ et d'amplitude $E_0 = 1\,V$. Il effectue un algorithme de FFT (transformée de Fourier rapide) qui permet de visualiser instantanément le spectre à l'écran.

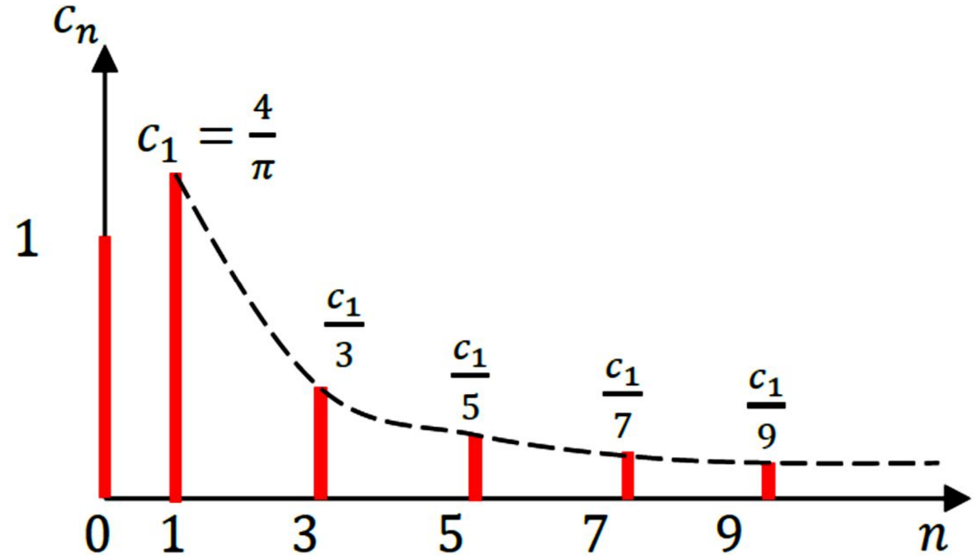
Signal créneau (4)

$$s(t) = E_0 + \frac{4E_0}{\pi}\left(\sin(\omega_s t) + \frac{1}{3}\sin(3\omega_s t) + \frac{1}{5}\sin(5\omega_s t) \dots\right)$$

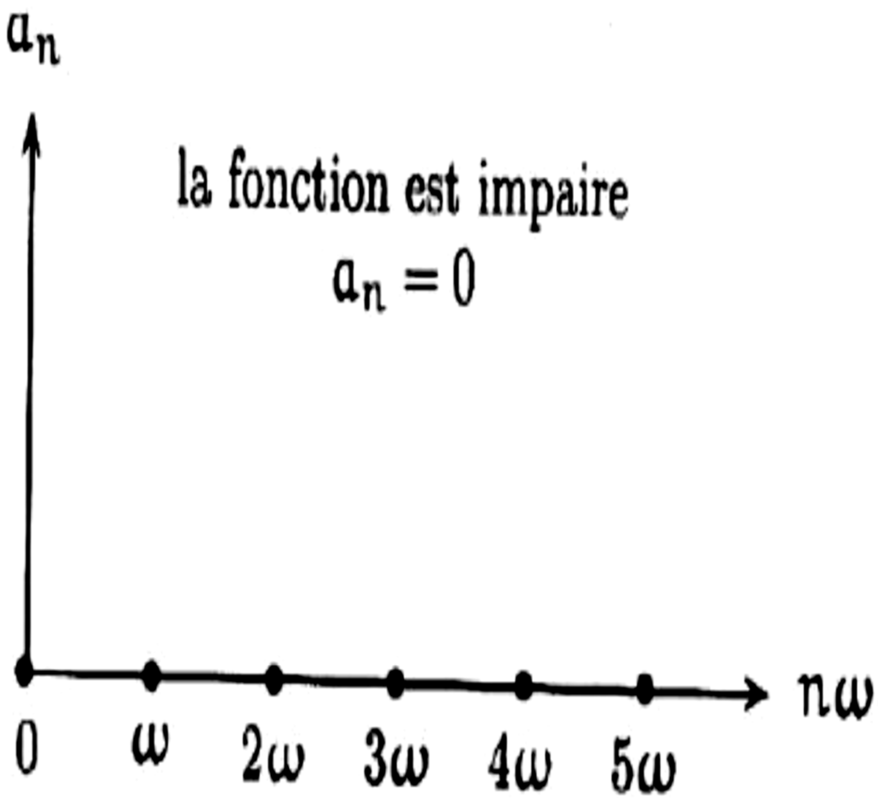
Représentation avec $E_0 = 1$

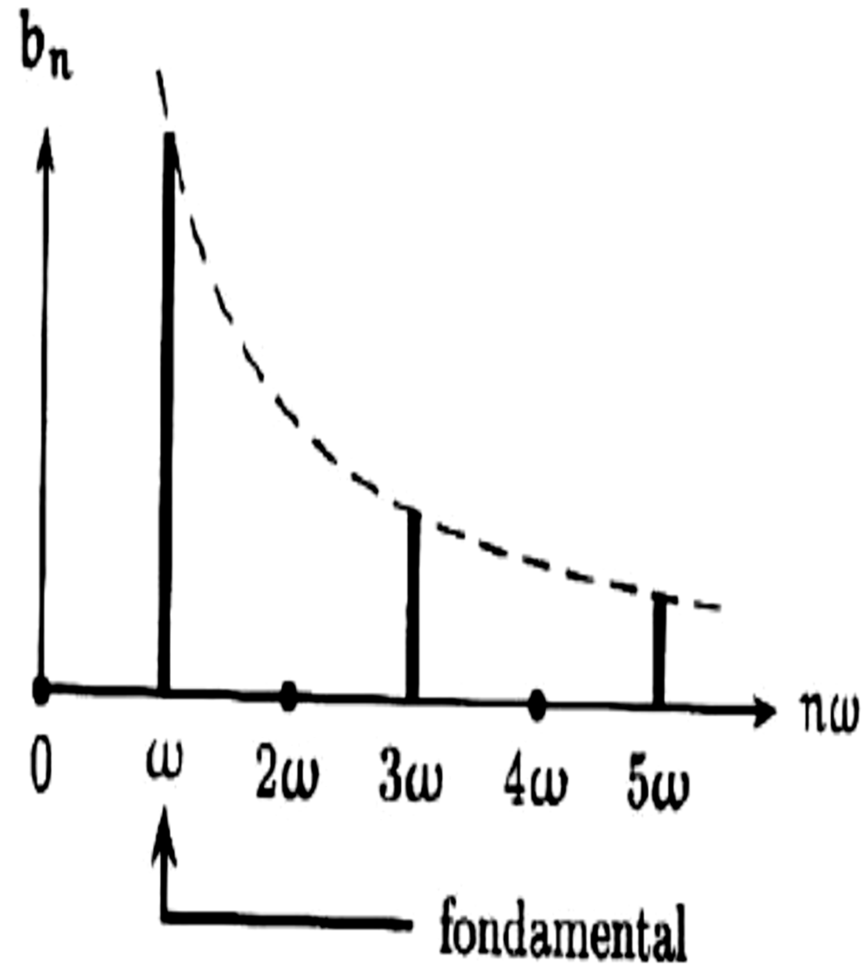


Spectre

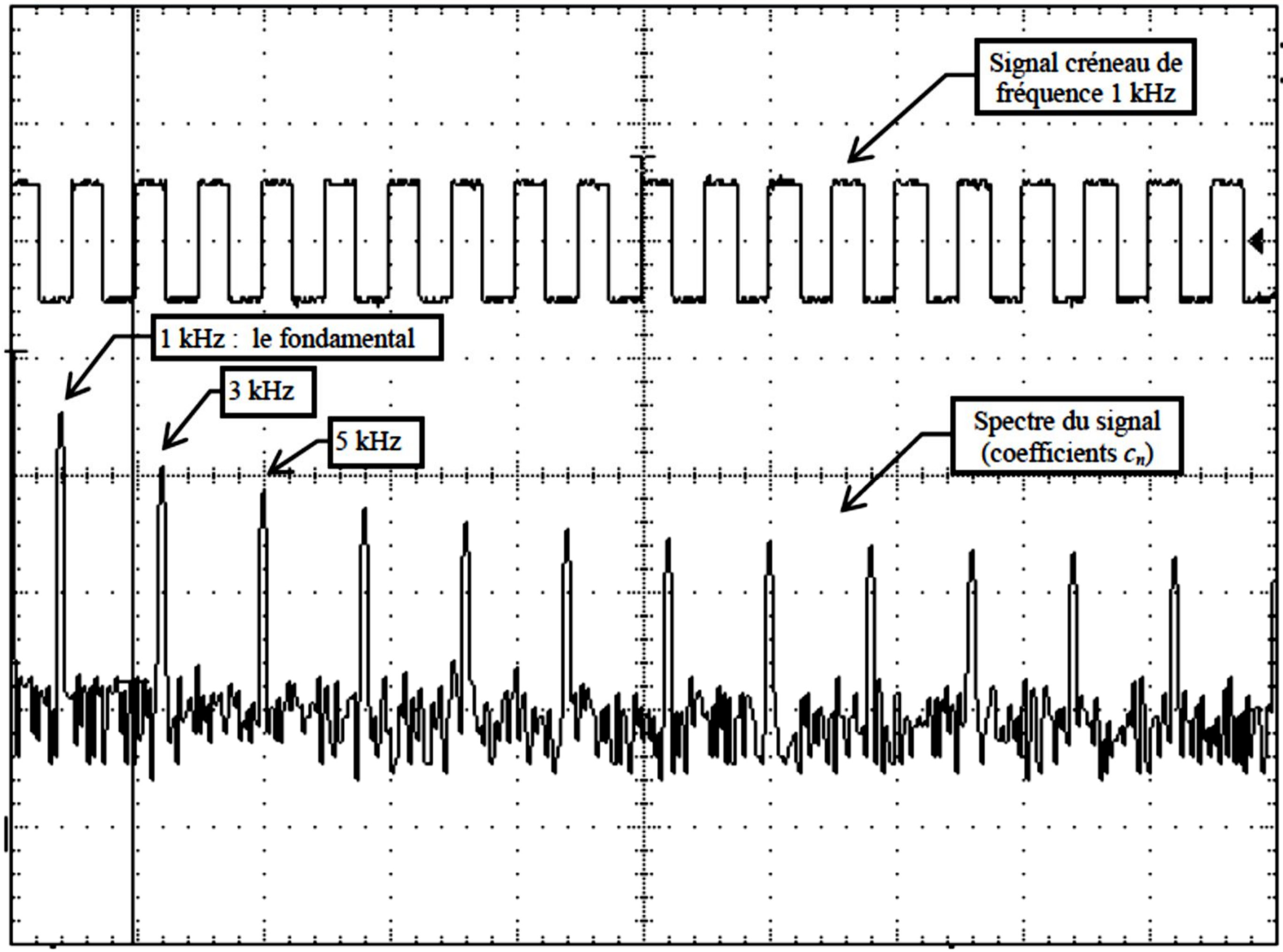


Signal créneau (5)





Signal créneau (6)



Interprétation :

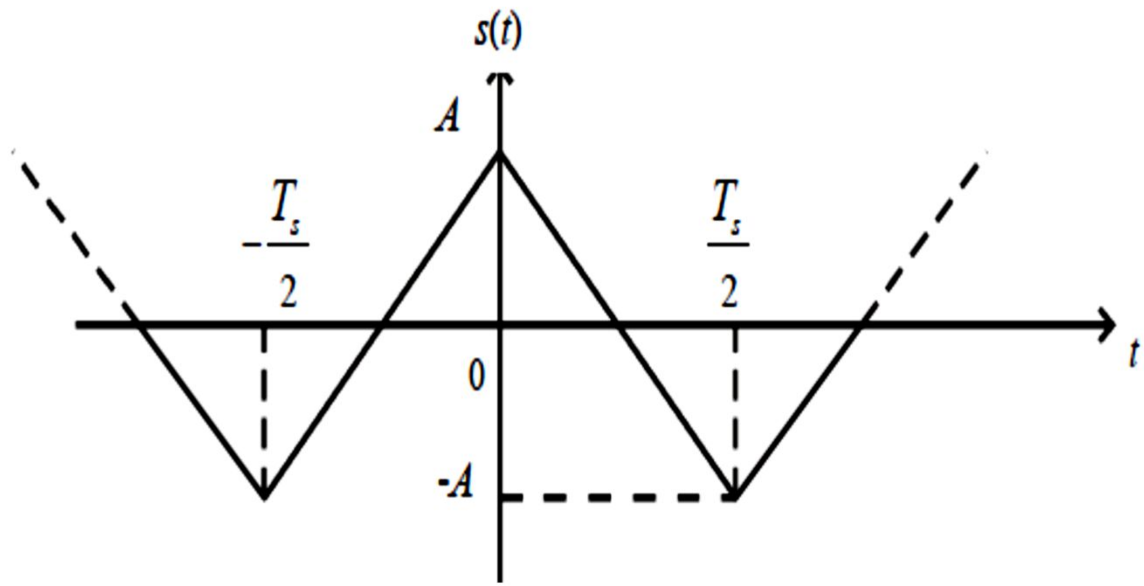
- On a un **spectre de raies** discret puisque le signal est périodique de période T_s.
- On n'observe que les harmoniques impairs de fréquences 1 kHz, 3 kHz, 5 kHz,…
- Cette **décroissance lente en $1/n$** est caractéristique des signaux qui possèdent des discontinuités en certains points.

On dit que le spectre est **riche en harmoniques**.

Signal triangulaire (1)

$$s(t) = A\left(1 + 4\frac{t}{T_s}\right) \quad \text{pour} \quad t \in \left[-\frac{T_s}{2}; 0\right]$$

$$s(t) = A\left(1 - 4\frac{t}{T_s}\right) \quad \text{pour} \quad t \in \left]0; \frac{T_s}{2}\right[$$



Signal triangulaire (2)

- Le signal est pair donc $\boldsymbol{b_n = 0}$ **pour tout** $\boldsymbol{n \geq 0}$

Sa valeur moyenne est nulle donc: $\boldsymbol{a_0 = 0}$

$$a_n = \frac{2}{T_s}\int_{-T_s/2}^{+T_s/2} s(t)\cos(n\omega_s t)\,dt = \frac{4A}{T_s}\int_0^{T_s/2}\left(1 - 4\frac{t}{T_s}\right)\cos(n\omega_s t)\,dt$$

L' intégrale se calcule en faisant une intégration par parties

$$a_n = \frac{4A}{T_s}\left[\left[\left(1 - 4\frac{t}{T_s}\right)\left(\frac{1}{n\omega_s}\sin(n\omega_s t)\right)\right]_0^{T_s/2} + \frac{4}{n\omega_s T_s}\int_0^{T_s/2}\sin(n\omega_s t)\,dt\right]$$

Signal triangulaire (3)

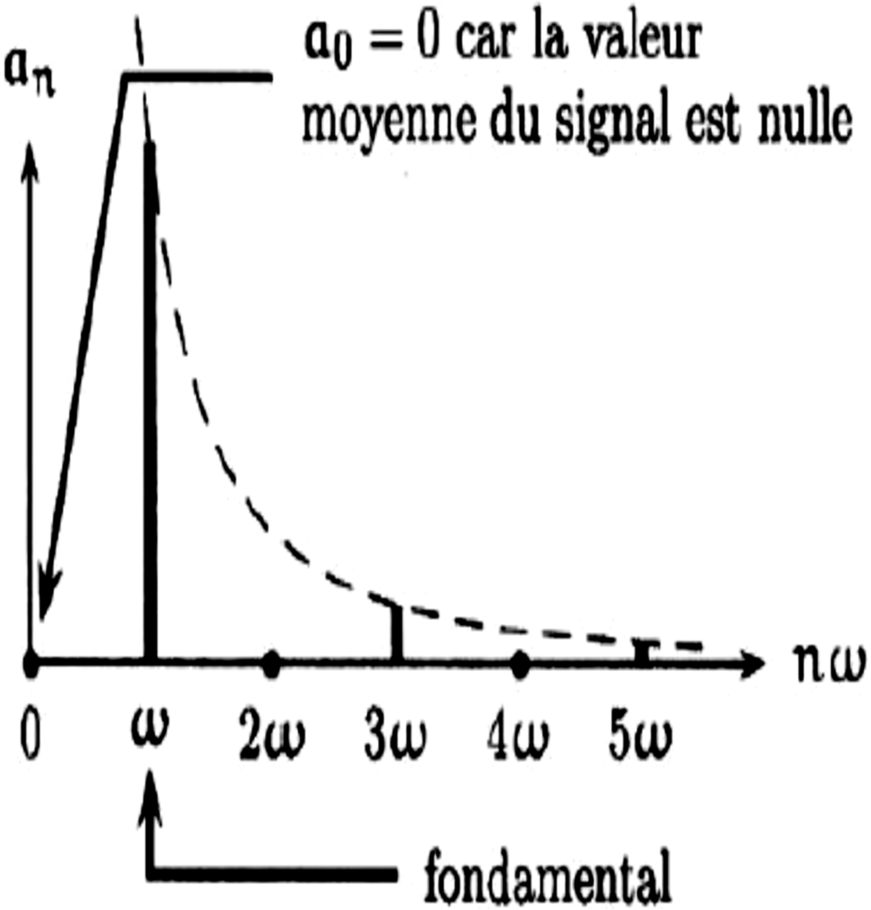
$$a_n = A\left(\frac{4}{n\omega_s T_s}\right)^2 [-\cos(n\omega_s t)]_0^{T_s/2} = \frac{4A}{n^2\pi^2}[1-(-1)^n]$$

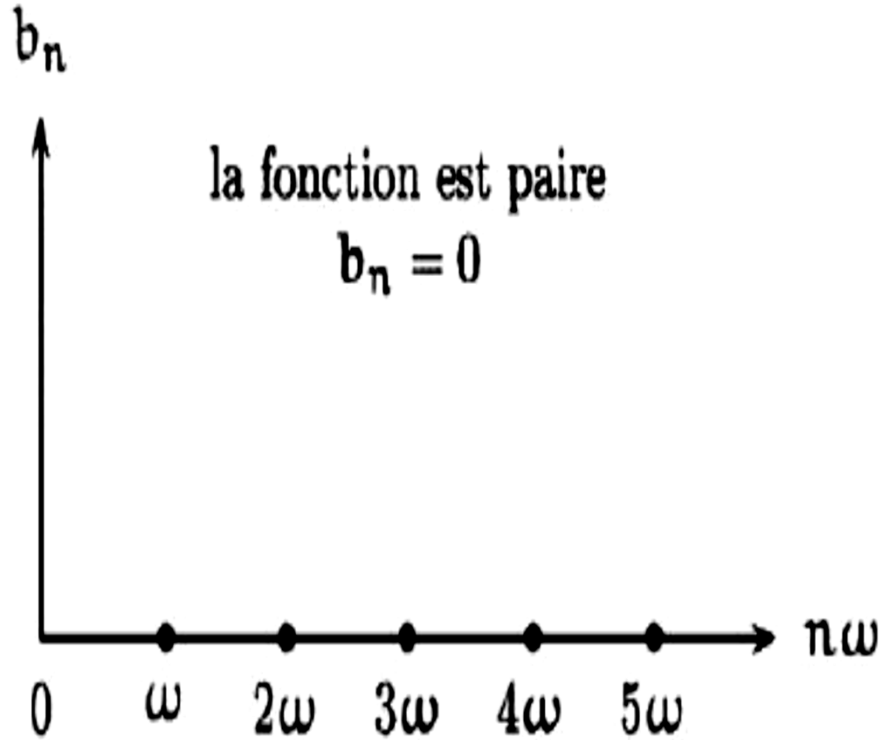
$$\boxed{\begin{cases} n = 2p & a_{2p} = 0 \\ n = 2p+1 & a_{2p+1} = \dfrac{8A}{\pi^2(2p+1)^2} \end{cases}}$$

Soit :

$$\boxed{s(t) = \frac{8A}{\pi^2}\sum_{p=0}^{\infty}\frac{\cos\left((2p+1)\omega_s t\right)}{(2p+1)^2}}$$

Signal triangulaire (4)





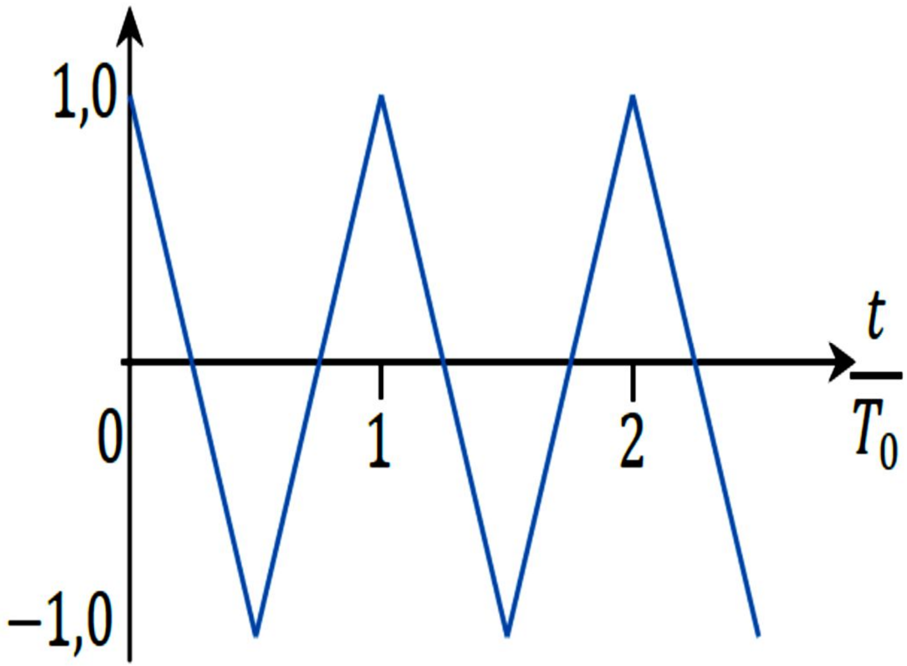
Signal triangulaire (5)

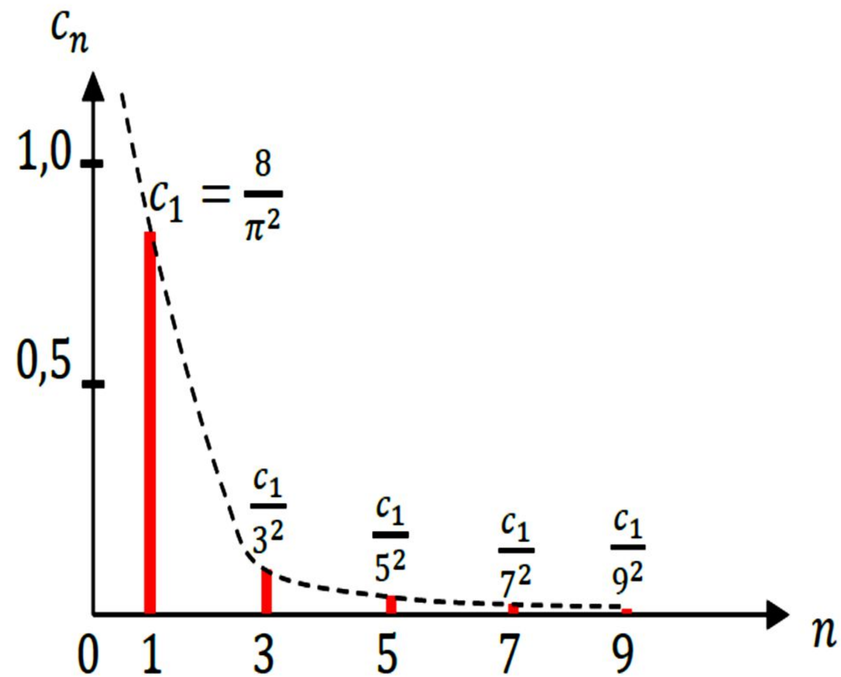
$$s(t) = \frac{8E_0}{\pi^2}\left(\cos(\omega_s t) + \frac{1}{3^2}\cos(3\omega_s t) + \frac{1}{5^2}\cos(5\omega_s t) \dots\right)$$

Expérimentalement, on envoie sur un analyseur de spectre numérique un signal créneau de fréquence $f_s = 1\,\text{kHz}$ et d'amplitude $E_0 = 1\,V$. Il effectue un algorithme de FFT (transformée de Fourier rapide) qui permet de visualiser instantanément le spectre à l'écran.

Signal triangulaire (6)

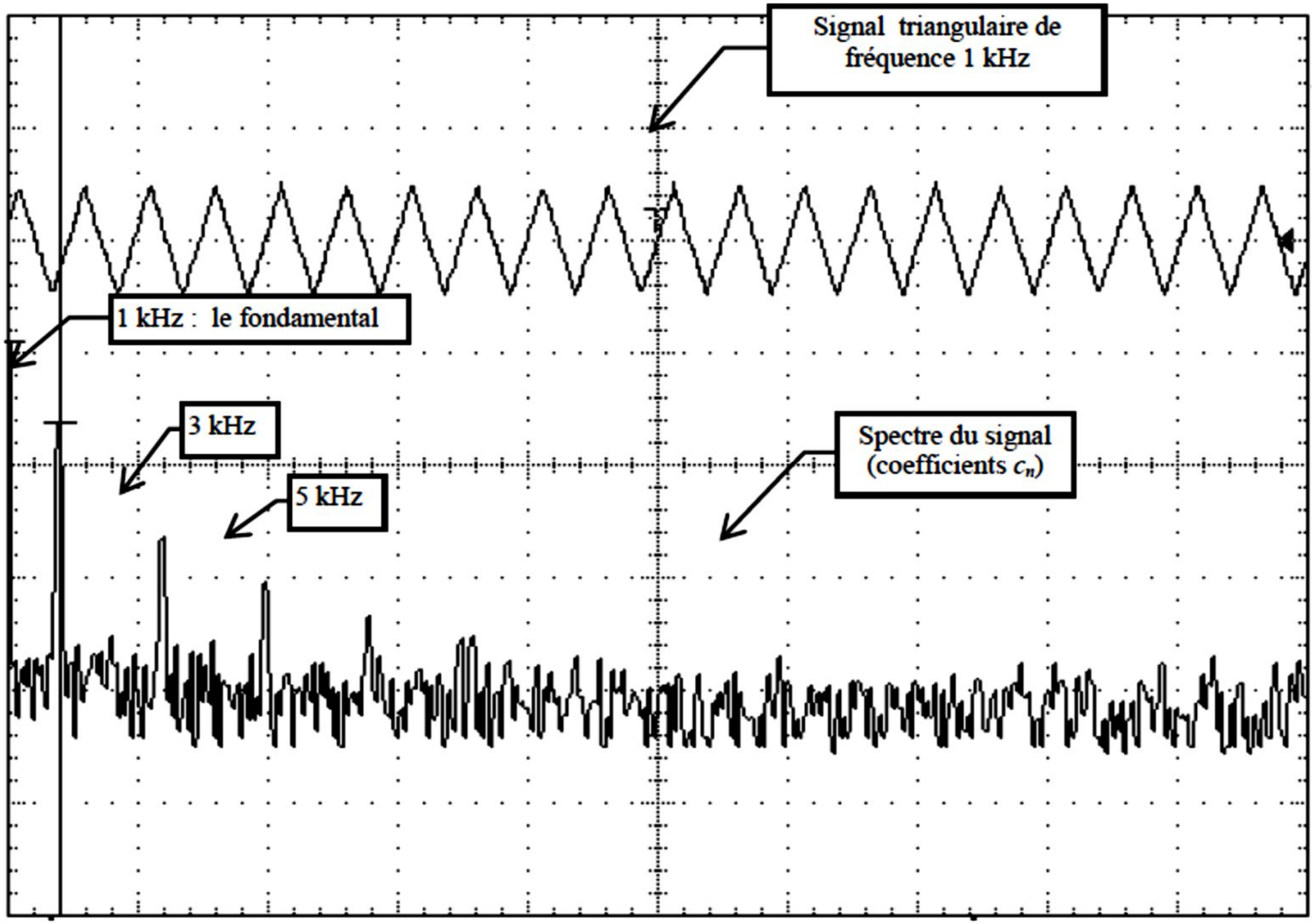
Représentation avec $E_0 = 1$ **Spectre**





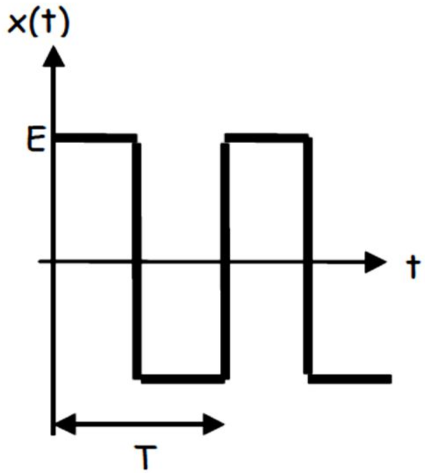
Signal triangulaire (7)

À l'analyseur de spectre, on obtient le graphe suivant :

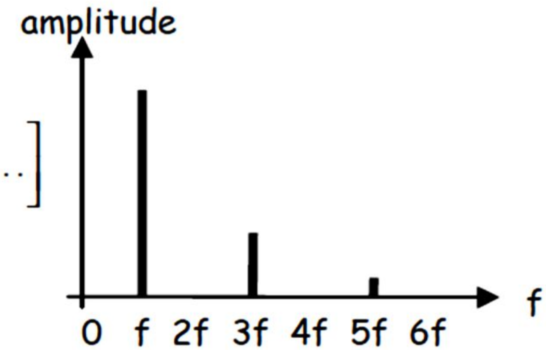


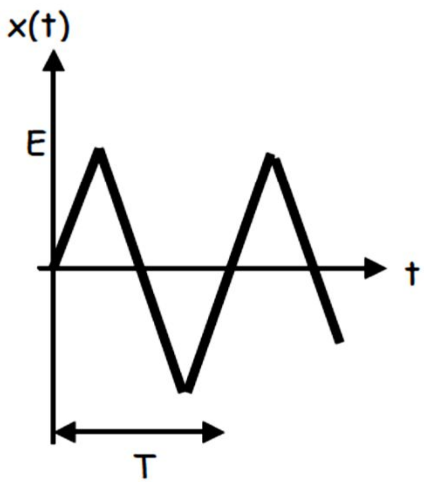
Le signal triangulaire est continu, il possède seulement deux discontinuités de pente par période. On observe une **décroissance plus rapide du spectre en $1/n^2$** avec uniquement les **harmoniques impairs**. Le spectre d'un signal triangulaire contient moins d'harmoniques que le spectre d'un signal créneau, on dit que ce spectre est **moins riche en harmoniques**.

Récapitulatif (1)

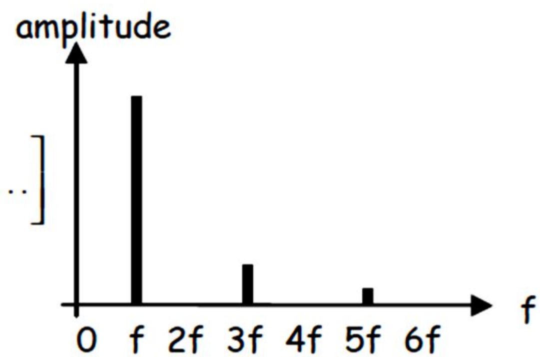


$$x(t) = \frac{4E}{\pi}\left[\sin(\omega t) + \frac{\sin(3\omega t)}{3} + \frac{\sin(5\omega t)}{5} + \dots\right]$$

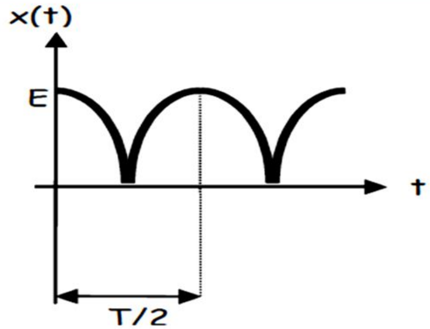




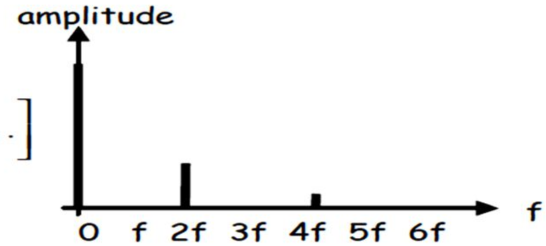
$$x(t) = \frac{8E}{\pi^2}\left[\sin(\omega t) - \frac{\sin(3\omega t)}{3^2} + \frac{\sin(5\omega t)}{5^2} - \dots\right]$$

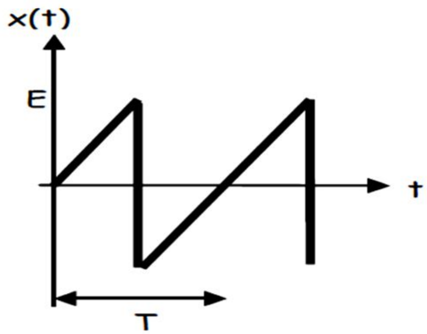


Récapitulatif (2)

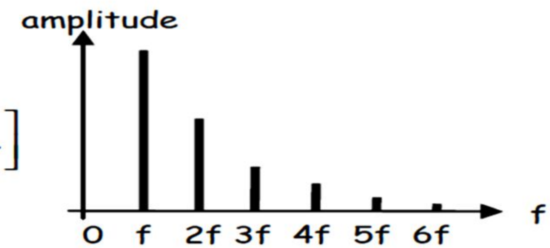


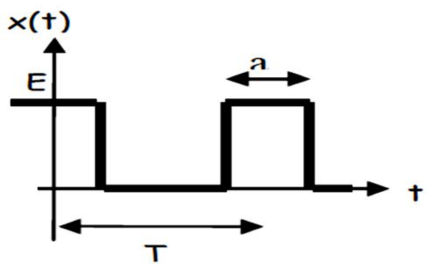
$$x(t) = \frac{2E}{\pi}\left[1 + \frac{2\cos(2\omega t)}{3} - \frac{2\cos(4\omega t)}{15} + \dots\right]$$

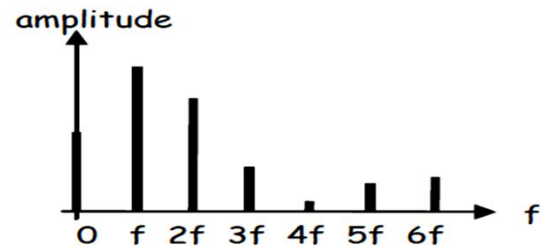




$$x(t) = \frac{2E}{\pi}\left[\sin(\omega t) - \frac{\sin(2\omega t)}{2} + \frac{\sin(3\omega t)}{3} + \dots\right]$$







$$x(t) = aE\left[1 + \frac{2\sin(\pi a)}{\pi a}\cos(\omega t) + \dots + \frac{2\sin(n\pi a)}{n\pi a}\cos(n\omega t) + \dots\right]$$

Récapitulatif (2)

La primitive d'un signal créneau est un signal triangulaire. Si on considère la décomposition du signal créneau de valeur moyenne nulle alors sa primitive va faire apparaître un facteur en $\frac{1}{n^2}$ pour les amplitudes :

$$\int f_{\text{créneau}}(t)\mathrm{d}t = \sum_{\substack{n=1 \\ \text{impair}}}^{+\infty} \frac{2E_0}{n\pi} \int \sin(n\omega_0 t)\,\mathrm{d}t = \sum_{\substack{n=1 \\ \text{impair}}}^{+\infty} \frac{-2E_0}{n^2\pi\omega_0} [\cos(n\omega_0 t)]_{t_\mathrm{i}}^{t_\mathrm{f}}$$

On constate que la primitive obtenue a bien la forme de la décomposition d'un signal triangulaire qui est pair.

Pour une fonction f telle que l'alternance négative est identique au signe près à l'alternance positive ce qui se traduit par $f(t) = -f\left(t + \frac{T}{2}\right)$, alors on peut montrer que les coefficients de Fourrier pairs sont nuls.

Synthèse de Fourier

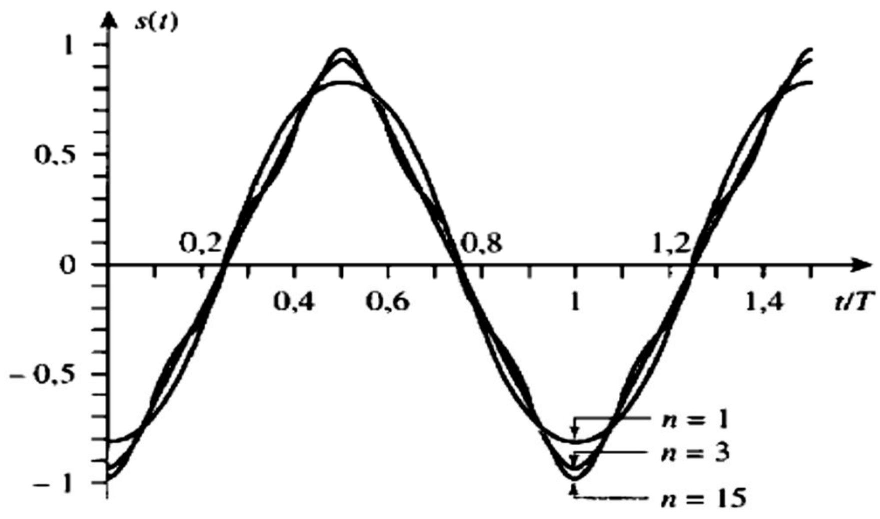
Introduction

L'opération inverse de la décomposition de Fourier peut également être faite, et s'appelle la synthèse de Fourier.

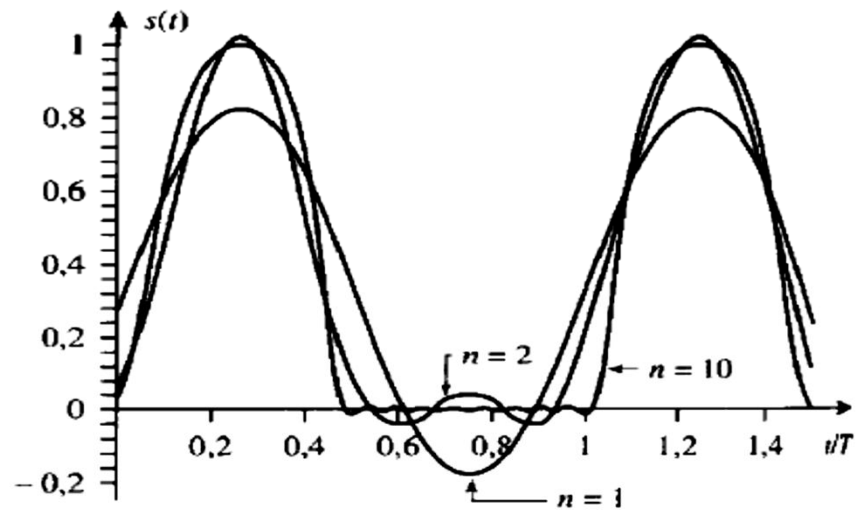
Utilisée autrefois dans certains instruments de musique électroacoustiques (orgues Hammond par exemple), elle n'a aujourd'hui pratiquement qu'un intérêt pédagogique.

Signal continu (1)

Soit $s_{Fn}(t)$ la série de Fourier d'un signal périodique continu $s(t)$, limitée à ses n premiers termes. **Lorsque n tend vers l'infini, $s_{Fn}(t)$ tend vers $s(t)$.** Lors de la synthèse d'un tel signal, la somme des premiers harmoniques $s_{Fn}(t)$ suffit pour le représenter de façon satisfaisante, comme on peut le voir sur les graphes ci-dessous où les signaux présentent, cependant, une discontinuité de pente.



Synthèse d'un signal triangulaire



Synthèse d'un signal redressé simple alternance

Signal continu (2)

Une bande passante limitée suffira généralement à la transmission d'un signal périodique continu. En effet, si un signal périodique ne présente que des discontinuités de pente, l'amplitude c_n des raies de son spectre de fréquence décroît rapidement (au moins en $\mathbf{1/n^2}$)

Signal discontinu (1)

On considère l'exemple de la fonction périodique suivante du signal carré.

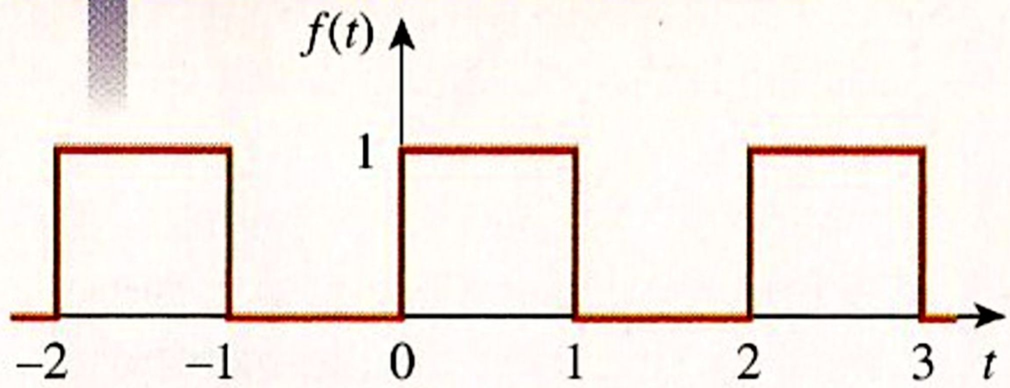


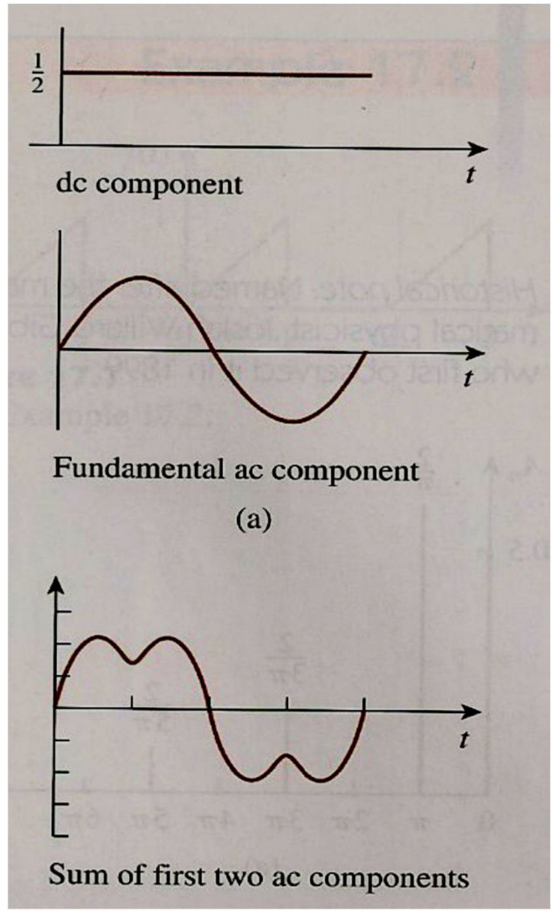
Figure 17.1
For Example 17.1; a square wave.

On montre que sa série de Fourier s'écrit :

$$f(t)=\frac{1}{2}+\frac{2}{\pi}\sin(\pi t)+\frac{2}{3\pi}\sin(3\pi t)+\frac{2}{5\pi}\sin(5\pi t)+\ldots$$

Signal discontinu (2)

Les figures suivantes montrent l'allure du signal lorsque que l'on ajoute successivement les termes de la série de Fourier. Avec seulement les 5 premiers termes de la série, on commence à avoir la forme d'un signal périodique carré.



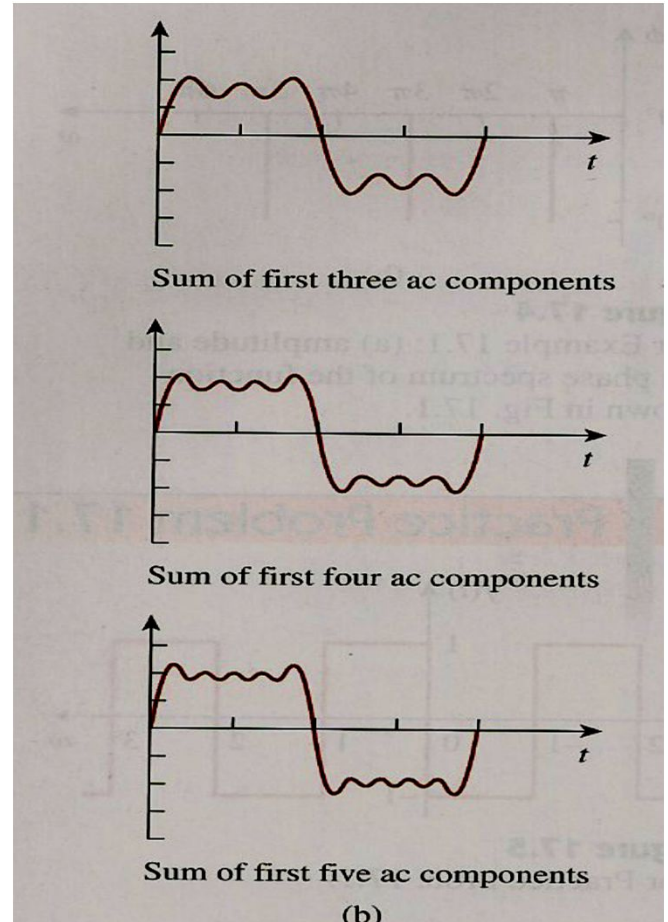


Figure 17.2
Evolution of a square wave from its Fourier components.

Signal discontinu (3)

Avec 11 termes, nous sommes proches du signal carré.

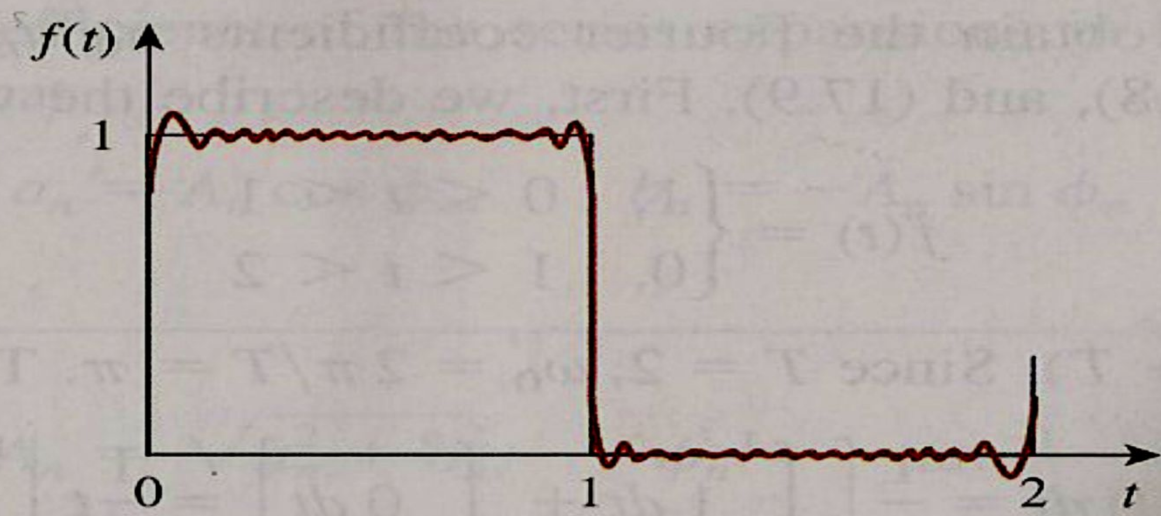
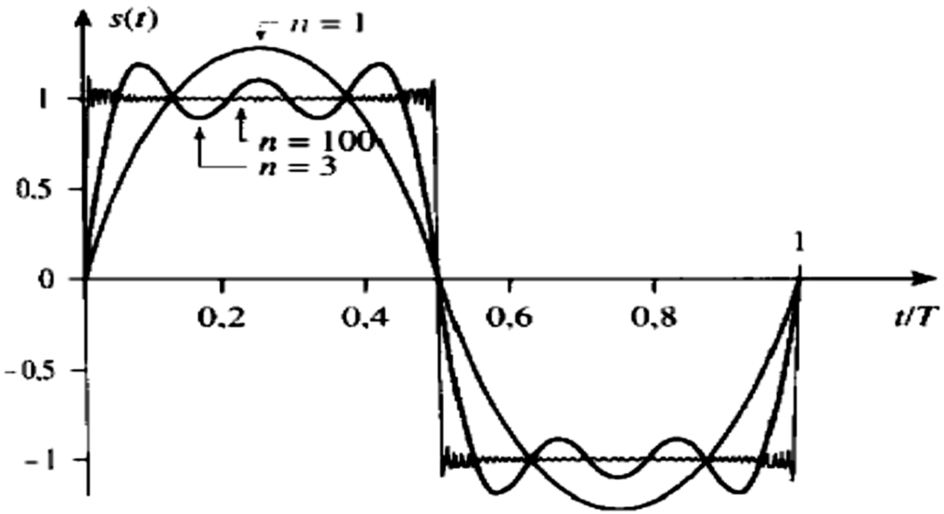


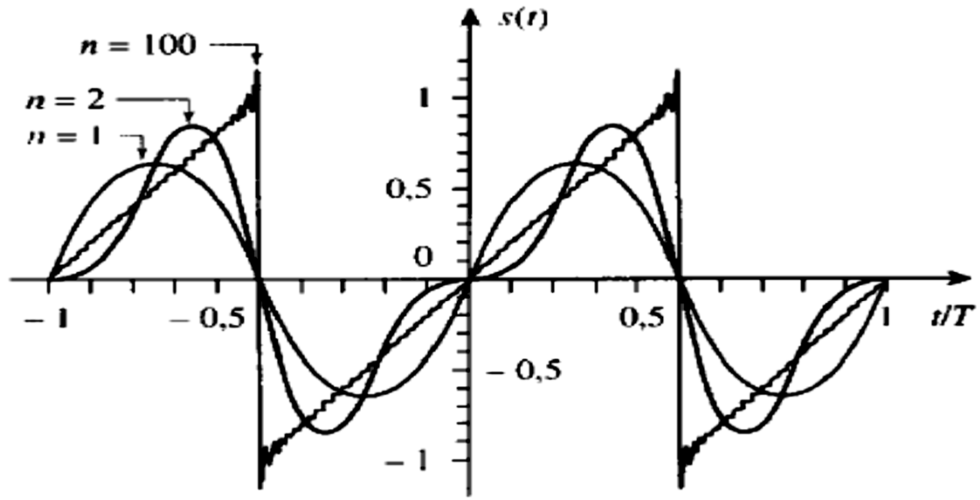
Figure 17.3
Truncating the Fourier series at $N = 11$;
Gibbs phenomenon.

Signal discontinu (4)

Soit un signal $s(t)$ présentant une discontinuité en $t = t_0$. En un point de discontinuité, l'écart entre les graphes de $s_{Fn}(t_0)$ et de $s(t_0)$ est irréductible, quel que soit le nombre n d'harmoniques considéré.



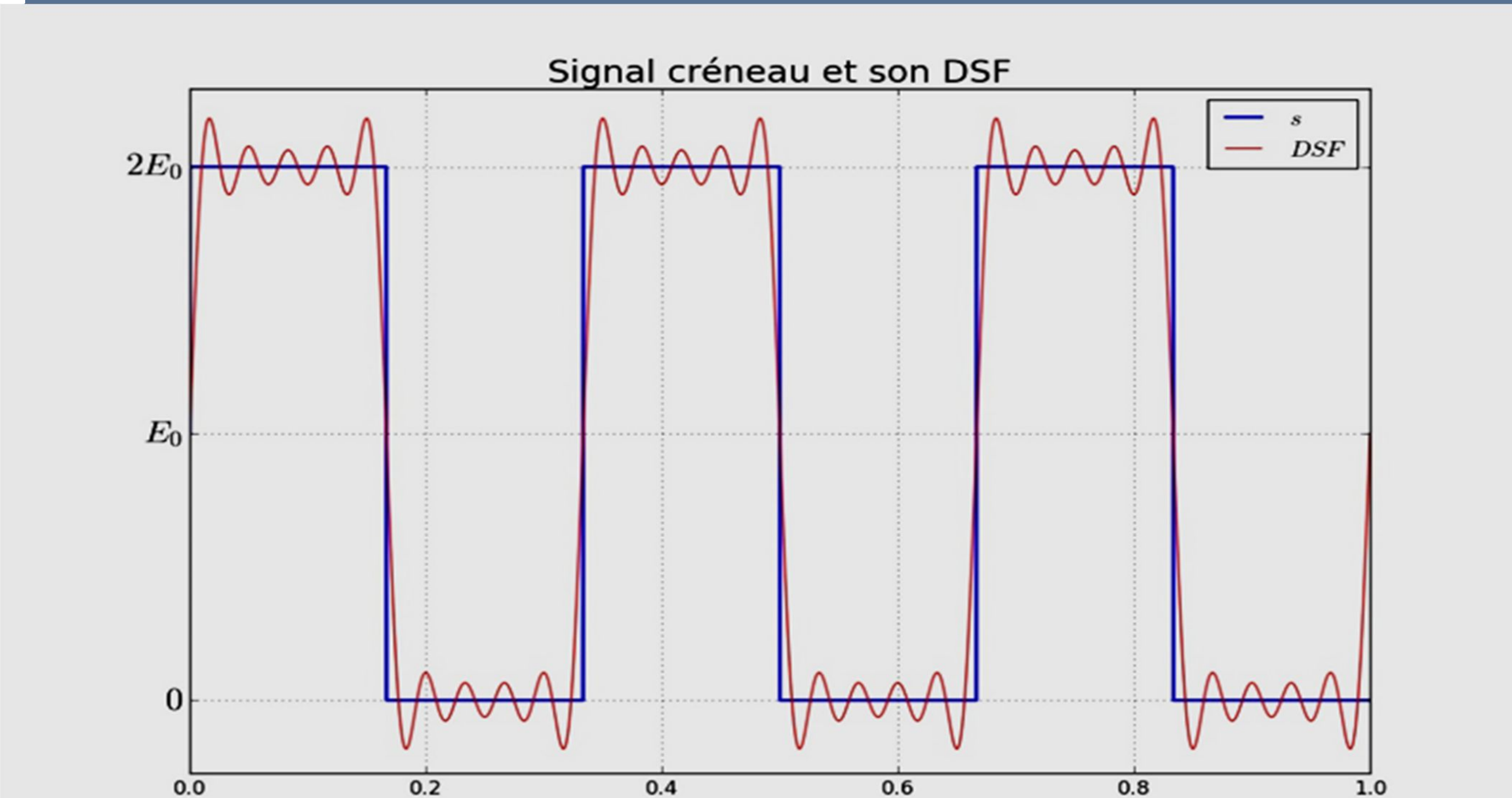
Mise en évidence du phénomène de Gibbs sur un signal carré



Mise en évidence du phénomène de Gibbs sur une rampe périodique

Lorsqu'un signal périodique présente des discontinuités, l'amplitude c_n des raies de son spectre de fréquence décroît lentement (généralement en $1/n$). **Un signal discontinu exige une bande passante très large pour sa transmission.**

Signal discontinu (5)



Transformée de Fourier d'un signal non périodique

Définition (1)

Un signal physiquement réalisable ne peut être rigoureusement périodique : un signal périodique se répète *indéfiniment* alors qu'un signal réel a un début et une fin. Il est cependant possible de décrire un signal réel comme une superposition de signaux sinusoïdaux (ou, ce qui est équivalent, d'exponentielles complexes) à condition de remplacer la somme par une intégrale.

Sous réserve de conditions mathématiques qui sont vérifiées pour les signaux physiquement réalisables, il est possible d'associer à un signal $s(t)$ une fonction $S(\omega)$ telle que :

$$\boldsymbol{s(t)} = \sqrt{\frac{\mathbf{1}}{\mathbf{2\pi}}} \int_{-\infty}^{\infty} \underline{\boldsymbol{S}}(\boldsymbol{\omega})\, \boldsymbol{exp(j\omega t)}\, \mathrm{d}\boldsymbol{\omega}$$

Définition (2)

$S(\omega)$ est la **transformée de Fourier** de $s(t)$. Nous admettrons qu'elle se calcule par :

$$\boldsymbol{S(\omega) = \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t)\, exp(-j\omega t)\, \mathrm{d}t}$$

Nous pouvons comprendre la transformée de Fourier comme **une extension des séries de Fourier** : à l'intervalle spectral $\mathrm{d}\omega$, correspond une composante harmonique complexe élémentaire :

$$\boldsymbol{\mathrm{d}\underline{s}(t) = \underline{S}(\omega)\, exp(j\omega t)\mathrm{d}\omega}$$

$\underline{S}(\omega)$ est *à* priori complexe, et contient donc une information d'amplitude (son module) et une information de phase (son argument).

Spectre de fréquence

$\underline{S}(\omega)$ transformée de Fourier de s, représente la distribution des pulsations (ou des fréquences) de $s(t)$.

Le tracé de la courbe $|\underline{S}(\omega)|$ est donc une représentation du spectre de $s(t)$. À l'intervalle spectral dω, on associe une composante harmonique élémentaire de pulsation ω et d'amplitude élémentaire $\mathrm{d}s_m = |\underline{S}(\omega)|\mathrm{d}\omega$.

Conclusion (1)

- Pour un signal *périodique* de période T, la suite (infinie) des a_n et des b_n contient toutes les informations qui permettent de reconstituer le signal $s(t)$.
- Pour un signal *non périodique*, la transformée de Fourier $\underline{S}(\omega)$ de $s(t)$ contient toutes les informations relatives au signal $s(t)$.
- Les coefficients de la série de Fourier (ou la transformée de Fourier pour un signal non périodique) constituent une description fréquentielle du signal dont la description temporelle est $s(t)$.

Conclusion (2)

- Les deux descriptions, temporelle et fréquentielle, sont totalement équivalentes et la connaissance de l'une permet de déterminer complètement l'autre.

On peut proposer la comparaison sommaire suivante entre les séries de Fourier et la transformée de Fourier :

	Série de Fourier	Transformée de Fourier
Conditions mathématiques	f doit être T-périodique	f doit être intégrable sur $\mathbb{R}$
Forme mathématiques	$\sum$	$\int$
Spectre (allure)	discret	continu