



ECOLE
POLYTECHNIQUE
DE BRUXELLES

UNIVERSITÉ LIBRE DE BRUXELLES

SYNTHÈSE

Analyse complexe MATH-H-201

Auteur :
Nicolas ENGLEBERT

Année 2014 - 2015

Appel à contribution

Synthèse OpenSource



Ce document est grandement inspiré de l'excellent cours donné par Michel Kinnaert à l'EPB (École Polytechnique de Bruxelles), faculté de l'ULB (Université Libre de Bruxelles). Il est écrit par les auteurs susnommés avec l'aide de tous les autres étudiants et votre aide est la bienvenue ! En effet, il y a toujours moyen de l'améliorer

surtout que si le cours change, la synthèse doit être changée en conséquence. On peut retrouver le code source à l'adresse suivante

<https://github.com/nenglebert/Syntheses>

Pour contribuer à cette synthèse, il vous suffira de créer un compte sur *Github.com*. De légères modifications (petites coquilles, orthographe, ...) peuvent directement être faites sur le site ! Vous avez vu une petite faute ? Si oui, la corriger de cette façon ne prendra que quelques secondes, une bonne raison de le faire !

Pour de plus longues modifications, il est intéressant de disposer des fichiers : il vous faudra pour cela installer \LaTeX , mais aussi *git*. Si cela pose problème, nous sommes évidemment ouverts à des contributeurs envoyant leur changement par mail ou n'importe quel autre moyen.

Le lien donné ci-dessus contient aussi le README contient de plus amples informations, vous êtes invités à le lire si vous voulez faire avancer ce projet !

Licence Creative Commons

Le contenu de ce document est sous la licence Creative Commons : *Attribution-NonCommercial-ShareAlike 4.0 International (CC BY-NC-SA 4.0)*. Celle-ci vous autorise à l'exploiter pleinement, compte- tenu de trois choses :



1. *Attribution* ; si vous utilisez/modifiez ce document vous devez signaler le(s) nom(s) de(s) auteur(s).
2. *Non Commercial* ; interdiction de tirer un profit commercial de l'œuvre sans autorisation de l'auteur
3. *Share alike* ; partage de l'œuvre, avec obligation de rediffuser selon la même licence ou une licence similaire

Si vous voulez en savoir plus sur cette licence :

<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/>

Merci !

Table des matières

I	Analyse complexe	1
1	Fonctions analytiques	2
1.1	Rappels sur les nombres complexes	2
1.1.1	Notations	2
1.1.2	Quelques notions et propriétés importantes	2
1.2	Fonctions analytiques	3
1.2.1	Fonction d'une variable complexe	3
1.2.2	Limite	3
1.2.3	Limites impliquant le point à l'infini	5
1.2.4	Continuité	6
1.2.5	Dérivée	6
1.2.6	Fonction analytique	8
1.2.7	Principe de réflexion	8
2	Fonctions élémentaires	9
2.1	Préliminaires	9
2.1.1	Argument d'un nombre complexe	9
2.1.2	Fonction exponentielle	9
2.1.3	Fonctions trigonométriques	10
2.1.4	Fonction logarithme népérien	11
2.1.5	Fonction puissance	12
3	Intégrales 1	13
3.1	Préliminaires	13
3.1.1	Dérivée d'une fonction complexe d'une variable réelle	13
3.1.2	Intégrale définie d'une fonction complexe d'une variable réelle	13
3.2	Intégrale d'une fonction complexe d'une valeur complexe	13
3.2.1	Notions de chemin élémentaire et de chemin admissible	13
3.2.2	Intégrale le long d'un chemin élémentaire	14
3.2.3	Borne supérieure pour le module d'une intégrale le long d'un chemin	16
3.3	Primitive	17
3.3.1	Définition et propriété	17
3.3.2	Intégrale indépendante du chemin	17
3.4	Théorème de Cauchy Goursat	20
3.4.1	Conséquence du théorème de Cauchy-Goursat	21

4	Intégrales 2	22
4.1	Formules de Cauchy	22
4.1.1	Première formule de Cauchy	22
4.1.2	Démonstration de la première formule de Cauchy	23
4.1.3	Deuxième formule de Cauchy	23
4.2	Dérivées d'ordre supérieur à 1	24
4.2.1	Dérivées d'ordre supérieur	24
4.2.2	Fonction harmonique	25
4.2.3	Théorème de Morera	26
4.3	Théorèmes résultats des formules de Cauchy	26
4.3.1	Théorème fondamental de l'algèbre	26
4.3.2	Principe du module maximum	26
5	Séries	28
5.1	Convergence de suites et de séries	28
5.1.1	Convergence de suites	28
5.1.2	Convergence de séries	28
5.2	Séries de Taylor et de Laurent	29
5.2.1	Série de Taylor	29
5.2.2	Série de Laurent	31
5.3	Propriétés des séries de puissances	33
5.3.1	Domaine de convergence et convergence absolue	33
5.3.2	Continuité	34
5.3.3	Intégration d'une série de puissance	34
5.3.4	Dérivée d'une série de puissances	35
5.3.5	Unicité de la représentation par une série de puissance	36
5.3.6	Multiplication de séries de puissances	37
6	Résidus et pôles	38
6.1	Résidu et théorème des résidus	38
6.1.1	Point singulier isolé	38
6.1.2	Notion de résidu	38
6.1.3	Théorème des résidus	39
6.2	Calcul du résidu	40
6.2.1	Trois types de points singuliers isolés	40
6.3	Zéro de $f(z)$	43
7	Intégrales généralisées	44
7.1	Évaluation d'intégrales impropres	44
7.1.1	Intégrales impropres	44
7.1.2	Intégrales de fractions rationnelles	45
7.2	Intégrales impropres rencontrées en analyse de Fourier	46
7.2.1	Classe des intégrale considérée	46
7.2.2	Lemme de Jordan	47
7.2.3	Intégrales définies incluant $\sin x$ et $\cos x$	47
7.2.4	Intégration le long d'une coupe	48
7.3	Principe de l'argument	48

II	Signaux et systèmes	50
8	Notion de signal et de système	51
8.1	Notion de signal	51
8.1.1	Définition	51
8.1.2	Fonction d'Heaviside	51
8.1.3	Impulsion de Dirac	51
8.2	Notion de système	52
8.2.1	Définition	52
8.2.2	Classe des systèmes linéaires permanents (SLP)	52
9	Convolution - Réponse d'un SLP	53
9.1	Réponse d'un SLP	53
9.1.1	Représentation d'un signal continu en termes d'impulsions	53
9.1.2	Réponse impulsionnelle d'un SLP et convolution	53
9.1.3	Réponse indicielle d'un SLP	54
9.2	Système décrit par une équation différentielle ordinaire	54
9.2.1	Formulation du problème	54
9.2.2	EDO et SLP	55
9.3	Propriété du produit de convolution	55
9.3.1	Commutativité et associativité	55
9.3.2	Distributivité par rapport à l'addition	55
9.3.3	Existence d'un élément neutre pour le produit de convolution	55
10	Série de Fourier et transformée de Fourier	56
10.1	Motivation	56
10.2	Série de Fourier	56
10.2.1	Définition	56
10.2.2	Conditions de convergence	57
10.3	Transformée de Fourier d'un signal continu non périodique	58
10.3.1	Obtention de la transformée de Fourier	58
10.3.2	Transformée de Fourier et transformée inverse	59
10.3.3	Conditions de convergence	59
10.4	Transformée de Fourier d'une fonction périodique continue	60
10.4.1	Approche informelle	60
10.5	Propriétés de la transformée de Fourier	60
10.5.1	Linéarité	61
10.5.2	Propriétés de symétrie	61
10.5.3	Glissement dans le temps	62
10.5.4	Glissement en fréquence	62
10.5.5	Changement d'échelle	62
10.5.6	Transformée de Fourier de la dérivée d'une fonction	62
10.5.7	Dérivée de la transformée de Fourier	63
10.5.8	Transformée de Fourier d'une convolution	63
10.5.9	Transformée de Fourier d'un produit	63
10.5.10	Relation de Parseval (ou théorème de Plancherel)	64

11 Transformée de Laplace 1	65
11.1 Motivation	65
11.2 Définition et région de convergence	65
11.2.1 Définition	65
11.2.2 Convergence de la transformée de Laplace et transformée inverse	65
11.2.3 Transformée inverse	66
11.2.4 Détermination de la RDC	66
11.2.5 Résultat alternatif pour la convergence de la transformée de Laplace	67
11.3 Propriétés de la transformée de Laplace	67
11.3.1 Linéarité	67
11.3.2 Fonction complexe conjuguée	67
11.3.3 Glissement dans le temps	67
11.3.4 Glissement en p	67
11.3.5 Changement d'échelle	68
11.3.6 Transformée de Laplace de la dérivée d'une fonction	68
11.3.7 Dérivée de la transformée de Laplace	68
11.3.8 Transformée de Laplace d'une convolution	68
11.3.9 Intégration	68
12 Transformée de Laplace 2	69
12.1 Calcul de la transformée de Laplace et de la transformée inverse	69
12.1.1 Calcul de la transformée de Laplace	69
12.1.2 Calcul de la transformée de Laplace inverse	69
12.2 Théorèmes taubériens	71
12.2.1 Théorème de la valeur initiale	71
12.2.2 Théorème de la valeur finale	71
12.3 Transformée de Laplace unilatérale	72
12.3.1 Définition	72
12.3.2 Transformée inverse	72
12.3.3 Application à l'impulsion de Dirac	73
12.3.4 Propriétés	73
12.3.5 Exemple - Circuit RC	73
12.4 Résolution d'équations aux dérivées partielles	73
13 Notions de base de théorie des systèmes	74
13.1 Propriétés fondamentales des systèmes	74
13.1.1 Définitions	74
13.1.2 Propriétés en termes de la réponse impulsionnelle	74
13.2 Application de la transformée de Fourier - Analyse harmoniques	75
13.2.1 Transmittance isochrone	75
13.2.2 Réponse d'un SLP (de transmittance isochrone $H(i\omega)$) à une entrée sinusoïdale	75
13.2.3 Réponse harmoniques - Courbes de Bode	77
13.2.4 Réponse harmonique d'un système décrit par une EDO à coefficients constants	77
13.3 Application de la transformée de Laplace en théorie des systèmes	78
13.3.1 Fonction de transfert d'un SLP	78
13.3.2 Région de convergence de la fonction de transfert d'un SLP causal	78
13.3.3 Fonction de transfert d'un système décrit par une EDO à coefficient constants	79

13.3.4	Interconnexion de SLP	80
A	Analyse complexe : rappel TP	81
Séance 1	Opérations sur les nombres complexes	81
Séance 2	Limites, dérivabilité, Cauchy-Riemann	81
Séance 3	Fonctions usuelles	82
Séance 4	Analycité et intégrabilité. Intégrale de chemin	82
Séance 5	83
Séance 6	Singularités, Séries de Laurent, Théorème des résidus	84
Séance 7	Applications du théorème des résidus	85
Séance 8	Systèmes linéaires et permanents, produits de convolution, séries de Fourier	86
Séance 9	Transformées de Fourier et de Laplace	87
Séance 10	Transformée de Laplace et équations différentielles	87
Séance 11	Transmittances isomorphes et isochrones - Courbe de Bode	89

Première partie

Analyse complexe

Chapitre 1

Fonctions analytiques

1.1 Rappels sur les nombres complexes

1.1.1 Notations

On définit l'ensemble des nombres complexes de la sorte :

$$z \in \mathbb{C} \Leftrightarrow z = x + iy \quad \text{où } x, y \in \mathbb{R} \quad (1.1)$$

Le nombre complexe conjugué revient à inverser le signe de la partie imaginaire du nombre complexe en question :

$$\bar{z} = x - iy \quad (1.2)$$

Autre propriété importante, son *module* (*valeur absolue* d'un nombre complexe) :

$$|z| = \sqrt{z\bar{z}} = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (1.3)$$

La première forme est souvent utilisée d'un point de vue théorique.

Attention ! Il n'y a pas d'ordre dans \mathbb{C} ! On peut comparer des modules, mais pas des nombres complexes.

1.1.2 Quelques notions et propriétés importantes

La distance entre deux points du plans complexes, respectivement $z_1 = x_1 + iy_1$ et $z_2 = x_2 + iy_2$ est donnée par :

$$|z_1 - z_2| = \sqrt{(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2} \quad (1.4)$$

Ceci étant défini, il est facile d'écrire l'équation complexe d'un cercle de centre z_0 et de rayon R : $|z - z_0| = R$.

Tant que nous sommes dans les modules, ceux-ci possèdent deux propriétés fondamentales :

- Le module d'une multiplication est la multiplication des modules
- Le module d'un quotient est le quotient des modules

Autre grand classique du cours d'*Analyse I*, l'inégalité triangulaire :

$$|z_1 + z_2| \leq |z_1| + |z_2| \quad (1.5)$$

Ce qui implique trois propriétés (démontrées en séance d'exercices) :

1. $|z_1 + z_2| \geq ||z_1| - |z_2||$
2. $|z_1 - z_2| \leq |z_1| + |z_2|$
3. $|z_1 - z_2| \geq |z_1| - |z_2|$

Bien que la représentation en coordonnées polaires d'un nombre complexe ainsi que les racines nièmes ne soient pas vues au cours, cette matière est considérée comme acquise.

1.2 Fonctions analytiques

1.2.1 Fonction d'une variable complexe

Soient deux ensembles E et F et D , un sous-ensemble de E .

Une **fonction** f est une règle qui, à tout élément de D fait correspondre un et un seul élément de F .

On appellera D , le domaine de définition de la fonction f . Si cette fonction est partout définie, alors D coïncide avec $F : E \equiv D \equiv F$. Dans notre cas, D et F seront considérés comme égaux à \mathbb{C} .

La valeur de la fonction f en $z = x + iy$ est donnée par :

$$w = f(z) = u(x, y) + iv(x, y) \quad (1.6)$$

Nous travaillerons donc avec un couple de fonctions réelles de deux variables elles aussi réelles, x et y .

1.2.2 Limite

Rappelons la définition du voisinage d'un point $z_0 \in \mathbb{C}$:

$$V(z_0, a) = \{z : |z - z_0| < a\} \quad (1.7)$$

On peut le lire comme l'ensemble des points z qui sont dans un rayon $z - z_0$ plus petit que a .

Considérons dès à présent une fonction f définie en tout point, sauf éventuellement en z_0 ¹. La définition de la limite s'énonce :

$$\forall \epsilon > 0, \exists \delta > 0 \text{ t.q. si } 0 < |z - z_0| < \delta \Rightarrow |f(z) - w_0| < \epsilon \quad (1.8)$$

De façon moins formelle, cela traduit le fait que si f admet w_0 pour limite au point z_0 , le point $w = f(z)$ peut être amené aussi proche de w_0 que l'on souhaite si z est choisi suffisamment proche de z_0 .

A tout ϵ que je choisis, je peux toujours associer un δ - rayon d'un voisinage dans le plan complexe - tel que si je prends n'importe quel point dans ce voisinage-ci, il va être envoyé par la fonction f en un point w qui sera dans le voisinage de w_0 , de rayon ϵ .

Une propriété non démontrée mais fondamentale est :

PROPRIÉTÉ : Unicité de la limite d'une fonction f en z_0 . Si la limite existe, cette valeur est unique.

1. Quand on définit une limite, la fonction n'est pas forcément définie au point considéré.

Illustrons. Considérons la fonction complexe

$$f(z) = \frac{z}{\bar{z}} \quad (1.9)$$

La limite de cette fonction n'existe pas pour $z \rightarrow 0$, car selon cette propriété, peu importe du côté par lequel je "m'approche" je suis toujours censé obtenir la même limite. Or, si je prends $z = x + iy$ où $y = 0$, je trouve comme limite 1. Or, dans le cas où $x = 0$, je trouve -1. Cette limite ne peut donc pas exister.

THÉORÈME : Soit $f(z) = u(x, y) + iv(x, y)$, $z_0 = x_0 + iy_0$ et $w_0 = u_0 + iv_0$.

$$\lim_{z \rightarrow z_0} f(z) = w_0 \quad (1.10)$$

\Leftrightarrow

$$\lim_{(x,y) \rightarrow (x_0,y_0)} u(x, y) = u_0 \quad (1.11)$$

et

$$\lim_{(x,y) \rightarrow (x_0,y_0)} v(x, y) = v_0 \quad (1.12)$$

\Rightarrow La partie réelle (imaginaire) de la limite est la limite de la partie réelle (imaginaire).

Démonstration. Démontrons d'abord dans le sens indirect. Commençons par écrire les expressions équivalentes des deux limites présentées ci-dessus :

$$\forall \epsilon > 0, \exists \delta_1, \delta_2 > 0 \text{ t.q. } \begin{cases} \text{si } 0 < \sqrt{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2} < \delta_1 \text{ alors } |u-u_0| < \epsilon/2 \\ \text{si } 0 < \sqrt{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2} < \delta_2 \text{ alors } |v-v_0| < \epsilon/2 \end{cases} \quad (1.13)$$

Le choix $\epsilon/2$ n'est que par facilité de la démonstration. Posons $\delta = \min(\delta_1, \delta_2)$. Remarquons l'expression de $f(z) - w_0$, où $f(z) = u + iv$ et $w_0 = u_0 + iv_0$, réarrangeons les termes et appliquons l'inégalité triangulaire :

$$|(u + iv) - (u_0 + iv_0)| = |(u - u_0) + i(v - v_0)| \leq |u - u_0| + |v - v_0| \quad (1.14)$$

Considérons cette expression laissant apparaître le module de $z - z_0$:

$$\sqrt{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2} = |(x-x_0) + i(y-y_0)| = |(x+iy) - (x_0+iy_0)| \quad (1.15)$$

En reprenant mes deux expressions de limite et l'expression ci-dessus, je peux écrire :

$$\text{Si } 0 < |(x+iy) - (x_0+iy_0)| < \delta \quad (1.16)$$

En utilisant le résultat de l'équation (1.14) j'obtiens :

$$|(u + iv) - (u_0 + iv_0)| < \epsilon/2 + \epsilon/2 = \epsilon \quad (1.17)$$

La démonstration dans le sens direct (\Rightarrow) se fait de façon analogue, cette fois-ci en partant de $\lim_{z \rightarrow z_0} f(z) = w_0$. Une expression équivalente à cette dernière est :

$$\text{Si } 0 < |(x+iy) - (x_0+iy_0)| < \delta \quad (1.18)$$

alors

$$|(u + iv) - (u_0 + iv_0)| < \epsilon \quad (1.19)$$

On a ici :

$$\begin{aligned} |u - u_0| &\leq |(u - u_0) + i(v - v_0)| \\ &\leq |(u + iv) - (u_0 + iv_0)| \end{aligned} \quad (1.20)$$

$$\begin{aligned} |v - v_0| &\leq |(u - u_0) + i(v - v_0)| \\ &\leq |(u + iv) - (u_0 + iv_0)| \end{aligned} \quad (1.21)$$

et

$$|(x + iy) - (x_0 + iy_0)| = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2} \quad (1.22)$$

En substituant ceci dans (1.18) et (1.19), il vient :

$$\text{Si } 0 < \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2} < \delta \quad (1.23)$$

alors

$$|u - u_0| < \epsilon \text{ et } |v - v_0| < \epsilon \quad (1.24)$$

□

THÉORÈME :

Si

$$\lim_{z \rightarrow z_0} f(z) = w_0 \text{ et } \lim_{z \rightarrow z_0} F(z) = W_0 \quad (1.25)$$

alors

1. $\lim_{z \rightarrow z_0} [f(z) + F(z)] = w_0 + W_0$
2. $\lim_{z \rightarrow z_0} f(z)F(z) = w_0 W_0$
3. Si $W_0 \neq 0$, $\lim_{z \rightarrow z_0} \frac{f(z)}{F(z)} = \frac{w_0}{W_0}$

Démonstration. Par le théorème précédent et résultats équivalents pour fonctions réelles de deux variables réelles. □

1.2.3 Limites impliquant le point à l'infini

Point à l'infini

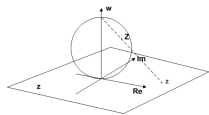


FIGURE 1.1 —
Sphère de Rie-
mann

Il s'agit d'une sphère de rayon unité qui admet le plan complexe comme plan passant par l'équateur de la sphère. On va pouvoir associer tout point du plan complexe à la sphère en traçant une droite reliant le point du plan complexe au pôle de la sphère. Si le point est intérieur au plan complexe, le point d'intersection se trouvera à l'hémisphère sud et si ce n'est pas le cas, il se trouvera à l'hémisphère nord.

Cette visualisation permet d'associer tout point de la sphère à un point du plan complexe, le point du pôle étant pour un point situé à l'infini.

Définitions et expressions équivalentes

L'expression

$$\lim_{z \rightarrow z_0} f(z) = \infty \quad (1.26)$$

est équivalente à

$$\forall \epsilon > 0, \exists \delta > 0 \text{ t.q. si } 0 < |z - z_0| < \delta, \text{ alors } |f(z)| > \frac{1}{\epsilon} \quad (1.27)$$

est équivalente à

$$\text{Si } 0 < |z - z_0| < \delta, \text{ alors } |1/f(z) - 0| < \epsilon \quad (1.28)$$

d'où

$$\lim_{z \rightarrow z_0} f(z) = \infty \Leftrightarrow \lim_{z \rightarrow z_0} \frac{1}{f(z)} = 0 \quad (1.29)$$

En procédant de la même manière, on a, dans le cas où la limite vaut w_0 (voir slide 19/28)

$$\lim_{z \rightarrow \infty} f(z) = w_0 \Leftrightarrow \lim_{z \rightarrow 0} f\left(\frac{1}{z}\right) = w_0 \quad (1.30)$$

1.2.4 Continuité

Commençons par une définition intuitive de la continuité. La fonction f est continue en z_0 si et seulement si :

1. $z_0 \in D$
2. $\lim_{z \rightarrow z_0} f(z)$ existe
3. $\lim_{z \rightarrow z_0} f(z) = f(z_0)$

De façon plus formelle, cela donne :

$$\forall \epsilon > 0, \exists \delta > 0 \text{ t.q. si } |z - z_0| < \delta \text{ alors } |f(z) - f(z_0)| \leq \epsilon \quad (1.31)$$

Les propriétés qui découlent de cette définition sont identiques à celles définies pour les nombres réels.

1.2.5 Dérivée

La définition de la dérivée en un point (z_0) n'a (heureusement) pas changé depuis :

$$f'(z_0) = \lim_{z \rightarrow z_0} \frac{f(z) - f(z_0)}{z - z_0} \quad (1.32)$$

pour autant que cette limite existe. Rappelons que la dérivabilité implique la continuité, mais que la réciproque de cette proposition est fausse.

THÉORÈME : ÉQUATIONS DE CAUCHY-RIEMANN

Si $f(z) = u(x, y) + iv(x, y)$ est dérivable en $z_0 = x + iy_0$, alors les dérivées partielles d'ordre 1 de u et v existent en (x_0, y_0) et

$$\frac{\partial u}{\partial x}|_{(x_0, y_0)} = \frac{\partial v}{\partial y}|_{(x_0, y_0)} \quad (1.33)$$

et

$$\frac{\partial u}{\partial y}|_{(x_0, y_0)} = -\frac{\partial v}{\partial x}|_{(x_0, y_0)} \quad (1.34)$$

En outre,

$$f'(z_0) = \frac{\partial u}{\partial x}|_{(x_0, y_0)} + i \frac{\partial v}{\partial x}|_{(x_0, y_0)} \quad (1.35)$$

Démonstration. Par hypothèse, supposons que la dérivée $f'(z_0)$ existe. Notons $\Delta z = \Delta x + i\Delta y$. Par le théorème sur les limites, écrivons les expressions en tenant comptes des parties Re et Im.

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}[f'(z_0)] &= \lim_{(\Delta x, \Delta y) \rightarrow (0,0)} \operatorname{Re} \left[\frac{f(z_0 + \Delta z) - f(z_0)}{\Delta z} \right] \\ \operatorname{Im}[f'(z_0)] &= \lim_{(\Delta x, \Delta y) \rightarrow (0,0)} \operatorname{Im} \left[\frac{f(z_0 + \Delta z) - f(z_0)}{\Delta z} \right] \end{aligned} \quad (1.36)$$

Il faut maintenant écrire l'expression de la dérivée afin d'identifier les parties réelle et imaginaire

$$\frac{f(z_0 + \Delta z) - f(z_0)}{\Delta z} = \frac{u(x_0 + \Delta x, y_0 + \Delta y) - u(x_0, y_0)}{\Delta x + i\Delta y} + i \frac{v(x_0 + \Delta x, y_0 + \Delta y) - v(x_0, y_0)}{\Delta x + i\Delta y} \quad (1.37)$$

On remarque que $(\Delta x, \Delta y)$ est quelconque dans un voisinage de $(0,0)$. Considérons deux cas particuliers :

Cas particulier 1 : $(\Delta x, 0) \rightarrow (0, 0)$

Dans ce cas, nous avons :

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}[f'(z_0)] &= \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{u(x_0 + \Delta x, y_0) - u(x_0, y_0)}{\Delta x} \\ \operatorname{Im}[f'(z_0)] &= \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{v(x_0 + \Delta x, y_0) - v(x_0, y_0)}{\Delta x} \end{aligned} \quad (1.38)$$

On trouve dès lors, en identifiant la première et deuxième expression respectivement comme la dérivée partielle de u (resp. v) par rapport à x :

$$f'(z_0) = \frac{\partial u}{\partial x}|_{(x_0, y_0)} + i \frac{\partial v}{\partial x}|_{(x_0, y_0)} \quad (1.39)$$

Cas particulier 2 : $(0, \Delta y) \rightarrow (0, 0)$

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}[f'(z_0)] &= \lim_{\Delta y \rightarrow 0} \frac{u(x_0, y_0 + \Delta y) - u(x_0, y_0)}{\Delta y} \\ \operatorname{Im}[f'(z_0)] &= -\lim_{\Delta y \rightarrow 0} \frac{v(x_0, y_0 + \Delta y) - v(x_0, y_0)}{\Delta y} \end{aligned} \quad (1.40)$$

On identifie les dérivées partielles des fonctions par rapport à y (le signe négatif dans la seconde expression vient de $1/i = -i$). On trouve :

$$f'(z_0) = \frac{\partial v}{\partial y}|_{(x_0, y_0)} - i \frac{\partial u}{\partial y}|_{(x_0, y_0)} \quad (1.41)$$

On trouve dès lors deux expressions pour la même dérivée. Par l'unicité de la limite, ces deux expressions sont forcément égales. Leur égalité donne le résultat recherché. \square

THÉORÈME : CONDITIONS SUFFISANTES D'EXISTENCE Soit $f(z) = u(x, y) + iv(x, y)$ définie dans un voisinage de $z_0 = x_0 + iy_0$.

Si les dérivées partielles d'ordre 1 de u et v par rapport à x et y

1. existent dans ce voisinage
2. sont continues en (x_0, y_0)
3. satisfont les équations de Cauchy-Riemann en (x_0, y_0)

alors $f'(z_0)$ existe. ^a

a. Voir livre de référence pour la démonstration.

1.2.6 Fonction analytique

Définition

Par définition, une fonction f est analytique (holomorphe ou régulière) en z_0 s'il existe un voisinage de z_0 tel que f est dérivable en tout point du voisinage.

EXEMPLE : La fonction $f(z) = 1/z$ est analytique pour $z \neq 0$. Par contre la fonction $f(z) = |z|^2$ n'est jamais analytique. Par unicité de la limite, celle-ci doit être identique. Or, aucun voisinage de zéro de la fonction n'est dérivable, elle n'est donc analytique nul part.

On définira une fonction f **entière** ssi celle-ci est analytique $\forall z \in \mathbb{C}$.

Point singulier (!)

Le point z_0 est singulier de f si f n'est pas analytique en z_0 , alors que f est analytique en certains points de tout voisinage de z_0 .

EXEMPLE : La fonction $f(z) = |z|^2$ n'a pas de points singuliers. Les points singuliers de $f(z) : P(z)/Q(z)$ (tous deux polynômes) : $\{z \in \mathbb{C} : Q(z) = 0\}$

PROPRIÉTÉ : Si deux fonctions f_1 et f_2 sont analytiques en z_0 , leur somme et leur produit sont analytiques en z_0 ; la quotient f_1/f_2 est analytique en z_0 si $f_2(z_0) \neq 0$.

1.2.7 Principe de réflexion

A retenir : Considérons une fonction analytique dans un domaine ouvert D contenant un segment de l'axe des x , et qui est symétrique par rapport à cet axe. On a :

$$\overline{f(z)} = f(\bar{z}) \quad (1.42)$$

pour tout z dans D si et seulement si $f(x)$ est réel pour tout point x du segment.

EXEMPLE : Faisons deux exemples dont le premier vérifie le principe et pas le second :

1. Soit $f(z) = z + 1$. Si j'évalue $f(\bar{z})$ je trouve bien $\bar{z} + 1 = \overline{f(z)}$
2. Soit $f(z) = z + i$. Si j'évalue en \bar{z} je trouve $\bar{z} - 1 \neq \overline{f(z)}$

Chapitre 2

Fonctions élémentaires

2.1 Préliminaires

2.1.1 Argument d'un nombre complexe

On peut représenter polairement un nombre complexe $z = x + iy$ en posant $x = r \cos \theta$ et $y = r \sin \theta$:

$$z = r(\cos \theta + i \sin \theta) \quad \text{avec} \quad \begin{cases} r &= |z| \\ \theta &: \text{Angle que fait } z \text{ avec l'axe réel positif.} \\ (\tan \theta &= \frac{y}{x}) \end{cases} \quad (2.1)$$

Valeur principale de $\arg z$

La **valeur principale** de $\arg z$ est notée $\text{Arg } z$ alors que la valeur unique, Θ , de $\arg z$ est comprise dans $-\pi < \Theta < \pi$.

Le lien entre $\text{Arg } z$ et $\arg z$ est donné par :

$$\arg z = \text{Arg } z + 2n\pi \quad (n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (2.2)$$

La valeur principale peut s'écrire sous forme d'une partie réelle et imaginaire :

$$\text{Arg } z = u(x, y) + iv(x, y) \quad \text{avec} \quad \begin{cases} u(x, y) &= \arctan(y, x) \\ v(x, y) &= 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

PROPRIÉTÉ : Deux propriétés ^a sont à connaître :

1. Il s'agit d'une fonction continue, sauf pour z réel négatif (saut de discontinuité de 2π)
2. Si $-\pi < \text{Arg } z_1 + \text{Arg } z_2 \leq \pi$, alors

$$\text{Arg } z_1 z_2 = \text{Arg } z_1 + \text{Arg } z_2 \quad (2.4)$$

a. Rappel : $\arg z_1 z_2 = \arg z_1 + \arg z_2$ et $\arg z_1 / z_2 = \arg z_1 - \arg z_2$.

2.1.2 Fonction exponentielle

En travaillant avec \mathbb{C} comme domaine de définition, la définition de l'exponentielle complexe est

$$\exp(z) = e^x (\cos y + i \sin y) = e^x \exp(iy) \quad (2.5)$$

On retrouve l'exponentielle réelle si la partie imaginaire est nulle et la *formule d'Euler* en cas de partie réelle nulle.

PROPRIÉTÉ :

- Analytique en tout point
- $\frac{d}{dz} \exp(z) = \exp(z) \forall z \in \mathbb{C}$.

En effet, vérifions avec Cauchy-Riemann. On a $f(z) = \exp z = e^x(\cos y + i \sin y)$ donc on pose $u = e^x \cos y$ et $v = e^x \sin y$.

$$\begin{cases} \frac{\partial u}{\partial x} = e^x \cos y \\ \frac{\partial u}{\partial y} = -e^x \sin y \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} \frac{\partial v}{\partial x} = e^x \sin y \\ \frac{\partial v}{\partial y} = e^x \cos y \end{cases} \quad (2.6)$$

Comme les conditions de Cauchy-Riemann sont vérifiées^a, on peut appliquer

$$\frac{d}{dz} \exp z = \frac{\partial u}{\partial x} + i \frac{\partial v}{\partial x} = e^x \cos y + i e^x \sin y \quad (2.7)$$

Ce qui démontre bien la propriété.

- Le produit des exponentielles donne l'exponentielle d'une somme
- Elle est périodique de période $2i\pi$. En effet

$$\exp(z + 2\pi i) = \exp(z) \cdot (\cos 2\pi + i \sin 2\pi) = \exp(z) \quad (2.8)$$

^a. Il fallait que $\frac{\partial u}{\partial x} = \frac{\partial v}{\partial y}$ et que $\frac{\partial u}{\partial y} = -\frac{\partial v}{\partial x}$.

Contrairement à son équivalent réelle, $\exp(z)$ peut être négative. Elle peut valoir -1 si $x = 0$ et $y = \pi + 2n\pi$.

2.1.3 Fonctions trigonométriques

Par définition :

$$\sin z = \frac{e^{iz} - e^{-iz}}{2i} \quad \cos z = \frac{e^{iz} + e^{-iz}}{2} \quad (2.9)$$

PROPRIÉTÉ : Il s'agit de fonction analytiques. L'identité fondamentale ainsi que les formules trigonométrique de somme et différence reste valable.

La petite différence réside dans le fait que $\sin(z)$ et $\cos(z)$ ne sont plus bornés : $\sin(iy) = i \sinh y$ et $\cos(iy) = \cosh y$. On a notamment :

$$\sin z = \sin(x + iy) = \sin x \cosh y + i \cos x \sinh y \quad (2.10)$$

Sinus et exponentielle - Notion de phaseur

Considérons une fonction sinusoïdale $v(t) = V_m \sin(\omega t + \phi)$. Ceci est équivalent à

$$\text{Im}\{(V_m e^{i\phi}) e^{i\omega t}\} \quad (2.11)$$

où $V \equiv V_m e^{i\phi}$ est le phaseur, un nombre complexe représentant l'amplitude et la phase d'une sinusoïde.

2.1.4 Fonction logarithme népérien

Motivation de la définition

Déterminons $w = u + iv$ tel que $e^w = z$. Considérons $z = re^{i\Theta}$ avec $-\pi < \Theta \leq \pi$:

$$e^u e^{iv} = re^{i\Theta} \quad (2.12)$$

D'où :

$$w = \ln r + i(\Theta + 2n\pi) \quad (n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (2.13)$$

où r est le module de z et $i(\dots)$ la phase.

Définition et notation

Par définition, en considérant le domaine de définition \mathbb{C}_0 :

$$\text{Log } z = \ln |z| + i \text{Arg } z \quad (2.14)$$

EXEMPLE : Si $z \in \mathbb{R}^+$: $\text{Log } z = \ln z$. On peut ici avoir le logarithme d'un nombre négatif : $\text{Log}(-1) = i\pi$

PROPRIÉTÉ : Celles-ci sont assez semblables à celles établies pour les réels :

1. On peut écrire la définition de la sorte :

$$\text{Log } z = u(x, y) + iv(x, y) \quad \text{avec} \quad \begin{cases} u(x, y) = \ln(\sqrt{x^2 + y^2}) \\ v(x, y) = \arctan(y, x) \end{cases} \quad (2.15)$$

$\text{Log } z$ est continue si u et v le sont : $\text{Log } z$ continue en tout point à l'exception de l'axe réel négatif (discontinuité de $\text{Arg } z$).

2. Comme $\text{Log } z$ est analytique sur $\mathbb{C} \setminus \{\text{axe réel négatif} + \text{origine}\}$:

$$\frac{d}{dz} \text{Log } z = \frac{1}{z} \quad (2.16)$$

3. Si $-\pi < \text{Arg } z_1 + \text{Arg } z_2 \leq \pi$, alors

$$\text{Log } z_1 z_2 = \text{Log } z_1 + \text{Log } z_2 \quad (2.17)$$

4. $\exp(\text{Log } z) = z$

5. Si $-\pi < y \leq \pi$, $\text{Log}(\exp(z)) = z$

EXEMPLE : (1) et (2) - Calculons l'expression de la dérivée de $\text{Log } z$, et vérifions Cauchy-Riemann (faisons une paire deux couilles) :

$$\begin{cases} \frac{\partial u}{\partial x} = \frac{1}{\sqrt{x^2+y^2}} \frac{1}{2} \frac{2x}{\sqrt{x^2+y^2}} = \frac{x}{x^2+y^2} \\ \frac{\partial u}{\partial y} = \frac{y}{x^2+y^2} \end{cases} \quad (2.18)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial v}{\partial x} = \frac{1}{1+\frac{y^2}{x^2}} \frac{-y}{x^2} = \frac{-y}{x^2+y^2} \\ \frac{\partial v}{\partial y} = \frac{1}{1+x^2} \frac{1}{x} \end{cases} \quad (2.19)$$

Ces expressions étant calculées, nous savons que (Ch. précédent) :

$$f'(z_0) = \frac{\partial u}{\partial x}|_{(x_0, y_0)} + i \frac{\partial v}{\partial x}|_{(x_0, y_0)} \quad (2.20)$$

Ce qui implique :

$$\frac{d}{dz} \text{Log } z = \frac{x}{x^2+y^2} + i \frac{-y}{x^2+y^2} = \frac{x-iy}{(x+iz)(x-iz)} = \frac{1}{z} \quad (2.21)$$

Démonstration. (3)

Par définition :

$$\text{Log } (z_1 z_2) = \ln |z_1 z_2| + i \text{Arg } (z_1 z_2) \quad (2.22)$$

Par propriété des logarithmes :

$$\text{Log } (z_1 z_2) = \ln |z_1| + \ln |z_2| + i(\text{Arg } z_1 + \text{Arg } z_2) \quad (2.23)$$

On trouve finalement

$$\text{Log } (z_1 z_2) = \text{Log } z_1 + \text{Log } z_2 \quad (2.24)$$

□

Les deux autres démonstrations sont données slide 16.

2.1.5 Fonction puissance

En prenant \mathbb{C} comme domaine de définition, la puissance c de z est, par définition :

$$P(c, z) = \exp(c \text{Log } z) \quad c \in \mathbb{C} \quad (2.25)$$

EXEMPLE : $P(i, i) = \exp(i \text{Log } i) = \exp(i(0 + i\pi/2)) = e^{-\pi/2}$

PROPRIÉTÉ :

1. $P(c_1 + c_2, z) = P(c_1, z)P(c_2, z)$
2. Continuité en tout point de \mathbb{C} sauf l'axe des réels négatifs (à vérifier pour chaque point)
3. Dérivée en tout point de \mathbb{C} sauf l'axe des réels négatifs

$$\frac{d}{dz} P(c, z) = c P(c-1, z) \quad (2.26)$$

Quelques cas particuliers sont présentés slide 19.

Chapitre 3

Intégrales 1

3.1 Préliminaires

3.1.1 Dérivée d'une fonction complexe d'une variable réelle

Soit $w(t) = u(t) + iv(t)$ ou u et v sont réelles. On trouve naturellement

$$w'(t) = u'(t) + iv'(t) \quad (3.1)$$

pour autant que les dérivées u' et v' existent en t .

PROPRIÉTÉ : Soit $z_0 \in \mathbb{C}$:

- $[z_0 w(t)]' = z_0 w'(t)$
- Règles de dérivation $+$ et $*$ se généralisent ici.

3.1.2 Intégrale définie d'une fonction complexe d'une variable réelle

En gardant les mêmes pré-requis qu'à la précédente section, l'intégrale définie de $w(t)$ sur l'intervalle $a \leq t \leq b$ vaut :

$$\int_a^b w(t)dt = \int_a^b u(t)dt + i \int_a^b v(t)dt \quad (3.2)$$

Si U et V sont des primitives de u et v , l'intégrale de $w(t)$ n'est que l'intégrale d'une fonction réelle qui admet une primitive que l'on peut évaluer additionné à une intégrale d'une fonction réelle qui admet également une primitive, multipliée par i :

$$\int_a^b w(t)dt = [U(b) + iV(b)] - [U(a) + iV(a)] \quad (3.3)$$

Attention, l'intégrale d'une fonction complexe ne donne pas l'aire sous la courbe de cette fonction.

3.2 Intégrale d'une fonction complexe d'une valeur complexe

3.2.1 Notions de chemin élémentaire et de chemin admissible

Chemin élémentaire

Un *chemin élémentaire* (ou *arc différentiable*) est défini par les équations paramétriques :

$$\begin{cases} x = \varphi(t) \\ y = \psi(t) \end{cases} \quad t_0 \leq t_1 \quad (3.4)$$

où $\varphi(t)$ et $\psi(t)$ sont de classe C^1 dans $t_0 \leq t \leq t_1$.

On utilise souvent comme expression équivalente :

$$z = \Phi(t) = \varphi(t) + i\psi(t) \quad t_0 \leq t \leq t_1 \quad (3.5)$$

EXEMPLE : Considérons le point $A : z = 2 + i$. Le chemin $O \rightarrow A$ peut avoir comme équation paramétrique :

$$\begin{cases} x = 2t = \varphi(t) \\ y = t = \psi(t) \end{cases} \quad 0 \leq t \leq 1 \quad (3.6)$$

L'autre manière de le définir correspond à :

$$z = \Phi(t) := (2 + i)t \quad (3.7)$$

Différents types de chemins

Trois chemins valent le détour (pfpp) :

1. *Chemin admissible* : chemin décomposable en un nombre fini de chemin élémentaire. Par exemple, un segment de droite suivi d'un demi-cercle puis à nouveau d'un segment de droite est un chemin dit admissible.
2. *Chemin simple* : $z(t_a) \neq z(t_b)$ si $t_a \neq t_b$. Cela signifie qu'il ne peut y avoir de "boucle" dans un chemin simple si ce n'est (dans le cas d'un chemin fermé) le point où se referme celui-ci.
3. *Ensemble simplement connexe R* : ce sera le cas si tout chemin simple fermé n'englobe que les points de R . Deux cercles dans un plan n'est pas connexe. Si j'ai un cercle dans un cercle et que "l'entre-deux cercle" est mon ensemble, il sera bien connexe mais pas simplement car mon "petit cercle central" englobe des points qui ne font pas partie de mon ensemble.

3.2.2 Intégrale le long d'un chemin élémentaire

Définition (!) :

$$\text{Soit } \begin{cases} -f(z) \text{ continue} \\ -\text{bornes } z_0 \text{ et } z_1 \\ -C : \text{chemin élémentaire de } z_0 \text{ à } z_1 \\ -z = \Phi(t) \text{ avec } t_0 \leq t \leq t_1 \end{cases}$$

$$\int_C f(z)dz \equiv \int_{t_0}^{t_1} f(\Phi(t))\Phi'(t)dt \quad (3.8)$$

NB : pour le peu que le chemin soit identique, si l'on change les équations paramétriques on obtiendra le même résultat (les équations paramétriques ne sont pas uniques).

PROPRIÉTÉ :

1. On peut sortir toute constante (même \mathbb{C}) de l'intégrale.
2. L'intégrale d'une somme est la somme des intégrales.
3. Inverser le sens du chemin revient à inverser le signe de l'intégrale.

A retenir : Si le chemin admissible \mathcal{C} est formé des chemins élémentaires C_1 et C_2 :

$$\int_{\mathcal{C}} f(z)dz = \int_{C_1} f(z)dz + \int_{C_2} f(z)dz \quad (3.9)$$

EXEMPLE : Considérons la même fonction $z = 2 + i$ en guise de chemin avec la paramétrisation définie ci-dessus : $z = (2 + i)t$ ($0 \leq t \leq 1$). Calculons $\int_{\mathcal{C}} z^2 dz$:

$$\int_{\mathcal{C}} z^2 dz = \int_0^1 (2 + i)^2 t^2 (2 + i) dt = (2 + i)^3 \left[\frac{t^3}{3} \right]_0^1 = (8 + 12i - 6 - i) \frac{1}{3} = \frac{2}{3} + \frac{11}{3}i \quad (3.10)$$

Décomposons le chemin $O \rightarrow A$ en deux parties : $O \rightarrow B$ et $B \rightarrow A$:

$$OB : \begin{cases} x = 2i \\ y = 0 \end{cases} \rightarrow z = \Phi = 2t, \quad BA : \begin{cases} x = 2 \\ y = t \end{cases} \rightarrow z = \Phi = 2 + it, \quad (0 \leq t \leq 1) \quad (3.11)$$

Appliquons le cadre **A retenir** ci-dessus en calculant chacune des deux intégrales. Nous avons d'une part

$$\int_{OB} z^2 dz = \int_0^1 4t^2 \cdot (2t) dt = \frac{8}{3} \quad (3.12)$$

D'autre part

$$\int_{BA} z^2 dz = \int_0^1 (2 + it)^2 \cdot i dt = \frac{11}{3}i - 2 \quad (3.13)$$

En sommant ces deux contributions, on retrouve bien le même résultat que précédemment :

$$\int_{OB} z^2 dz + \int_{BA} z^2 dz = \frac{2}{3} + \frac{11}{3}i \quad (3.14)$$

Au vu du précédent exemple, on pourrait penser que le chemin n'a pas d'importance. Ce n'est cependant pas le cas. Illustrons avec un nouvel exemple :

EXEMPLE : Tentons de calculer, avec les deux chemins représentés ci-contre, l'intégrale suivante :

$$\int_{\mathcal{C}} \frac{dz}{z} \quad (3.15)$$

1. *Chemin ABC*

Une paramétrisation pour le chemin ABC est $z = Re^{i\theta}$ où R est constant et $0 \leq \theta \leq \pi$. En appliquant la définition, on trouve :

$$\int_a^\pi \frac{1}{R} e^{-i\theta} R i e^{i\theta} d\theta = i\pi \quad (3.16)$$

2. *Chemin ADB*

Une paramétrisation pour le chemin ADB est $z = Re^{-i\theta}$ où R est constant et $0 \leq \theta \leq \pi$. En appliquant la définition, on trouve :

$$\int_a^\pi \frac{1}{R} e^{i\theta} R (-i) e^{-i\theta} d\theta = -i\pi \quad (3.17)$$

^a. Les bornes de l'intégrale doivent être croissantes, d'où l'inversion du signe de l'argument pour garder $0 \leq \theta \leq \pi$

3.2.3 Borne supérieure pour le module d'une intégrale le long d'un chemin

Afin de démontrer un précieux théorème majorant notre intégrale le long d'un chemin, il faut avant tout énoncer un lemme :

LEMME : Si $w(t)$ est une fonction continue par morceaux à valeurs dans \mathbb{C} définie sur $a \leq t \leq b$, alors

$$\left| \int_a^b w(t) dt \right| \leq \int_a^b |w(t)| dt \quad (3.18)$$

Démonstration.

Considérons une intégrale J et sa solution :

$$J = \int_a^b w(t) dt = r_0 e^{i\theta_0} \quad (3.19)$$

où r_0, θ_0 sont des constantes réelles. Multiplions de part et d'autre par $e^{-i\theta_0}$: étant constant, il peut rentrer dans l'intégrale. Comme $r_0 \in \mathbb{R}$, l'intégrande doit forcément être réelle :

$$r_0 = \int_a^b w(t) e^{-i\theta_0} dt = \int_a^b \operatorname{Re}[w(t) e^{-i\theta_0}] dt \quad (3.20)$$

Comme la partie réelle d'un nombre complexe est toujours inférieure à son module, on peut écrire :

$$\operatorname{Re}[w(t) e^{-i\theta_0}] \leq |w(t)| \quad (3.21)$$

On a donc ¹ :

$$\left| \int_a^b w(t) dt \right| \leq \int_a^b |w(t)| dt \quad (3.22)$$

□

THÉORÈME : "ML"

Soit $f(z)$ continue en tout point du chemin admissible \mathcal{C} (de $z_0 = \phi(t_0)$ à $z_1 = \phi(t_1)$) de longueur L .

Si $|f(z)| \leq M, \forall z \in \mathbb{C}, M \in \mathbb{R}^+$, alors

$$\left| \int_{\mathcal{C}} f(z) dz \right| \leq ML \quad (3.23)$$

Démonstration. Par définition de l'intégrale et application du lemme :

$$\left| \int_{\mathcal{C}} f(z) dz \right| = \left| \int_{t_0}^{t_1} f(\phi(t)) \phi'(t) dt \right| \leq \int_{t_0}^{t_1} |f(\phi(t))| |\phi'(t)| dt \quad (3.24)$$

On considérant comme description du chemin élémentaire \mathcal{C}

$$z = x + iy = \phi(t) = \varphi(t) + i\psi(t) \quad (3.25)$$

On peut calculer la dérivée de ϕ ainsi que son module :

$$\begin{aligned} \phi'(t) &= \frac{dx}{dt} + i \frac{dy}{dt} \rightarrow \phi'(t) dt = dx + i dy \\ |\phi'(t)| &= \sqrt{dx^2 + dy^2} = ds \end{aligned} \quad (3.26)$$

Après substitution dans l'intégrale :

$$\left| \int_{\mathcal{C}} f(z) dz \right| \leq M \int_0^L ds = ML \quad (3.27)$$

□

1. Passage obscur, à éclaircir.

3.3 Primitive

3.3.1 Définition et propriété

La primitive d'une fonction f continue dans $D \cap \mathbb{C}$:

$$F(z) \text{ t.q. } F'(z) = f(z) \quad \forall z \in D \quad (3.28)$$

F est primitive de f pour autant que la dérivée de F donne f . Bien sûr, il existe une infinité de primitive comme dans le cas réel, qui ne sont distinctes que d'une constante :

PROPRIÉTÉ : Soient $F(z)$ et $G(z)$ deux primitives de $f(z)$ dans $D \cap \mathbb{C}$:

$$F(z) - G(z) = c \quad c \in \mathbb{C}, z \in D \quad (3.29)$$

Démonstration.

Notons $h(z) = F(z) - G(z)$, toute deux primitive d'une même fonction. Sa dérivée vaut :

$$h'(z) = F'(z) - G'(z) = f(z) - f(z) = 0 \quad (3.30)$$

Vu que h est une fonction complexe, je peux l'écrire sous la forme $h(z) = u(x, y) + iv(x, y)$. En exprimant alors les dérivées partielles ($\forall z = x + iy \in D$) :

$$h' = \frac{\partial u}{\partial x} + i \frac{\partial v}{\partial x} = 0 \rightarrow \begin{cases} \frac{\partial u}{\partial x} = 0 \\ \frac{\partial v}{\partial x} = 0 \end{cases} \quad (3.31)$$

Par les équations de Cauchy-Riemann $\frac{\partial u}{\partial y} = 0$ et $\frac{\partial v}{\partial y} = 0$. Ceci implique qu'à la fois u et v sont des constantes et donc $h(z)$ est constante $\Rightarrow h(z) = c \in \mathbb{C} \quad \forall z \in D$. \square

3.3.2 Intégrale indépendante du chemin

Lors du dernier exemple, il apparaissait clairement que l'intégrale pouvait être (ou ne pas être) dépendante du chemin. Ce théorème permet de savoir s'il faut ou non tenir compte du chemin imposé :

THÉORÈME : Considérons une fonction $f(z)$ continu dans un domaine D . Si l'une des conditions suivantes est vérifiée, alors les autres le sont aussi.

1. $f(z)$ admet une primitive $F(z)$ dans D .
2. Les intégrales de $f(z)$ le long de chemins admissibles de z_1 à z_2 contenus entièrement dans D ont toutes la même valeur à savoir :

$$\int_{z_1}^{z_2} f(z) dz = F(z)|_{z_1}^{z_2} = F(z_2) - F(z_1) \quad (3.32)$$

où $F(z)$ est primitive du point (1).

3. Les intégrales de $f(z)$ sur des chemin admissibles fermés contenus entièrement dans D sont toutes égales à zéro.

Démonstration.

(1) → (2)

Cas 1 : considérons un chemin élémentaire \mathcal{C} de z_1 à z_2 dans D tel que $z = \phi(t)$, $a \leq t \leq b$ avec $\phi(a) = z_1$ et $\phi(b) = z_2$. Notons que :

$$\frac{d}{dt}F(\phi(t)) = F'(\phi(t))\phi'(t) = f(\phi(t))\phi'(t) \quad a \leq t \leq b \quad (3.33)$$

Par définition de l'intégrale de $f(z)$ et en utilisant **(3.3)** :

$$\int_{\mathcal{C}} f(z)dz = \int_a^b f(\phi(t))\phi'(t)dt = F(\phi(t))|_a^b = F(z_2) - F(z_1) \quad (3.34)$$

Ce qui est indépendant de \mathcal{C}

Cas 2 : considérons un chemin admissible dans D formé d'un nombre fini de chemins élémentaires C_k de z_k à z_{k+1} pour $k = 1, 2, \dots, n$. Je 'découpe' mon intégrale le long de \mathcal{C} :

$$\int_{\mathcal{C}} f(z)dz = \sum_{k=1}^n \int_{C_k} f(z)dz = \sum_{k=1}^n \int_{z_k}^{z_{k+1}} f(z)dz = F(z_{n+1}) - F(z_1) \quad (3.35)$$

Ce qui est indépendant de \mathcal{C}

(2) → (3)

Soit z_1, z_2 , deux points distincts appartenant à un chemin admissible fermé \mathcal{C} dans D . Comme mon intégrale ne dépend pas du chemin, je sépare \mathcal{C} en C_1, C_2 : soit C_1, C_2 , deux chemins de z_1 à z_2 tels que $\mathcal{C} = C_1 - C_2$. En utilisant (2) :

$$\int_{C_1} f(z)dz = \int_{C_2} f(z)dz \quad (3.36)$$

Ce qui implique :

$$\int_{C_1} f(z)dz + \int_{-C_2} f(z)dz = \int_{\mathcal{C}} f(z)dz = 0 \quad (3.37)$$

(3) → (1)

Partons de (3) :

$$\int_{\mathcal{C}} f(z)dz = 0 \quad (3.38)$$

Quelque soit \mathcal{C} , je peux trouver une primitive associée à f : définissons $F(z) = \int_{z_0}^z f(s)ds$ avec $z_0, z \in D$ (z_0 est arbitraire) et montrons que $F'(z) = f(z) \quad \forall z \in D$. L'évaluation de la dérivée fait apparaître la différence suivante :

$$\begin{aligned} F(z + \Delta z) - F(z) &= \int_{z_0}^{z+\Delta z} f(s)ds - \int_{z_0}^z f(s)ds \\ &= \int_z^{z+\Delta z} f(s)ds \end{aligned} \quad (3.39)$$

Comme l'intégrale (3) est nulle, cela implique bien que le chemin parcouru n'a pas d'importance justifiant cette dernière ligne.

Considérons le chemin d'intégration $z, z + \Delta z$ (segment de droite) :

$$\int_z^{z+\Delta z} ds = \Delta z \quad (3.40)$$

Dans notre cas (comme $f(z)$ ne dépend pas de s), il en résulte :

$$f(z) = \frac{1}{\Delta z} \int_z^{z+\Delta z} f(z) ds \quad (3.41)$$

Soustrayons de part et d'autre de l'égalité $f(z)$ pour avoir :

$$\frac{F(z + \Delta z) - F(z)}{\Delta z} - f(z) = \frac{1}{\Delta z} \int_z^{z+\Delta z} (f(s) - f(z)) ds \quad (3.42)$$

Cherchons la borne supérieure pour :

$$\left| \frac{F(z + \Delta z) - F(z)}{\Delta z} - f(z) \right| = \frac{1}{|\Delta z|} \left| \int_z^{z+\Delta z} (f(s) - f(z)) ds \right| \quad (3.43)$$

Comme f est continue en z , $\forall \epsilon > 0, \exists \delta$ tel que :

$$|f(s) - f(z)| < \epsilon \text{ si } |s - z| < \delta \quad (3.44)$$

Si Δz tel que $|s - z| \leq |\Delta z| < \delta$, alors $|f(s) - f(z)| < \epsilon$ et l'on peut appliquer le théorème ML :

$$\left| \frac{F(z + \Delta z) - F(z)}{\Delta z} - f(z) \right| < \frac{1}{|\Delta z|} \epsilon |\Delta z| \quad (3.45)$$

Par définition de la limite :

$$\lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{F(z + \Delta z) - F(z)}{\Delta z} = f(z) \quad (3.46)$$

Soit $F'(z) = f(z)$, ce qui finit cette longue démonstration. \square

EXEMPLE :

1. Considérons un domaine $D \equiv |z| > 0$. On cherche à calculer :

$$\int_{z_1}^{z_2} \frac{dz}{z^2} \quad (3.47)$$

Notre fonction étant $f(z) = 1/z^2$, sa primitive est $F(z) = -1/z$. Son intégrale vaut alors :

$$\int_{z_1}^{z_2} \frac{dz}{z^2} = -\frac{1}{z_2} + \frac{1}{z_1} \quad (3.48)$$

- 2.

$$\oint \frac{dz}{z^2} = 0 \quad (3.49)$$

Cette primitive étant partout définie, l'intégrale "donne $F - F$ ", ce qui donne bien zéro.

- 3.

$$\oint_C \frac{dz}{z} = ? \quad (3.50)$$

Ici, que vaut $F(z)$? $\text{Log}(z)$? La primitive n'étant pas défini sur l'axe des réels négatifs, on ne peut affirmer - avec ce théorème **ci** - que cette intégrale est nulle.

3.4 Théorème de Cauchy Goursat

THÉORÈME : CAUCHY-GOURSAT

Soit \mathcal{C} , un chemin admissible fermé simple, $f(z)$ analytique en tout point de $^a \mathcal{C} \cup D$ (où D est un domaine intérieur à \mathcal{C}) :

$$\oint_{\mathcal{C}} f(z) dz = 0 \quad (3.51)$$

a. Si le point est sur \mathcal{C} , cela ne va pas !

Plus "francisé" ce théorème dit que si f est analytique en tout point à l'intérieur de D , domaine défini par le chemin \mathcal{C} , l'intégrale le long du chemin fermé est nulle.

Avant de démontrer ce théorème, rappelons l'identité de Green :

$$\oint_{\mathcal{C}} P(x, y) dx + Q(x, y) dy = \iint_D \left(\frac{\partial Q}{\partial x} - \frac{\partial P}{\partial y} \right) dx dy \quad (3.52)$$

Attention ! On travaille ici avec l'hypothèse supplémentaire que les dérivées partielles sont continues sur $\mathcal{C} \cup D$.

Démonstration. Considérons un chemin \mathcal{C} décrit par $z = x + iy = \varphi(t) + i\psi(t)$ pour $t_0 \leq t \leq t_1$ et $z(t_0) = z(t_1)$. Évaluons l'intégrale sur \mathcal{C} de $f(z)$ et exprimons cette dernière en fonction de sa partie réelle et imaginaire. La ligne ci-dessous n'est rien d'autre que la définition d'une intégrale en prenant compte de la paramétrisation.

$$\oint_{\mathcal{C}} f(z) dz = \int_{t_0}^{t_1} (u(x, y) + iv(x, y))(x'(t) + iy'(t)) dt \quad (3.53)$$

On reconnaît la définition d'une intégrale curviligne :

$$\oint_{\mathcal{C}} f(z) dz = \oint (u + iv)(dx + idy) = \oint (u dx - v dy) + i \oint (v dx + u dy) \quad (3.54)$$

En faisant l'hypothèse que les dérivées partielles sont continues, je peux appliquer l'identité de Green pour avoir :

$$\oint_{\mathcal{C}} f(z) dz = - \iint_D \left(\frac{\partial v}{\partial x} + \frac{\partial u}{\partial y} \right) dx dy + i \iint_D \left(\frac{\partial u}{\partial x} - \frac{\partial v}{\partial y} \right) dx dy \quad (3.55)$$

Par les équations de Cauchy-Riemann, le deuxième terme est nul. \square

EXEMPLE : Avec ce théorème, on peut directement dire que

$$\oint \exp(5z) dz = 0 \quad (3.56)$$

Quelle est la différence avec le théorème vu en **3.2.2** ? C'est que ici, on n'a pas besoin d'une primitive. Ainsi, si l'on prend \mathcal{C} le cercle de rayon 1 de centre $(2, 0)$:

$$\oint_{\mathcal{C}} \frac{dz}{z} = 0 \quad (3.57)$$

Ce que nous n'avions pas réussi à obtenir avec le précédent théorème. Par contre, pour l'intégrale :

$$\oint_{\mathcal{C}} \frac{dz}{z^2} \quad (3.58)$$

je ne peux rien dire avec Cauchy-Goursat, la fonction étant non analytique en 0. Mais cette fois, avec **3.2.2**, je peux dire qu'elle vaut 0 !

3.4.1 Conséquence du théorème de Cauchy-Goursat

Première proposition

Si $f(z)$ est analytique sur un chemin fermé $z_0 z_2 z_1 z_3 z_0$ et en tout point intérieur, alors

$$\int_{z_0 z_2 z_1} f(z) dz = \int_{z_0 z_3 z_1} f(z) dz \quad (3.59)$$

\Rightarrow la valeur de $\int_{z_0 z_1}$ est indépendante du chemin. Notons que la réciproque est fautive ; si la fonction n'est pas analytique, la valeur de l'intégrale peut dépendre du chemin ou non !

| EXEMPLE : Voir slide 27.

Deuxième proposition

Soit C, C_0 deux chemins admissibles, fermés, simples et orientés dans le sens positif (C_0 intérieur à C). Si $f(z)$ est analytique dans C excepté les points intérieurs à C_0 alors :

$$\oint_C f(z) dz = \oint_{C_0} f(z) dz \quad (3.60)$$

Cela signifie que les points "à problème" de la fonction sur le domaine compris par les chemins C et C_0 sont les mêmes, ceux-ci étant uniquement compris à l'intérieur de C_0 .

Démonstration. Slide 29. □

EXEMPLE : On avait vu lors d'un précédent exemple (celui prouvant que le chemin d'intégration avait parfois de l'importance que pour $\int_C \frac{dz}{z}$:

$$\begin{aligned} \int_{C_1} &= i\pi \\ \int_{C_2} &= -i\pi \end{aligned} \quad (3.61)$$

On trouve alors :

$$\int_{C_1} - \int_{C_2} = 2\pi i \quad (3.62)$$

\Rightarrow résultat valable pour tout chemin admissible simple fermé entourant zéro.

Troisième proposition

Soient :

- \mathcal{C} un chemin admissible, fermé, simple et orienté dans le sens positif.
- $C_k (k = 1, \dots, n)$ des chemins admissibles fermés, simples, orientés dans le sens positif, intérieurs à \mathcal{C} et dont l'intérieur n'ont pas de points communs.

Si f est analytique dans \mathcal{C} , sauf en des points intérieurs à C_k , alors

$$\oint_{\mathcal{C}} f(z) dz = \sum_{k=1}^n \oint_{C_k} f(z) dz \quad (3.63)$$

Chapitre 4

Intégrales 2

4.1 Formules de Cauchy

4.1.1 Première formule de Cauchy

Si :

1. f est analytique sur $D \cup \mathcal{C}$ où \mathcal{C} est un chemin admissible, simple, fermé, orienté dans un sens positif et D un domaine intérieur à \mathcal{C}
2. z_0 n'importe quel point intérieur à \mathcal{C}

alors¹ :

$$f(z_0) = \frac{1}{2\pi i} \oint_{\mathcal{C}} \frac{f(z)dz}{z - z_0} \quad (4.1)$$

Avant de démontrer la *première formule de Cauchy*, énonçons et démontrons un lemme qui nous servira :

LEMME : Soit C_0 un cercle de rayon R_0 centré en $z_0 = x_0 + iy_0$ et orienté dans le sens positif.

$$\frac{1}{2\pi i} \oint_{C_0} \frac{dz}{z - z_0} = 1 \quad (4.2)$$

Démonstration. Paramétrisons notre \mathcal{C} :

$$\begin{cases} x &= x_0 + R_0 \cos t \\ y &= y_0 + R_0 \sin t \end{cases} \quad 0 \leq t \leq 2\pi \quad (4.3)$$

Considérons $z = \phi(t) = x_0 + iy_0 + R_0(\cos t + i \sin t) = z_0 + R_0 \exp(it)$. On a donc $\phi'(t) = R_0 i \exp(it)$ et notre intégrale devient :

$$\oint_{C_0} \frac{dz}{z - z_0} = \int_0^{2\pi} \frac{R_0 i \exp(it)}{R_0 \exp(it)} dt = 2\pi i \quad (4.4)$$

□

EXEMPLE : Considérons un cercle de rayon 1 $\mathcal{C} \equiv |z| = 1$. Soit

$$\oint_{\mathcal{C}} \frac{dz}{z} \quad (4.5)$$

Comme nous avons $f(z) = 1$ et $z_0 = 0$, on (re)trouve bien $2\pi i$.

1. La valeur de $f(z_0)$ est entièrement déterminée par la valeur de $f(z)$ sur \mathcal{C} .

4.1.2 Démonstration de la première formule de Cauchy

Démonstration.

Remarquons que comme f est analytique, elle est forcément continue dans cette région. Je peux donc dire qu'elle est continue en z_0 qui est intérieur à \mathcal{C} : $\forall \epsilon > 0, \exists \delta > 0$ t.q.

$$\text{si } |z - z_0| < \delta \quad \text{alors } |f(z) - f(z_0)| < \epsilon \quad (4.6)$$

Choisissons $R_0 < \delta$ ainsi qu'un cercle $|z - z_0| = R_0$ intérieur à \mathcal{C} . Par la deuxième proposition de Cauchy-Goursat :

$$\oint_{\mathcal{C}} \frac{f(z)dz}{z - z_0} = \oint_{\mathcal{C}_0} \frac{f(z)dz}{z - z_0} \quad (4.7)$$

Cette fonction est analytique partout, sauf en z_0 . Si je soustraie de part et d'autre de cette égalité $f(z_0)$. Comme z_0 est constant, il faut juste soustraire les intégrales.

$$\oint_{\mathcal{C}} \frac{f(z)dz}{z - z_0} - f(z_0) \oint_{\mathcal{C}_0} \frac{f(z)dz}{z - z_0} = \oint_{\mathcal{C}_0} \frac{f(z) - f(z_0)}{z - z_0} dz \quad (4.8)$$

Par application du lemme :

$$\oint_{\mathcal{C}} \frac{f(z)dz}{z - z_0} - 2\pi i f(z_0) = \oint_{\mathcal{C}_0} \frac{f(z) - f(z_0)}{z - z_0} dz \quad (4.9)$$

Il faut maintenant montrer que le deuxième membre est nul en appliquant le théorème 'ML'. La borne supérieure de l'intégrant (tirée de la définition de la continuité en début de démo) :

$$\left| \frac{f(z) - f(z_0)}{z - z_0} \right| < \frac{\epsilon}{R_0} \quad (4.10)$$

Par le théorème 'ML' (où $2\pi R_0$ est la longueur du chemin) :

$$\left| \frac{f(z) - f(z_0)}{z - z_0} \right| < \frac{\epsilon}{R_0} 2\pi R_0 \quad (4.11)$$

Le membre de gauche est égal à une constante non négative inférieure à un nombre arbitrairement petit $\Rightarrow 0$. Ceci donne la première formule de Cauchy. \square

4.1.3 Deuxième formule de Cauchy

Soit f analytique sur $D \cup \mathcal{C}$ où \mathcal{C} est un chemin admissible, simple, orienté dans le sens positif et D un domaine intérieur à \mathcal{C} . Soit z_0 , n'importe quel point intérieur à \mathcal{C} . On a alors :

$$f'(z_0) = \frac{1}{2\pi i} \oint_{\mathcal{C}} \frac{f(z)}{(z - z_0)^2} dz \quad (4.12)$$

Démonstration.

Appliquons la première formule de Cauchy à la définition de la dérivée :

$$\frac{f(z_0 + \Delta z) - f(z_0)}{\Delta z} = \frac{1}{2\pi i} \oint_{\mathcal{C}} \left(\frac{1}{z - z_0 - \Delta z} - \frac{1}{z - z_0} \right) \frac{f(z)}{\Delta z} dz \quad (4.13)$$

En réduisant au même dénominateur, les Δz se simplifient pour avoir :

$$\frac{f(z_0 + \Delta z) - f(z_0)}{\Delta z} = \frac{1}{2\pi i} \oint_{\mathcal{C}} \underbrace{\frac{f(z) dz}{(z - z_0 - \Delta z)(z - z_0)}}_J \quad (4.14)$$

Nous savons que $0 < |\Delta z| < d$ où d est la distance minimale entre z_0 et \mathcal{C} . On cherche à montrer que :

$$\lim_{\Delta z \rightarrow 0} J = \oint_{\mathcal{C}} \frac{f(z)}{(z - z_0)^2} dz \quad (4.15)$$

Afin de montrer que ces deux termes sont identiques, faisons la différence et montrons que celle-ci est nulle. Après mise au même dénominateur :

$$\begin{aligned} \oint_{\mathcal{C}} \left(\frac{1}{(z - z_0 - \Delta z)(z - z_0)} - \frac{1}{(z - z_0)^2} \right) f(z) dz &= \oint_{\mathcal{C}} \frac{z - z_0 - (z - z_0 - \Delta z)}{(z - z_0 - \Delta z)(z - z_0)^2} f(z) dz \\ &= \Delta z \oint_{\mathcal{C}} \frac{f(z) dz}{(z - z_0 - \Delta z)(z - z_0)^2} \end{aligned} \quad (4.16)$$

Comme il s'agit d'évaluer une fonction continue sur un chemin admissible, simple et fermé, on peut appliquer le théorème ML : la valeur maximale de $|f(z)|$ sur \mathcal{C} est M et la longueur de \mathcal{C} est L . Par l'inégalité triangulaire :

$$|z - z_0| \geq d \text{ et } |z - z_0 - \Delta z| \geq ||z - z_0| - |\Delta z|| \geq d - |\Delta z| \quad (4.17)$$

Par application du théorème ML :

$$\left| \Delta z \oint_{\mathcal{C}} \frac{f(z) dz}{(z - z_0 - \Delta z)(z - z_0)^2} \right| \leq \frac{|\Delta z|ML}{(d - |\Delta z|)d^2} \quad (4.18)$$

Ce terme vaut bien 0 pour $\Delta z \rightarrow 0$. Nous avons donc :

$$\lim_{\Delta z \rightarrow 0} \oint_{\mathcal{C}} \left(\frac{1}{(z - z_0 - \Delta z)(z - z_0)} - \frac{1}{(z - z_0)^2} \right) f(z) dz = 0 \quad (4.19)$$

Ou encore :

$$\lim_{\Delta z \rightarrow 0} \oint_{\mathcal{C}} \frac{1}{(z - z_0 - \Delta z)(z - z_0)} f(z) dz = \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \oint_{\mathcal{C}} \frac{1}{(z - z_0)^2} f(z) dz \quad (4.20)$$

Soit encore :

$$\lim_{\Delta z \rightarrow 0} J = \oint_{\mathcal{C}} \frac{f(z)}{(z - z_0)^2} dz = 2\pi i f'(z_0) \quad (4.21)$$

□

4.2 Dérivées d'ordre supérieur à 1

4.2.1 Dérivées d'ordre supérieur

Dérivée seconde

De façon similaire, on retrouve l'existence d'une dérivée du second ordre en tout point intérieur à \mathcal{C} :

$$f''(z_0) = \frac{1}{\pi i} \oint_{\mathcal{C}} \frac{f(z)}{(z - z_0)^3} dz \quad (4.22)$$

On en déduit que si f est analytique en z_0 , alors f' est analytique en z_0 .

A retenir : corollaire 1 des formules de Cauchy

Si une fonction f est analytique en un point, alors sa dérivée d'ordre n (quelconque) est une fonction analytique en ce point.

Dérivée n-ième

Par induction, on montre que :

$$f^{(n)}(z_0) = \frac{n!}{2\pi i} \oint_C \frac{f(z)}{(z - z_0)^{n+1}} dz \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (4.23)$$

EXEMPLE : Considérons $|z| = 1$, $z_0 = 0$ et $n = 3$ pour l'intégrale :

$$\oint_C \frac{\exp(2z)}{z^4} dz \quad (4.24)$$

Identifions J et appliquons :

$$J = \frac{2\pi i}{3!} \frac{d^3}{dz^3} (\exp(2z))|_{z=0} = \frac{8\pi i}{3} \quad (4.25)$$

A retenir : corollaire 2 des formules de Cauchy

Si une fonction $f(z) = u(x, y) + iv(x, y)$ est analytique en $z = x + iy$, alors u et v ont des dérivées partielles continues de tous les ordres en ce point.

Démonstration. Considérons la dérivée première de f :

$$f' = \frac{\partial u}{\partial x} + i \frac{\partial v}{\partial x} = \frac{\partial v}{\partial y} - i \frac{\partial u}{\partial y} \quad (4.26)$$

Comme f' est analytique et donc dérivable, les dérivées partielles d'ordre 1 de u et v sont continues. Par argument similaire, les dérivées partielles d'ordre 2 de u et v sont continues, ect. \square

4.2.2 Fonction harmonique

Une fonction réelle de variables réelles $u(x, y)$ est harmonique dans un domaine D du plan $x - y$ si elle admet des dérivées partielles d'ordre 1 et 2 continue dans ce domaine et si $\Delta u = \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} = 0$.

A retenir : Corollaire 3 des formules de Cauchy

Si $f(z) = u(x, y) + iv(x, y)$ est analytique dans D , alors u et v sont harmoniques, c'est-à-dire $\Delta u = 0$ et $\Delta v = 0$.

Démonstration. Calculons f'' :

$$f'' = \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + i \frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = \frac{\partial^2 v}{\partial x \partial y} - i \frac{\partial^2 u}{\partial x \partial y} = -\frac{\partial^2 u}{\partial y^2} - i \frac{\partial^2 v}{\partial y^2} \quad (4.27)$$

En partant de cette équation et en égalant les dérivées secondes :

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \frac{\partial^2 v}{\partial x \partial y} \text{ et } \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} = -\frac{\partial^2 v}{\partial x \partial y} \quad (4.28)$$

En sommant les deux, on retrouve bien $\Delta u = 0$ (faire pareil pour Δv). \square

Petit zeste de vocabulaire : on dira que v est harmonique conjuguée de u , c'est-à-dire que u et v sont harmoniques et satisfont les équations de Cauchy-Riemann.

4.2.3 Théorème de Morera

THÉORÈME : MORERA

Si $f(z)$ est continue pour tout z dans un domaine D et si

$$\oint_{\mathcal{C}} f(z) dz = 0 \quad (4.29)$$

pour tout \mathcal{C} admissible fermé contenu dans D , alors $f(z)$ est analytique dans D . **INCLURE SCHEMA SLIDE 11/23**

Ce théorème peut être vu comme une sorte de "réciproque" du théorème de Cauchy.

Démonstration. Provient directement de la démonstration vue dans les primitives, elle ne sera pas reprise ici dans les détails. \square

4.3 Théorèmes résultats des formules de Cauchy

4.3.1 Théorème fondamental de l'algèbre

THÉORÈME : Tout polynôme

$$P(z) = a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + \cdots + a_n z^n \quad (a_n \neq 0) \quad (4.30)$$

de degré $n \geq 1$ possède au moins une racine.

La démonstration de ce théorème se fait par l'absurde, cf. livre de référence.
On en tire comme **corollaire** :

$$P(z) = c(z - z_1)(z - z_2) \cdots (z - z_n) \quad c, z_k \ (k = 1, \dots, n) \in \mathbb{C} \quad (4.31)$$

Démonstration. Par le théorème fondamental de l'algèbre, $P(z) = (z - z_1)Q_1(z)$ où $Q_1(z)$ est de degré $n - 1$. En tenant le même argument pour $Q_1(z)$ (ect.ect.) :

$$P(z) = (z - z_1)(z - z_2)Q_2(z) \quad (4.32)$$

\square

4.3.2 Principe du module maximum

Énoncé

Si f est continue dans $\mathcal{C} \cup D$, analytique et non constante dans D , alors le maximum de $|f(z)|$ pour $z \in \mathcal{C} \cup D$ est atteint **sur** \mathcal{C} .

EXEMPLE : Prenons pour chemin $0 \leq x \leq \pi$ et $0 \leq y \leq 1$ et considérons la fonction $f(z) = \sin(z)$. On a donc :

$$\begin{aligned}
 |f(z)| &= |\sin(x + iy)| \\
 &= |\sin(x) \cosh(y) + i \cos(x) \sinh(y)| \\
 &= \sqrt{\sin^2(x) \cosh^2(y) + \cos^2(x) \sinh^2(y)} \\
 &= \sqrt{\sin^2(x) \cosh^2(y) + (1 - \sin^2(x)) \sinh^2(y)} \\
 &= \sqrt{\sin^2(x) \underbrace{(\cosh^2(y) - \sinh^2(y))}_{=1} + \sinh^2(y)}
 \end{aligned} \tag{4.33}$$

Le maximum est atteint (en respectant $0 \leq x \leq \pi$ et $0 \leq y \leq 1$) pour $x = \frac{\pi}{2}$ et $y = 1$. On a donc le maximum qui appartient bien au chemin \mathcal{C} .

$$\max(|f(z)|) = \frac{\pi}{2} + i \in \mathcal{C} \tag{4.34}$$

Chapitre 5

Séries

5.1 Convergence de suites et de séries

5.1.1 Convergence de suites

Définition

La suite $z_1, z_2, \dots, z_n, \dots$ converge vers z

$$\lim_{n \rightarrow \infty} z_n = z \quad (5.1)$$

avec $z_1, z_2, \dots, z \in \mathbb{C}$ si

$$\forall \varepsilon > 0, \exists n_0 \in \mathbb{N} : |z_n - z| < \varepsilon \quad \forall n > n_0 \quad (5.2)$$

THÉORÈME : Ecrivons $z_n = x_n + iy_n (n = 1, 2, \dots)$ et $z = x + iy$.

$$\lim_{n \rightarrow \infty} z_n = z \Leftrightarrow \begin{cases} \lim_{n \rightarrow \infty} x_n = x \\ \lim_{n \rightarrow \infty} y_n = y \end{cases} \quad (5.3)$$

5.1.2 Convergence de séries

Définition

La série $\sum_{n=1}^{\infty} z_n$ où $z_n \in \mathbb{C}$ converge vers S si la suite $S_N = \sum_{n=1}^N z_n$ ($N = 1, 2, \dots$) des sommes partielles converge vers S , c'est à dire :

$$\forall \varepsilon > 0, \exists N_0 \in \mathbb{N} : |S_N - S| < \varepsilon \quad \forall N > N_0 \quad (5.4)$$

Une conséquence directe de cette définition est que la série ne convergera vers S que si la partie réelle de cette série converge, de même pour la partie imaginaire :

THÉORÈME : Ecrivons $z_n = x_n + iy_n (n = 1, 2, \dots)$ et $S = X + iY$.

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^N z_n = S \Leftrightarrow \begin{cases} \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^N x_n = X \\ \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^N y_n = Y \end{cases} \quad (5.5)$$

Sur base de la définition, on peut établir une convergence dans les cas suivants :

- Soit le reste après N termes $\rho_N = S - S_N$. Comme $|S - S_N| = |\rho_N - 0|$, la série converge si et seulement si la suite des restes tend vers zéro.
- Une condition nécessaire pour que la série converge et que son terme principal z_n converge vers 0 pour $n \rightarrow \infty$.
- Si la série de $|z_n|$ converge, alors la série de z_n converge.
- Si la série converge, alors $\exists M \in \mathbb{R}^+ : |z_n| < M \quad \forall n \in \mathbb{N}$.

5.2 Séries de Taylor et de Laurent

5.2.1 Série de Taylor

THÉORÈME : SÉRIE DE TAYLOR Si f est analytique dans le disque ouvert D , $|z - z_0| < R$, alors en tout point z du disque :

$$f(z) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n (z - z_0)^n \quad (5.6)$$

où

$$a_n = \frac{f^{(n)}(z_0)}{n!} \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (5.7)$$

Enonçons et démontrons rapidement un lemme, puis démontrons ce théorème :

LEMME :

$$\frac{1}{1 - \alpha} = 1 + \alpha + \dots + \alpha^{n-1} + \frac{\alpha^n}{1 - \alpha}, \alpha \neq 1 \quad (5.8)$$

Démonstration. En multipliant toute l'équation par $(1 - \alpha)$ on trouve $1 = 1$, l'identité est donc vérifiée. \square

Démonstration.

Soit un disque de rayon R . Considérons la première formule de Cauchy où z joue le rôle de z_0 et la variable d'intégration est s :

$$f(z) = \frac{1}{2\pi i} \oint_{C_0} \frac{f(s)}{s - z} ds \quad (1) \quad (5.9)$$

A l'intérieur de ce disque, je considère un chemin C_0 (cercle de rayon r_0) dans lequel se trouve le point z autour duquel je considère le développement. Notons que :

$$s - z = s - z_0 - (z - z_0) = (s - z_0)(1 - \alpha) \quad \text{avec } \alpha = \frac{z - z_0}{s - z_0} \quad (5.10)$$

Par utilisation du lemme, on a donc :

$$\begin{aligned} \frac{1}{s - z} &= \frac{1}{(s - z_0)(1 - \alpha)} \\ &= \frac{1}{s - z_0} + \frac{\alpha}{s - z_0} + \dots + \frac{\alpha^{n-1}}{s - z_0} + \frac{\alpha^n}{(1 - \alpha)(s - z_0)} \end{aligned} \quad (2) \quad (5.11)$$

En substituant $\alpha = \frac{z - z_0}{s - z_0}$ dans (2) et en introduisant le résultat dans (1) :

$$f(z) = \frac{1}{2\pi i} \oint_{C_0} \frac{f(s)}{s - z_0} \left(1 + \frac{z - z_0}{s - z_0} + \dots + \frac{(z - z_0)^{n-1}}{(s - z_0)^{n-1}} \right) ds + R_n \quad (5.12)$$

avec $R_n = \frac{1}{2\pi i} \oint_{C_0} \frac{f(s)}{s-z_0} \frac{(z-z_0)^n}{(s-z_0)^n} \frac{1}{1-\frac{z-z_0}{s-z_0}} ds$.

En développant l'expression de $f(z)$ (les intégrales dépendent de s , ne pas hésiter à sortir les termes en z, z_0 si possible) :

$$f(z) = \frac{1}{2\pi i} \oint_{C_0} \frac{f(s)}{s-z_0} ds + \frac{z-z_0}{2\pi i} \oint_{C_0} \frac{f(s)}{(s-z_0)^2} ds + \dots + \frac{(z-z_0)^{n-1}}{2\pi i} \oint_{C_0} \frac{f(s)}{(s-z_0)^n} ds + R_n \quad (5.13)$$

On y voit apparaître le terme de la dérivée $(n-1)$ ème. En utilisant les formules de Cauchy, on voit apparaître la forme "classique" du développement de Taylor :

$$f(z) = f(z_0) + (z-z_0)f'(z_0) + \dots + (z-z_0)^{n-1} \frac{f^{(n-1)}(z_0)}{(n-1)!} + R_n \quad (5.14)$$

où $R_n = \frac{(z-z_0)^n}{2\pi i} \oint_{C_0} \frac{f(s)ds}{(s-z_0)^n(s-z)}$.

Il nous faut maintenant montrer, pour conclure, que le reste R_n tend vers 0 lorsque $n \rightarrow \infty$. On procède comme précédemment : on borne notre intégrale. Comme par hypothèse, f est analytique dans D , cela implique que :

- $\Rightarrow f$ est continue sur C_0
- $\Rightarrow \exists M : |f(s)| \leq M \forall s \in C_0$

Notons que :

$$\begin{aligned} |s-z| &= |s-z_0 + z_0-z| \\ &= |(s-z_0) - (z-z_0)| \\ &\geq |s-z_0| - |z-z_0| \\ &\geq r_0 - r \end{aligned} \quad (5.15)$$

Compte tenu de ceci, en appliquant le théorème ML (borne * longueur du cercle de rayon r_0) :

$$|R_n| \leq \frac{r^n}{2\pi r_0^n(r_0-r)} M 2\pi r_0 \quad (5.16)$$

En regroupant les termes :

$$|R_n| \leq \frac{Mr_0}{r_0-r} \left(\frac{r}{r_0}\right)^n, \quad \frac{r}{r_0} < 1 \quad (5.17)$$

On trouve bien :

$$\lim_{n \rightarrow \infty} R_n = 0 \quad (5.18)$$

□

EXEMPLE :

1. Considérons $|z| < \infty$ et $f(z) = e^z = f'(z) = f''(z) = \dots$. Notre développement vaut alors :

$$e^z \approx 1 + \frac{z}{1!} + \frac{z^2}{2!} + \dots + \frac{z^n}{n!} + \dots \quad (|z| < \infty) \quad (5.19)$$

2. Considérons cette fois un cercle unitaire centré à l'origine $|z| < 1$ et la fonction $f(z) = \frac{1}{1-z}$. Les dérivées valent : $f'(z) = \frac{1}{(1-z)^2}$, $f''(z) = \frac{2!}{(1-z)^3}$, \dots , $f^{(n)}(z) = \frac{n!}{(1-z)^{n+1}}$. Notre développement vaut alors :

$$\frac{1}{1-z} = 1 + z + z^2 + \dots + z^n + \dots \quad (|z| < 1) \quad (5.20)$$

ou encore (résultat intéressant) :

$$\frac{1}{1-z} = \sum_{n=0}^{\infty} z^n \quad (|z| < 1) \quad (5.21)$$

3. Même chemin que pour 2. mais cette fois $f(z) = \frac{1}{z(1-z^2)} = \frac{1}{z} \frac{1}{(1-z^2)}$. En reprenant le résultat précédent :

$$\frac{1}{z(1-z^2)} = \frac{1}{z}(1 + z^2 + z^4 + \dots) \quad (5.22)$$

Finalement

$$f(z) = \frac{1}{z} + z + z^3 + \dots \quad (0 < |z| < 1) \quad (5.23)$$

5.2.2 Série de Laurent

THÉORÈME : I

Si :

1. f est analytique dans un domaine $D : R_1 < |z - z_0| < R_2$.
2. \mathcal{C} est un chemin admissible fermé entourant z_0 et dans D , orienté dans le sens positif.

Alors :

$$f(z) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n (z - z_0)^n + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{b_n}{(z - z_0)^n} \quad (5.24)$$

où

$$a_n = \frac{1}{2\pi i} \oint_{\mathcal{C}} \frac{f(z) dz}{(z - z_0)^{n+1}} \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (5.25)$$

$$b_n = \frac{1}{2\pi i} \oint_{\mathcal{C}} \frac{f(z) dz}{(z - z_0)^{-n+1}} \quad (n = 1, 2, \dots) \quad (5.26)$$

Une expression alternative d'une série de Laurent est donné par :

$$f(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n (z - z_0)^n \quad (5.27)$$

avec :

$$c_n = \frac{1}{2\pi i} \oint_{\mathcal{C}} \frac{f(z) dz}{(z - z_0)^{n+1}} \quad (n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (5.28)$$

Démonstration. **INCLURE IMAGE SLIDE 16/30**

Par extension du théorème de Cauchy-Goursat appliqué au contour ci-contre, on peut dire que :

$$\oint_{C_2} \frac{f(s)}{s-z} ds - \oint_{C_1} \frac{f(s)}{s-z} ds - \oint_{\Gamma} \frac{f(s)}{s-z} ds = 0 \quad (*) \quad (5.29)$$

La première formule de Cauchy nous dit que $\oint_{\Gamma} \frac{f(s)}{s-z} ds = 2\pi i f(z)$. En substituant dans (*) on trouve :

$$f(z) = \underbrace{\frac{1}{2\pi i} \oint_{C_2} \frac{f(s)}{s-z} ds}_{T_1(z)} + \underbrace{\frac{1}{2\pi i} \oint_{C_1} \frac{f(s)}{z-s} ds}_{T_2(z)} \quad (5.30)$$

Pour le terme $T_1(z)$, on procède par similitude avec la démonstration de la série de Taylor¹ pour trouver :

$$T_1(z) = \sum_{n=0}^{N-1} A_n (z-z_0)^n + R_N \quad (5.31)$$

avec $A_n = \frac{1}{2\pi i} \oint_{C_2} \frac{f(s)}{(s-z_0)^{n+1}} ds$. Par un des corollaires du théorème de Cauchy-Goursat (Proposition 2) : $A_n = a_n$.

Pour le deuxième terme $T_2(z)$, notons que :

$$\begin{aligned} z-s &= z-z_0 - (s-z_0) = (z-z_0)(1-\beta) \quad \text{avec} \quad \beta = \frac{s-z_0}{z-z_0} \\ \frac{1}{1-\beta} &= 1 + \beta + \dots + \beta^{N-1} + \frac{\beta^N}{1-\beta} \quad \beta \neq 1 \end{aligned} \quad (5.32)$$

En substituant ceci dans $T_2(z)$:

$$T_2(z) = \frac{1}{2\pi i (z-z_0)} \oint_{C_1} \frac{f(s)}{1-\beta} ds \quad (5.33)$$

Ou encore :

$$\begin{aligned} T_2(z) &= \frac{1}{(z-z_0)} \frac{1}{2\pi i} \oint_{C_1} f(s) ds + \frac{1}{(z-z_0)^2} \frac{1}{2\pi i} \oint_{C_1} f(s)(s-z_0) ds + \dots \\ &\quad \dots + \frac{1}{(z-z_0)^N} \frac{1}{2\pi i} \oint_{C_1} f(s)(s-z_0) ds + S_N \end{aligned} \quad (5.34)$$

avec $S_N = \frac{1}{(z-z_0)} \frac{1}{2\pi i} \oint_{C_1} f(s) \frac{\beta^N}{1-\beta} ds$.

Ceci implique que :

$$T_2(z) = \sum_{n=1}^N B_n \frac{1}{(z-z_0)^n} + S_N \quad (5.35)$$

où $B_n = \frac{1}{2\pi i} \oint_{C_1} \frac{f(s)}{(s-z_0)^{-n+1}} ds$. Cette intégrale à quasi la forme énoncée dans le théorème si ce n'est que le chemin est ici C_1 . Mais ce chemin est bien sur arbitraire pour le peu qu'il soit simple, fermé, admissible et dans le domaine de convergence. Par un des corollaires du théorème de Cauchy-Goursat (Proposition 2) : $B_n = b_n$.

1. Slide 18/30.

Montrons maintenant que $R_N = 0$ pour $N \rightarrow \infty$ et $S_N = 0$ pour $R_1 < |z - z_0| < R_2$. Les deux expressions étant :

$$\begin{aligned} R_N &= \frac{(z-z_0)^N}{2\pi i} \oint_{C_2} \frac{f(s)}{(s-z_0)^N (s-z)} ds \\ S_N &= \frac{1}{(z-z_0)^N} \frac{1}{2\pi i} \oint_{C_1} \frac{f(s)(s-z_0)^N}{z-s} ds \end{aligned} \quad (5.36)$$

Par application du théorème *ML* comme précédemment, on retrouve bien le résultat recherché². □

EXEMPLE : En fonction du type de chemin, il faudra utiliser Taylor ou Laurent. Par exemple :

- $|z| < 1$: Taylor
- $1 < |z| < 2$: Laurent
- $|z| > 2$: Laurent

Considérons $f(z) = \frac{-1}{(z-1)(z-2)}$ sur $1 < |z| < 2$. Pour résoudre cette intégrale, utilisons la décomposition en fraction simple :

$$f(z) = \frac{A}{z-1} + \frac{B}{z-2} \quad (5.37)$$

Multiplions les deux membres par $(z-1)$ et évaluons la fonction en un point quelconque (le point $z = 1$ paraît judicieux) :

$$\left. \frac{-(z-1)}{(z-1)(z-2)} \right|_{z=1} = A + \frac{B(z-1)}{z-1} \quad (5.38)$$

On trouve alors $A = 1$ et $B = -1$ (même raisonnement) $\Rightarrow f(z) = \frac{1}{z-1} - \frac{1}{z-2}$. En décomposant le problème en deux, on a premièrement :

$$\frac{1}{z-1} = \frac{1}{z(1-\frac{1}{z})} = \frac{1}{z} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{z^n} \quad (|1/z| > 1 \rightarrow |z| > 1) \quad (5.39)$$

Deuxièmement :

$$\frac{-1}{z-2} = \frac{1}{2(1-\frac{z}{2})} = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{z}{2}\right)^n \quad (|1/z| < 2 \rightarrow |z| < 2) \quad (5.40)$$

Ainsi

$$f(z) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{z^n} + \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{z}{2}\right)^n \quad (1 < |z| < 2) \quad (5.41)$$

5.3 Propriétés des séries de puissances

5.3.1 Domaine de convergence et convergence absolue

THÉORÈME : 1 - SÉRIE DE PUISSANCES POSITIVES

Si $\sum_{n=0}^{\infty} a_n(z-z_0)^n$ converge pour $z = z_1$ ($z_1 \neq z_0$), alors $\sum_{n=0}^{\infty} |a_n(z-z_0)^n|$ converge pour tout z dans $|z-z_0| < R_1$ où $R_1 = |z_1 - z_0|$, la distance entre les deux points.

2. Slide 20/30.

Rappelons également que la convergence absolue d'une série de puissance implique la convergence simple de cette même série de puissance :

$$\sum_{n=0}^{\infty} |a_n(z - z_0)^n| \text{ converge} \Rightarrow \sum_{n=0}^{\infty} a_n(z - z_0)^n \text{ converge} \quad (5.42)$$

Avant d'énoncer les autres théorèmes, petit tour des définitions utiles :

Cercle de convergence : cercle de plus grand rayon tel que la série converge pour tout point intérieur à ce cercle.

Rayon de convergence : rayon de ce cercle.

Ceci étant fait, il est précieux de savoir que si l'on a une série de puissance *négative* qui converge, alors cette même série converge absolument dans la région extérieure au disque d'un certain rayon, ce qui formellement dit :

THÉORÈME : 2 - SÉRIE DE PUISSANCES NÉGATIVES

Si $\sum_{n=1}^{\infty} \frac{b_n}{(z - z_0)^n}$ converge pour $z = z_1$ ($z_1 \neq z_0$), alors $\sum_{n=1}^{\infty} \left| \frac{b_n}{(z - z_0)^n} \right|$ converge pour tout z extérieur au cercle $|z - z_0| = R_1$ où $R_1 = |z_1 - z_0|$.

5.3.2 Continuité

THÉORÈME : 3

Une série de puissance

$$\sum_{n=0}^{\infty} a_n(z - z_0)^n \quad (5.43)$$

représente une fonction continue à l'intérieur de son cercle de convergence.

Ceci exploite directement la définition de la continuité. Soit $S(z) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n(z - z_0)^n$ dans $|z - z_0| = R$ et z_1 à l'intérieur de ce cercle.

$$\forall \epsilon > 0, \exists \delta > 0 \text{ t.q. si } |z - z_1| < \delta \text{ alors } |S(z) - S(z_1)| < \epsilon \quad (5.44)$$

et δ est suffisamment petit pour que z dans $|z - z_0| < R$ (continuité de $S(z)$ en z_1).

5.3.3 Intégration d'une série de puissance

THÉORÈME : 4

Considérons une série de puissance $S(z) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n(z - z_0)^n$ avec comme cercle de convergence $|z - z_0| = R$, \mathcal{C} un chemin admissible fermé intérieur au cercle de convergence de $g(z)$ une fonction continue sur \mathcal{C} . Sous ces hypothèses, on peut intégrer terme à terme la série après l'avoir multipliée par une fonction continue arbitraire.

$$\oint_{\mathcal{C}} g(z) S(z) dz = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \oint_{\mathcal{C}} g(z) (z - z_0)^n dz \quad (**) \quad (5.45)$$

Un corollaire de ce théorème démontré ci-dessous est que la somme $S(z) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n(z - z_0)^n$ est analytique en tout point z intérieur au cercle de convergence de cette ssss série.

Démonstration.

Posons $g(z) = 1$. Par Cauchy-Goursat :

$$\oint_{\mathcal{C}} g(z) (z - z_0)^n dz = \oint_{\mathcal{C}} (z - z_0)^n dz = 0 \quad (n = 1, 2, \dots) \quad (5.46)$$

pour tout chemin admissible fermé à l'intérieur du cercle de convergence. Par substitution dans (**):

$$\oint_{\mathcal{C}} S(z) dz = 0 \quad (***) \quad (5.47)$$

Comme $S(z)$ est continue et (***) est vérifiée pour tout \mathcal{C} dans la région de convergence, par le théorème de Morera³, $S(z)$ est analytique dans le disque ouvert borné par le cercle de convergence. \square

5.3.4 Dérivée d'une série de puissances

THÉORÈME : 5

On peut dériver une série de puissance terme à terme :

$$S'(z) = \sum_{n=1}^{\infty} n a_n (z - z_0)^{n-1} \quad (5.48)$$

pour tout z à l'intérieur du cercle de convergence.

Démonstration.

Soit \mathcal{C} un chemin admissible fermé simple entourant z , orienté dans le sens positif et intérieur au cercle de convergence.

Considérons $g(s) = \frac{1}{2\pi i} \frac{1}{(s-z)^2}$ pour tout s sur \mathcal{C} . Comme $g(s)$ est continue, par le théorème 4 :

$$\oint_{\mathcal{C}} g(s) S(s) ds = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \oint_{\mathcal{C}} g(s) (s - z_0)^n ds \quad (---)'' \quad (5.49)$$

En appliquant la deuxième formule de Cauchy, je peux transformer ma première intégrale :

$$\oint_{\mathcal{C}} g(s) S(s) ds = \frac{1}{2\pi i} \oint_{\mathcal{C}} \frac{S(s)}{(s-z)^2} ds = S'(z) \quad (5.50)$$

Comme on sait que $S(z)$ est une fonction analytique dans \mathcal{C} et à l'intérieur, on vient de le montrer. Comme z est à l'intérieur de \mathcal{C} , les hypothèses d'une des formules de Cauchy sont vérifiées, celle donnant la dérivée.

Comme nous avons aussi :

$$\begin{aligned} \oint_{\mathcal{C}} g(s) (s - z_0)^n ds &= \frac{1}{2\pi i} \oint_{\mathcal{C}} \frac{(s - z_0)^n}{(s - z)^2} ds \\ &= \frac{d}{dz} (z - z_0)^n \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \end{aligned} \quad (5.51)$$

Par substitution dans $(---)''$ on démontre le théorème :

$$S'(z) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \frac{d}{dz} (z - z_0)^n \quad (5.52)$$

\square

3. La "sorte" de réciproque du théorème de Cauchy-Goursat.

EXEMPLE : Soit la fonction $f(z) = \frac{1}{(1+z)^2}$, nous obtenons :

$$\frac{1}{1+z} = \sum_0^{\infty} (-1)^n z^n \quad (|z| < 1) \quad (5.53)$$

$$\frac{1}{(1+z)^2} = \sum_1^{\infty} (-1)^{n-1} n z^{n-1} \quad (|z| < 1) \quad (5.54)$$

$$= \sum_0^{\infty} (-1)^n (n+1) z^n \quad (|z| < 1) \quad (5.55)$$

5.3.5 Unicité de la représentation par une série de puissance

Série de Taylor

Si

$$\sum_{n=0}^{\infty} a_n (z - z_0)^n = \sum_{n=0}^{\infty} b_n (z - z_0)^n = f(z) \quad |z - z_0| < R \quad (5.56)$$

alors $a_n = b_n = \frac{f^n(z_0)}{n!}$ et la série est le développement en série de Taylor de $f(z)$ en puissance de $(z - z_0)$.

Série de Laurent

Si la série

$$\sum_{-\infty}^{\infty} c_n (z - z_0)^n \quad (5.57)$$

converge vers $f(z)$ en tout point d'un domaine en forme d'anneau autour de z_0 , alors c'est le développement en série de Laurent de f en puissances de $(z - z_0)$ dans ce domaine

EXEMPLE : Soit la fonction $f(z) = \sum_0^{\infty} a_n (z - z_0)^n \quad |z - z_0| < R$. Amusons-nous à calculer $f(z)$ en z_0 ainsi que ses dérivées :

$$f(z_0) = a_0 \quad (5.58)$$

$$f'(z) = \sum_1^{\infty} a_n n (z - z_0)^{n-1} \quad (5.59)$$

$$f'(z_0) = a_1 \quad (5.60)$$

$$f''(z) = \sum_2^{\infty} a_n n(n-1) (z - z_0)^{n-2} \quad (5.61)$$

$$f''(z_0) = 2a_2 \quad (5.62)$$

$$f^{(m)}(z) = \sum_m^{\infty} a_n n(n-1) \dots (n-m+1) (z - z_0)^{n-m} \quad (5.63)$$

$$f^{(m)}(z_0) = m! a_m \quad (5.64)$$

On retrouve les formules bien connues du dev de Taylor

5.3.6 Multiplication de séries de puissances

Pour les quatre opérations de base, la manipulation des séries de puissances se fait de façon analogue aux polynômes, en utilisant les propriétés de commutativité et de distributivité.

EXEMPLE : Soit la fonction $f(z) = \frac{e^z}{1+z}$, on a :

$$e^z = 1 + z + \frac{z^2}{2!} + \dots \quad (|z| < \infty) \quad (5.65)$$

$$\frac{1}{1+z} = 1 - z + z^2 - z^3 + \dots \quad (|z| < 1) \quad (5.66)$$

et donc

$$\frac{e^z}{1+z} = 1 + z^2 \left(1 - 1 + \frac{1}{2}\right) + z^3 \left(-1 + 1 - \frac{1}{2} + \frac{1}{6}\right) + \dots \quad (|z| < 1) \quad (5.67)$$

Chapitre 6

Résidus et pôles

6.1 Résidu et théorème des résidus

6.1.1 Point singulier isolé

On dira que z_0 est un point isolé de $f(z)$ si :

- f n'est pas analytique en z_0 mais analytique en certains points autour de z_0 .
- Il existe un ϵ tel que f est analytique dans $0 < |z - z_0| < \epsilon$.

EXEMPLE :

1. La fonction $f(z) = \frac{z^3}{z^2(z^2+5)}$ possède trois points singuliers isolés : $z = 0, \pm i\sqrt{5}$.
2. Pour $\text{Log } z$, zéro est un point singulier, mais pas isolé.

6.1.2 Notion de résidu

Soit z_0 un point singulier isolé. Ceci implique qu'il existe un R_2 tel que f est analytique pour tout z dans $|z - z_0| < R_2$, où $f(z)$ est représenté par le développement en série de Laurent :

$$f(z) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n(z - z_0)^n + \frac{b_1}{z - z_0} + \frac{b_2}{(z - z_0)^2} + \cdots + \frac{b_n}{(z - z_0)^n} + \cdots \quad (0 < |z - z_0| < R_2) \quad (6.1)$$

avec $b_n = \frac{1}{2\pi i} \oint_{\mathcal{C}} \frac{f(z)}{(z - z_0)^{-n+1}} dz$ ($n = 1, 2, \dots$) avec en particulier $b_1 = \frac{1}{2\pi i} \oint_{\mathcal{C}} f(z) dz$.

A retenir : Définition

Le résidu de f au point singulier isolé z_0 est le coefficient de $\frac{1}{z - z_0}$ dans le développement en série de Laurent de $f(z)$ en puissance de $(z - z_0)$ pour $0 < |z - z_0| < R_2$.

On le notera :

$$b_1 = \text{Res}_{z=z_0} f(z) \quad (6.2)$$

Ce résidu permet de simplifier fortement le calcul d'intégrale. Nous verrons également qu'il est possible de le calculer sans déballer le dev. de Laurent.

6.1.3 Théorème des résidus

Mais comment calculer des intégrales ? Avec le résidu défini ci-dessus ça devient plus simple : il suffit de faire la somme des résidus aux différents points singuliers (avec un facteur de $2\pi i$) :

THÉORÈME : INCLURE SCHEMA SLIDE 7/19

Soit \mathcal{C} un chemin admissible fermé, simple, orienté dans le sens positif et f analytique en tout point de \mathcal{C} ainsi qu'à l'intérieur de \mathcal{C} sauf en un nombre fini de points singuliers isolés z_k ($k = 1, 2, \dots, n$) à l'intérieur de \mathcal{C} :

$$\oint_{\mathcal{C}} f(z) dz = 2\pi i \sum_{k=1}^n \text{Res}_{z=z_k} f(z) \quad (6.3)$$

Démonstration.

Découle directement du théorème de Cauchy-Goursat, la troisième proposition :

$$\oint_{\mathcal{C}} f(z) dz - \sum_{k=1}^n \oint_{C_k} f(z) dz = 0 \quad (6.4)$$

Ceci impliquant :

$$\oint_{C_k} f(z) dz = 2\pi i \text{Res}_{z=z_k} f(z) \quad (6.5)$$

□

EXEMPLE : 1

$$\oint_C \frac{\cos(z)}{z^3} dz = 2\pi i \text{Res}_{z=0} \overbrace{(\cos(z)z^{-3})}^{f(z)} \quad (C \equiv |z| = 1) \quad (6.6)$$

En sachant que

$$f(z) = \frac{1}{z^3} \left(1 - \frac{z^2}{2!} + \frac{z^4}{4!} + \dots \right) \quad (0 < |z| < \infty) \quad (6.7)$$

$$= \frac{1}{z^3} - \frac{1}{2z} + \dots \quad (6.8)$$

le résidu (de cette fonction) étant le coefficient de $1/z \rightarrow \text{résidu} = -1/2$

Ainsi, l'intégrale vaut

$$\oint_C \frac{\cos(z)}{z^3} dz = -\pi i \quad (C \equiv |z| = 1) \quad (6.9)$$

EXEMPLE : 2

$$\oint_C \overbrace{\frac{5z-2}{z(z-1)}}^{f(z)} dz = 2\pi i (Res_{z=1} f(z) + Res_{z=0} f(z)) \quad (C \equiv |z| = 2) \quad (6.10)$$

En sachant que

$$f(z) = \frac{5z-2}{z(z-1)} = \frac{2}{z} + \frac{3}{z-1} \quad (6.11)$$

$$= \frac{2}{z} + \sum_0^{\infty} a_n z^n \quad (0 < |z| < 1) \quad (6.12)$$

$$= \frac{3}{z-1} + \sum_0^{\infty} b_n (z-1)^n \quad (0 < |z-1| < 1) \quad (6.13)$$

le résidu vaut donc respectivement pour $z = 0$ et $z = 1$, 2 et 3.

Nous obtenons donc

$$\oint_C \frac{5z-2}{z(z-1)} dz = 10\pi i \quad (6.14)$$

6.2 Calcul du résidu

6.2.1 Trois types de points singuliers isolés

On utilise la partie principale du développement en série de Laurent. Considérons z_0 un point singulier isolé : $\exists R_2 > 0$:

$$f(z) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n (z-z_0)^n + \frac{b_1}{z-z_0} + \frac{b_2}{(z-z_0)^2} + \dots \quad (6.15)$$

La partie principale de f en z_0 est alors :

$$\frac{b_1}{z-z_0} + \frac{b_2}{(z-z_0)^2} + \dots + \frac{b_n}{(z-z_0)^n} + \dots \quad (6.16)$$

Ceci étant maintenant clair comme de l'eau de roche, voici ce qui justifie le titre de cette sous-section :

A retenir :

1. S'il existe m tq :

$$b_m \neq 0 \text{ et } b_{m+1} = b_{m+2} = \dots = 0 \quad (6.17)$$

alors z_0 est un **pôle** d'ordre m de $f(z)$. Si $m = 1$ le pôle est dit *simple*.

2. Si $b_n = 0 \forall n$ alors z_0 est un **point singulier artificiel** de $f(z)$.
3. Si la partie principe contient un nombre infini de terme, z_0 est un **point singulier essentiel** de $f(z)$.

EXEMPLE : 1

$$e^{\frac{1}{z}} = \sum_0^{\infty} \frac{1}{z^n} \frac{1}{n!} \quad (0 < |z| < \infty) \quad (6.18)$$

Nous avons donc un nombre ∞ de terme en puissance négative de $z \rightarrow z = 0$ est un point singulier *essentiel*.

Prenons un autre exemple :

$$\frac{\sinh(z)}{z^4} = \frac{1}{z^4} \left(z + \frac{z^3}{3!} + \frac{z^5}{5!} + \dots \right) \quad (0 < |z| < \infty) \quad (6.19)$$

$$= \frac{1}{z^3} + \frac{1}{6z} + \frac{z}{5!} \quad (6.20)$$

Nous avons donc un pôle de multiplicité d'ordre 3 (degré le plus haut des puissance négative de z)

EXEMPLE : 2

$$f(z) = \frac{1 - \cos(z)}{z^2} \quad (0 < |z| < \infty) \quad (6.21)$$

$$= \frac{1 - (1 - \frac{z^2}{2!} + \frac{z^4}{4!} + \dots)}{z^2} \quad (6.22)$$

$$= \frac{1}{2!} - \frac{z^2}{4!} + \dots \quad (0 < |z| < \infty) \quad (6.23)$$

Associer $f(0) = \frac{1}{2} \mid \lim_{z \rightarrow 0} f(z) = \frac{1}{2}$

THÉORÈME : R1

Un point singulier isolé z_0 de f est un pôle d'ordre m si et seulement si

$$f(z) = \frac{\phi(z)}{(z - z_0)^m} \quad (6.24)$$

où $\phi(z)$ est analytique et non nulle en z_0 . En outre :

$$\begin{aligned} \text{Res}_{z=z_0} f(z) &= \phi(z_0) & \text{si } m = 1 \\ \text{Res}_{z=z_0} f(z) &= \frac{\phi^{(m-1)}(z_0)}{(m-1)!} & \text{si } m \geq 2 \end{aligned} \quad (6.25)$$

Ce théorème donne le résidu de façon rapide, pour autant que l'on sait factoriser $f(z)$ de la façon suivante. Il faut bien qu'il y ai un facteur 1 au dénominateur sinon *slenderman* arrive.

Démonstration.

Sens direct

Ecrivons le développement de Taylor au voisinage de z_0 en supposant que $f(z)$ est de la forme (6.24) :

$$\phi(z) = \phi(z_0) + \frac{\phi'(z_0)}{1!}(z - z_0) + \dots + \frac{\phi^{(m-1)}(z_0)}{(m-1)!}(z - z_0)^{m-1} + \sum_{n=m}^{\infty} \frac{\phi^{(n)}(z_0)}{n!}(z - z_0)^n \quad (6.26)$$

Pour un voisinage de $z_0, |z - z_0| < \epsilon$, on obtient un developpement qui possède une série de Laurent. Comme ϕ est nulle, on peut conclure que le terme en $1/(z - z_0)$ est bien un pôle d'ordre m en z_0 .

Réciproquement

Supposons que z_0 soit un pôle d'ordre m de f , c'est à dire :

$$f(z) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n (z - z_0)^n + \frac{b_1}{z - z_0} + \cdots + \frac{b_m}{(z - z_0)^m} \quad (0 < |z - z_0| < R_2), b_m \neq 0 \quad (6.27)$$

Définissons une fonction $\phi(z)$ définie par :

$$\phi(z) = \begin{cases} (z - z_0)^m f(z) & \text{si } z \neq z_0 \\ b_m & \text{si } z = z_0 \end{cases} \quad (6.28)$$

Cette fonction possède le développement en série suivant :

$$\phi(z) = b_m + b_{m-1}(z - z_0) + \cdots + b_2(z - z_0)^{m-2} + b_1(z - z_0)^{m-1} + \sum_{n=0}^{\infty} a_n (z - z_0)^{m+n} \quad (6.29)$$

dans $|z - z_0| < R_2$. Comme le développement existe, cela implique que $\phi(z)$ est analytique dans $|z - z_0| < R_2$ (en particulier en z_0) et que $\phi(z_0) = b_m \neq 0$. \square

EXEMPLE : Choisissons la fonction ci-dessous et appliquons le théorème R1

$$f(z) = \frac{z^3 + 2z}{(2z - i)^3} = \frac{\overbrace{[(z^3 + 2z)/2^3]}^{\phi(z)}}{(z - \frac{i}{2})^3} \quad (6.30)$$

Calculons le résidu (à l'aide du théorème R1) en $z = 1/2$, l'un des points singuliers de la fonction

$$Res_{z=\frac{1}{2}} f(z) = \frac{\phi''(z)}{2!} \Big|_{z=\frac{1}{2}} \quad (6.31)$$

$$= \frac{6z/2^3}{2!} \Big|_{z=\frac{1}{2}} \quad (6.32)$$

$$= \frac{3i}{16} \quad (6.33)$$

Il est parfois compliqué de factoriser le dénominateur pour le mettre sous la forme du THÉORÈME R1. Si c'est le cas, on préférera le théorème suivant¹ :

THÉORÈME : R2

Soient deux fonctions p et q analytiques en z_0 . Si :

$$p(z_0) \neq 0 \quad q(z_0) = 0 \quad q'(z_0) \neq 0 \quad (6.34)$$

alors z_0 est un pôle simple du quotient $\frac{p(z)}{q(z)}$ et

$$Res_{z=z_0} \frac{p(z)}{q(z)} = \frac{p(z_0)}{q'(z_0)} \quad (6.35)$$

1. Démonstration pas à connaître.

6.3 Zéro de $f(z)$

Def : Soit f analytique en z_0 . Si $f(z_0) = 0$, il existe un entier m tel que $f^{(m)} \neq 0$ et $f'(z_0) = \dots = f^{(m-1)}(z_0) = 0$ alors f possède un zéro d'ordre m en z_0 .

Proposition : f possède un zéro d'ordre m si et seulement si il existe une fonction g analytique et non nulle en z_0 telle que :

$$f(z) = (z - z_0)^m g(z) \quad (6.36)$$

Lien avec pôle : Soient p et q analytiques en z_0 avec $p(z_0) \neq 0$. Si z_0 est zéro d'ordre m de q , alors z_0 est un pôle d'ordre m de $\frac{p}{q}$.

EXEMPLE : Calculons la valeurs de la fonction ci-dessous en $z = 0$ ainsi que ses dérivées

$$f(z) = z(e^z - 1) \quad (6.37)$$

$$f(0) = 0 \quad (6.38)$$

$$f'(z) = e^z - 1 + ze^z \rightarrow f'(0) = 0 \quad (6.39)$$

$$f''(z) = e^z + e^z + ze^z \rightarrow f''(0) = 2 \quad (6.40)$$

$$(6.41)$$

pour $m = 2$ on a :

$$f(z) = z^2 g(z) \quad (6.42)$$

Ainsi, $g(z)$ vaut :

$$g(z) = \frac{e^z - 1}{z} = \frac{f(z)}{z^2} \quad (0 < |z| < \infty) \quad (6.43)$$

$$= \frac{1 + z + \frac{z^2}{2!} + \frac{z^3}{3!} + \dots}{z} \quad (6.44)$$

$$= \begin{cases} 1 + \frac{z}{2!} + \frac{z^2}{3!} + \dots & (0 < |z| < \infty) \\ 1 & (z = 0) \end{cases} \quad (6.45)$$

Chapitre 7

Intégrales généralisées

7.1 Évaluation d'intégrales impropres

7.1.1 Intégrales impropres

Avant d'en venir aux propriétés, il faut énoncer trois définitions :

1. Soit $f(x)$ continue $\forall x \geq 0$

$$\int_0^\infty f(x) dx = \lim_{R \rightarrow \infty} \int_0^R f(x) dx \quad (7.1)$$

2. Soit $f(x)$ continue $\forall x$

$$\int_{-\infty}^\infty f(x) dx = \lim_{R_1 \rightarrow \infty} \int_{-R_1}^0 f(x) dx + \lim_{R_2 \rightarrow \infty} \int_0^{R_2} f(x) dx \quad (7.2)$$

3. La **valeur principale de Cauchy**¹ de $\int_{-\infty}^\infty f(x) dx$:

$$P.V. \int_{-\infty}^\infty f(x) dx = \lim_{R \rightarrow \infty} \int_{-R}^R f(x) dx \quad (7.3)$$

PROPRIÉTÉ :

1. Si $\int_{-\infty}^\infty f(x) dx$ converge, sa valeur principale de Cauchy existe et est égale au membre de droite de (7.2).
2. L'existence de P.V. $\int_{-\infty}^\infty f(x) dx$ n'implique pas nécessairement la convergence de (7.2)
3. Si $f(x)$ est une fonction paire et P.V. $\int_{-\infty}^\infty f(x) dx$ existe, alors (en rouge)

$$2 \int_0^\infty f(x) dx = \int_{-\infty}^\infty f(x) dx = P.V. \int_{-\infty}^\infty f(x) dx \quad (7.4)$$

Démonstration.

Propriété 1

$$\begin{aligned} \lim_{R \rightarrow \infty} \int_{-R}^R f(x) dx &= \lim_{R \rightarrow \infty} \left[\int_{-R}^0 f(x) dx + \int_0^R f(x) dx \right] \\ &= \lim_{R \rightarrow \infty} \int_{-R}^0 f(x) dx + \lim_{R \rightarrow \infty} \int_0^R f(x) dx \end{aligned} \quad (7.5)$$

1. *Principal Value*

La convergence des deux dernières limites impliquent donc la convergence P.V. de $\int_{-\infty}^{\infty} f(x) dx$.

Propriété 2 : Donner un contre-exemple

Propriété 3

Rappelons qu'une fonction est paire si $f(-x) = f(x) \forall x$. Par symétrie du graphe de la fonction $y = f(x)$ par rapport à l'axe y on peut écrire que

$$\begin{aligned} \int_{-R_1}^0 f(x) dx &= \frac{1}{2} \int_{-R_1}^{R_1} f(x) dx \\ \int_0^{R_2} f(x) dx &= \frac{1}{2} \int_{-R_2}^{R_2} f(x) dx \end{aligned} \quad (7.6)$$

Si le membre de droite converge, alors forcément celui de gauche aussi. On a dès lors, en sommant les deux équations :

$$\int_{-R_1}^0 f(x) dx + \int_0^{R_2} f(x) dx = \frac{1}{2} \int_{-R_1}^{R_1} f(x) dx + \frac{1}{2} \int_{-R_2}^{R_2} f(x) dx \quad (7.7)$$

En faisant tendre $R_1, R_2 \rightarrow \infty$ et en supposant l'existence des limites dans le membre de droite :

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(x) dx = P.V. \int_{-\infty}^{\infty} f(x) dx \quad (7.8)$$

En outre, (7.6) implique :

$$\int_0^{\infty} f(x) dx = \frac{1}{2} \left[P.V. \int_{-\infty}^{\infty} f(x) dx \right] \quad (7.9)$$

□

EXEMPLE :

$$PV \int_{-\infty}^{+\infty} x dx = \lim_{R \rightarrow \infty} \int_{-R}^R x dx \quad (7.10)$$

$$= \lim_{R \rightarrow \infty} \left. \frac{x^2}{2} \right|_{-R}^R = 0 \quad (7.11)$$

$$\lim_{R \rightarrow \infty} \int_0^R x dx = \lim_{R \rightarrow \infty} \left. \frac{x^2}{2} \right|_0^R \rightarrow \infty \quad (7.12)$$

7.1.2 Intégrales de fractions rationnelles

Pas vu en cours, si ce n'est cet exemple :

EXEMPLE : (dessin sur le slide)

Calculons l'intégrale ci-dessous

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \underbrace{\frac{dx}{x^2+1}}_{fct \text{ pair}} = PV \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{dx}{x^2+1} \quad (7.13)$$

Nous ne savons que calculer les intégrales sur un chemin fermé. On va ruser : on va considérer le chemin de $-R$ à R et le fermer avec un demi-cercle. On s'arrangera ensuite pour que la contribution sur le demi-cercle soit nulle de façon à ce que notre intégrale impropre vaille une intégrale sur un chemin fermé, simple à calculer !

$$\int_{-R}^R \frac{dx}{x^2+1} + \int_{C_R} \frac{dz}{z^2+1} = \oint \frac{dz}{z^2+1} \quad (7.14)$$

Calculons l'intégrale sur le contour fermé grâce au théorème R1 :

$$f(z) = \frac{\overbrace{[1/(z+i)]}^{\phi(z)}}{z-i} \quad (7.15)$$

$$Res_{z=i} f(z) = Res_{z=i} \frac{1}{z^2+1} = \frac{1}{2i} = \frac{-i}{2} \quad (7.16)$$

$$\oint \frac{dz}{z^2+1} = 2\pi i Res_{z=i} \frac{1}{z^2+1} = 2\pi i \left(\frac{-i}{2} \right) = \pi \quad (7.17)$$

Ainsi, la somme vaut :

$$\lim_{R \rightarrow \infty} \int_{-R}^R \frac{dx}{x^2+1} + \lim_{R \rightarrow \infty} \int_{C_R} \frac{dz}{z^2+1} = \pi \quad (7.18)$$

Utilisons le théorème ML :

$$\left| \int_{C_R} \frac{dz}{z^2+1} \right| \leq \frac{\pi R}{R^2-1} \xrightarrow{R \rightarrow \infty} 0 \quad |z^2+1| > |z^2|-1 \quad (7.19)$$

$$PV \int_{-\infty}^{\infty} \frac{dx}{x^2+1} = \pi \Rightarrow \lim_{R \rightarrow \infty} \int_{C_R} \frac{dz}{z^2+1} = 0 \quad (7.20)$$

7.2 Intégrales impropres rencontrées en analyse de Fourier

7.2.1 Classe des intégrale considérée

Nous avons ici :

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(x) \sin(ax) dx \quad \text{ou} \quad \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \cos(ax) dx \quad (7.21)$$

où $f(x) = \frac{p(x)}{q(x)}$ avec $p(x), q(x)$ des polynômes à coefficients réels et sans facteur commun et $q(x)$ sans zéro réel et possède au moins une paire de zéros complexes conjugués.

La difficulté de ces intégrales vient du fait que les modules des fonction sinux et consinus ne sont pas bornés : $|\sin(az)|$ et $|\cos(az)|$ croissent comme $\sinh(ay)$ ou e^{ay} lorsque $y \rightarrow \infty$ rendant le théorème ML non-applicable.

Pour s'en sortir, on peut exploiter les deux faits suivants :

- $\int_{-R}^R f(x) \cos(ax) dx + i \int_{-R}^R f(x) \sin(ax) dx = \int_{-R}^R f(x) e^{iax} dx$
- Le module de $e^{iaz}(e^{-ay})$ est borné pour $y \geq 0$.

EXEMPLE : Rebelote, calculons cette intégrale

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\cos(x)}{x^2+1} dx = PV \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\cos(x)}{x^2+1} dx \quad (7.22)$$

L'exemple est presque similaire au précédent, si ce n'est que comme $|\cos z|$ est non borné, il faut utiliser une autre ruse : prendre $\Re\{e^{ix}\}$.

$$\Re \int_{-R}^R \frac{e^{ix}}{x^2+1} dx = \int_{-R}^R \frac{\cos(x)}{x^2+1} dx \quad (7.23)$$

$$\Re \int_{-R}^R \frac{e^{ix}}{x^2+1} dx + \Re \int_{C_R} \frac{e^{iz}}{z^2+1} dz = \Re \oint \frac{e^{iz}}{z^2+1} dz = 2\pi i \operatorname{Res}_{z=i} \frac{e^{iz}}{z^2+1} \quad (7.24)$$

Calculons la valeur de l'intégrale sur le contour fermé grâce au théorème R1 (encore ^ - ^) :

$$f(z) = \frac{\overbrace{[e^{iz}/(z+i)]}^{\phi(z)}}{z-i} \quad (7.25)$$

$$\operatorname{Res}_{z=i} \frac{e^{iz}}{z^2+1} = \phi(i) = e^{-1}/2i = \frac{-i}{2e} \quad (7.26)$$

$$2\pi i \operatorname{Res}_{z=i} \frac{e^{iz}}{z^2+1} = 2\pi i \left(\frac{-i}{2e} \right) = \frac{\pi}{e} \quad (7.27)$$

Théorème ML pour pas trop changer :

$$\left| \Re \int_{C_R} \frac{e^{iz}}{z^2+1} dz \right| \leq \left| \int_{C_R} \frac{e^{iz}}{z^2+1} dz \right| \leq \frac{\pi R}{R^2-1} \xrightarrow{R \rightarrow \infty} 0 \quad (7.28)$$

$$\lim_{R \rightarrow \infty} \Re \int_{C_R} \frac{e^{iz}}{z^2+1} dz = 0 \Rightarrow \lim_{R \rightarrow \infty} \Re \int_{-R}^R \frac{e^{ix}}{x^2+1} dx = \frac{\pi}{e} = PV \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\cos(x)}{x^2+1} dx \quad (7.29)$$

7.2.2 Lemme de Jordan

Non vu en cours, sera fourni à l'examen si nécessaire.

7.2.3 Intégrales définies incluant $\sin x$ et $\cos x$

On considère ici la classe des intégrales suivantes :

$$\int_0^{2\pi} F(\sin(a\theta), \cos(a\theta)) d\theta \quad a \in \mathbb{Z} \quad (7.30)$$

Pour résoudre ce genre d'intégrale, on va poser que θ est l'argument d'un point z sur le cercle unité \mathcal{C} et posons $z = e^{i\theta}$ ($0 \leq \theta \leq 1\pi$). En exprimant sinus & cosinus de la sorte :

$$\sin(a\theta) = \frac{z^a - z^{-a}}{2i} \quad \cos(a\theta) = \frac{z^a + z^{-a}}{2} \quad d\theta = \frac{dz}{iz} \quad (7.31)$$

Notre intégrale initiale devient alors :

$$\oint_{\mathcal{C}} F\left(\frac{z^a - z^{-a}}{2i}, \frac{z^a + z^{-a}}{2}\right) \frac{dz}{iz} \quad (7.32)$$

On peut l'évaluer par le théorème des résidus si l'intégrand est une fraction rationnelle sans pôle sur \mathcal{C} .

7.2.4 Intégration le long d'une coupe

Il s'agit d'un long exemple (Slide 20-24) d'un niveau supérieur à celui de l'examen. L'astuce est de trouver le "bon" chemin et d'ensuite utiliser le théorème des résidus.

7.3 Principe de l'argument

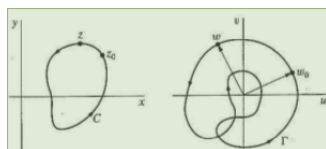


FIGURE 7.1 – Principe de l'argument

Ce principe est à la base de l'étude de la stabilité des boucles à régulations, comme nous aurons le plaisir de le voir en *Automatique*.

Les hypothèses du théorème sont les suivantes : f est analytique dans D , domaine intérieur à \mathcal{C} (admissible simple fermé orienté dans le sens positif) sauf aux pôles dans D . En outre, f analytique et **non nulle** sur \mathcal{C} (en rouge dans les slides).

Utilisons les notations :

- Γ : l'image de \mathcal{C} par transformation $w = f(z)$ qui ne passe pas par l'origine.
- $\Delta_C \arg f(z) = \phi_1 - \phi_0$.
- $\frac{1}{2\pi} \Delta_C \arg f(z) = T$: nombre d'encerclements de l'origine par Γ .

Avant d'énoncer le théorème, intéressons nous à la figure 7.1. Initialement, les points z et z_0 sont confondus, dont l'image est respectivement w et w_0 . Ensuite, ce point z va parcourir le chemin \mathcal{C} et w va parcourir le chemin Γ . Quand w revient en w_0 , son argument (initialement ϕ_0) s'est modifié (ϕ_1). C'est donc un argument multiforme ou ϕ_0 et ϕ_1 sont multipliés l'un l'autre d'un multiple de 2π ; la division par 2π donne le nombre d'encerclement ².

THÉORÈME : ARGUMENT

$$T = Z - P \quad (7.33)$$

Le nombre d'encerclements de l'origine par Γ est égal à la différence entre le nombre de pôles P et de zéros Z de $f(z)$ à l'intérieur de \mathcal{C} (multiplicité prise en compte).

Démonstration.

Le but de la démonstration est d'évaluer $\int_C \frac{f'(z)}{f(z)} dz$ de deux façon différente.

PREMIÈRE MÉTHODE : à partir de la définition de l'intégrale d'une fonction d'une variable complète.

Soit $z = z(t)$, $a \leq t \leq b$, l'équation paramétrique de \mathcal{C} . Compte-tenu de ceci, l'intégrale peut être ré-écrite (substitution de la paramétrisation) :

$$\int_C \frac{f'(z)}{f(z)} dz = \int_a^b \frac{f'(z(t))z'(t)}{f(z(t))} dt \quad (7.34)$$

Comme Γ ne passe pas par l'origine, on peut utiliser les coordonnées polaires : $w = f(z(t)) = \rho(t)e^{i\phi(t)}$, $a \leq t \leq b$. Le numérateur donne :

$$f'(z(t))z'(t) = \frac{d}{dt}f(z(t)) = \frac{d}{dt}(\rho(t)e^{i\phi(t)}) = \rho'(t)e^{i\phi(t)} + i\rho(t)e^{i\phi(t)}\phi'(t) \quad (7.35)$$

2. Ceci n'est pas vu en TP, mais revient souvent aux examens.

Cette expression permet de ré-écrire l'intégrale en deux parties qui existent bien comme $\rho'(t)$ et $\phi'(t)$ sont continues par morceaux pour $a \leq t \leq b$:

$$\int_C \frac{f'(z(t))}{f(z)} = \int_a^b \frac{\rho'(t)}{\rho(t)} dt + i \int_a^b \phi'(t) dt = \ln \rho(t)|_a^b + i\phi|_a^b \quad (7.36)$$

Comme $\rho(a) = \rho(b)$, le premier terme s'annule pour finalement avoir :

$$\int_C \frac{f'(z)}{f(z)} dz = i\Delta_C \arg f(z) \quad (7.37)$$

DEUXIÈME MÉTHODE : théorème des résidus

L'intégrante est analytique dans et sur \mathcal{C} sauf aux pôles et zéros de f . Soit z_0 , **zéro** d'ordre m_0 de f :

$$f(z) = (z - z_0)^{m_0} g(z) \quad (7.38)$$

avec $g(z)$ analytique en z_0 et $g(z_0) \neq 0$. Nous savons que $f(z)$ peut s'écrire de la sorte (cf. un peu plus haut). Regardons ce que donne $f'(z)$:

$$f'(z_0) = m_0(z - z_0)^{m_0-1}g(z) + (z - z_0)^{m_0}g'(z) \quad (7.39)$$

Le rapport donne alors :

$$\frac{f'(z)}{f(z)} = \frac{m_0}{z - z_0} + \frac{g'(z)}{g(z)} \quad (7.40)$$

Or $\frac{g'(z)}{g(z)}$ est analytique en z_0 et possède donc un développement en série de Taylor en puissance de $z - z_0$. Par (7.40), $\frac{g'(z)}{g(z)}$ possède un pôle simple en z_0 avec un résidu m_0 .

De même manière, si z_1 est un **pôle** d'ordre m_1 de $f(z)$; $f(z) = (z - z_1)^{-m_1}\phi(z)$ avec $\phi(z)$ analytique en z_1 et $\phi(z_1) \neq 0$. L'intégrante possède un pôle simple en z_1 avec $-m_1$ en résidu. Par le théorème des résidus :

$$\int_C \frac{f'(z)}{f(z)} dz = 2\pi i(Z - P) \quad (7.41)$$

En égalant les deux expressions obtenues par les deux méthodes :

$$i\Delta_C \arg f(z) = 2\pi iT = 2\pi i(Z - P) \quad (7.42)$$

□

Deuxième partie

Signaux et systèmes

Chapitre 8

Notion de signal et de système

8.1 Notion de signal

8.1.1 Définition

Un signal est une fonction d'une ou de plusieurs variables indépendantes qui contient de l'information sur certains phénomènes. Les signaux sont souvent des fonctions représentant des grandeurs physiques (pression, température, tension électrique, ...).

Signal continu et signal discret

- Signal continu : $x(t), t \in [a, b] | a, b \in \mathbb{R}$
- Signal discret : $x(k), k \in [a, b] | a, b \in \mathbb{Z}$

Signaux continus de base : exp, sin, cos

Par exemple $C \exp(at)$ où $C = |C| \exp(i\theta), a = r + i\omega_0$. On peut également écrire :

$$\begin{aligned} C \exp(at) &= |C| e^{rt} \exp(i(\omega_0 t + \theta)) \\ &= |C| e^{rt} (\cos(\omega_0 t + \theta) + i \sin(\omega_0 t + \theta)) \end{aligned} \quad (8.1)$$

Pour $r < 0$, la sinusoïde sera amortie (comme la réponse d'un circuit RLC, suspension automobile (ressort + dashpot¹))

8.1.2 Fonction d'Heaviside

La fonction d'Heaviside $\nu(t)$ est définie :

$$\nu(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ 1 & t > 0 \end{cases} \quad (8.2)$$

8.1.3 Impulsion de Dirac

On remarque que la "fonction" d'Heaviside n'en est pas vraiment une (pas très injectif, n'est ce pas ?) : on va pouvoir l'approximer grâce à l'impulsion de Dirac².

Le lien avec la fonction d'Heaviside est donné par :

$$\nu(t) = \int_{-\infty}^t \delta(\tau) d\tau \quad (8.3)$$

1. On s'en fiche, mais j'aimais bien le mot *dashpot*.

2. Un traitement rigoureux requiert l'utilisation de la théorie des fonctions généralisées.

L'impulsion de Dirac est la dérivée première de la fonction d'Heaviside : $\delta(t) = \frac{d\nu(t)}{dt}$. Si $t > 0$, on retrouve bien le fameux 1 défini en (8.2), sinon l'impulsion n'est pas dans l'intervalle d'intégration et l'on retrouvera bien 0.

L'approximation de la fonction d'Heaviside est la suivante :

$$\nu_\epsilon(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ \frac{t}{\epsilon} & 0 \leq t \leq \epsilon \\ 1 & t \geq \epsilon \end{cases} \quad (8.4)$$

La dérivée $\delta_\epsilon = \frac{d\nu_\epsilon}{dt}$ correspond à une impulsion de durée ϵ et de surface unitaire. On retrouve bien $\delta(t) = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \delta_\epsilon(t)$.

Pour la représentation graphique, on considère le cas où la base tend vers zéro et donc la hauteur est très élevée. **Attention !** Il est faux de dire $\delta(0) = 1$.

8.2 Notion de système

8.2.1 Définition

Un système est un dispositif qui répond à un ou plusieurs signaux d'entrées en engendrant un ou plusieurs signaux de sortie. Il peut être considéré comme un ensemble de composants interconnectés par lesquels les signaux d'entrée sont transformés.

8.2.2 Classe des systèmes linéaires permanents (SLP)

Un système décrit par l'équation $y(t) = \varphi(u(t))$ est linéaire s'il vérifie les propriétés de superposition et d'homothétie, c'est-à-dire :

1. *Propriété de superposition.*

Si $y_1(t) = \varphi(u_1(t))$, $y_2(t) = \varphi(u_2(t))$, alors :

$$y_1(t) + y_2(t) = \varphi(u_1(t) + u_2(t)) \quad (8.5)$$

2. *Propriété d'homothétie.*

$$ay_1(t) = \varphi(au_1(t)) \quad a \in \mathbb{C} \quad (8.6)$$

Ces deux propriétés peuvent être reprises en une seule expression :

$$ay_1(t) + by_2(t) = \varphi(au_1(t) + bu_2(t)) \quad a, b \in \mathbb{C} \quad (8.7)$$

Définition d'un système permanent (Time invariant system)

Si $y(t)$ est la sortie correspondant à $u(t)$, alors $y(t - t_0)$ est la sortie correspondant à $u(t - t_0) \forall t_0$.

EXEMPLE : Soit $y(t) = u(2t)$ non permanent (time varying). Si l'on impose un changement d'échelle temporelle (compression d'un facteur 2 dans le temps) alors tout décalage temporel de l'entrée est comprimé d'un facteur 2.

Chapitre 9

Convolution - Réponse d'un SLP

9.1 Réponse d'un SLP

9.1.1 Représentation d'un signal continu en termes d'impulsions

Avant toute chose, l'impulsion de Dirac peut elle aussi être approximée :

$$\delta_\epsilon(t) = \begin{cases} \frac{1}{\epsilon} & 0 \leq t \leq \epsilon \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (9.1)$$

La méthode utilisée ici est la même que celle utilisée pour obtenir les intégrales de Riemann. Considérons un signal $u(t)$ approché par la fonction en escalier $\hat{u}(t)$:

$$\hat{u}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\epsilon) \delta_\epsilon(t - k\epsilon) \quad (9.2)$$

où un seul terme est non nul dans la somme, pour chaque valeur de t . Lorsque $\epsilon \rightarrow 0$, $\hat{u}(t) \rightarrow u(t)$ et donc :

$$u(t) = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\epsilon) \delta_\epsilon(t - k\epsilon) \quad (9.3)$$

Cette somme tend gentilement vers une intégrale

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) \delta(t - \tau) d\tau \quad (9.4)$$

9.1.2 Réponse impulsionnelle d'un SLP et convolution

La démarche est de calculer la réponse $\hat{y}(t)$ d'un SLP au signal $\hat{u}(t)$ puis d'ensuite faire tendre ϵ vers zéro pour déduire la réponse $y(t)$ à $u(t)$.

Notons $\hat{h}_{k\epsilon}(t)$ la réponse d'un système linéaire continu au signal d'entrée $\delta_\epsilon(t - k\epsilon)$. Par les propriétés de superposition et d'homothétie, je peux exprimer $\hat{y}(t)$ comme la somme des réponses de chacune de ses impulsions. La somme approchée est donnée par :

$$\hat{y}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\epsilon) \hat{h}_{k\epsilon}(t) \quad (9.5)$$

Lorsque $\epsilon \rightarrow 0$, $\hat{u}(t) \rightarrow u(t)$ et $\hat{y}(t) \rightarrow y(t)$. Si ϵ est suffisamment petit, la durée de l'impulsion $\delta_\epsilon(t - k\epsilon)$ n'importe pas. Notons $h_\tau(t)$ la réponse du système au temps t à l'entrée $\delta(t - \tau)$ (l'impulsion à l'instant τ). Il vient :

$$\begin{aligned} y(t) &= \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\epsilon) \hat{h}_{k\epsilon}(t) \epsilon \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) h_\tau(t) d\tau \end{aligned} \quad (9.6)$$

Convolution

Si en plus d'être linéaire, le système est permanent, alors $h_\tau(t) = h(t - \tau)$ où $h(t)$ est la réponse du système à l'entrée $\delta(t)$.

Définition : réponse impulsionnelle d'un SLP := réponse du système au signal d'entrée $\delta(t)$, notée $h(t)$. En substituant $h(t)$ par $h(t - \tau)$ dans l'équation (9.6) on trouve¹ :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) h_\tau(t - \tau) d\tau \quad (9.7)$$

c'est à dire la **convolution** ou **produit de convolution** de $u(t)$ et $h(t)$.

On utilise comme notation pour le produit de convolution $y(t) = u(t) * h(t)$. Tout ce qui est nécessaire pour la sortie, c'est la réponse impulsionnelle. Cette notion caractérise entièrement le SLP.

9.1.3 Réponse indicielle d'un SLP

La réponse indicielle d'un SLP correspond à sa réponse l'entrée $u(t) = \nu(t)$ (fonction d'Heaviside).

Grâce à la commutativité de la convolution, je peux écrire mon intégrale de la sorte :

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \nu(t - \tau) d\tau = \int_{-\infty}^t h(\tau) d\tau \quad (9.8)$$

où s est appelé la réponse indicielle. Cette forme se justifie par le fait que pour les $\tau > t$, l'intégrale est nulle. L'équation (9.8) permet d'écrire :

$$h(t) = \frac{ds(t)}{dt} \quad (9.9)$$

En général, il est plus facile de déterminer $s(t)$ que $h(t)$ (expérimentalement).

9.2 Système décrit par une équation différentielle ordinaire

9.2.1 Formulation du problème

Considérons la loi décrivant le comportement d'un circuit RC :

$$\frac{dv_c(t)}{dt} + \frac{1}{RC} v_c(t) = v_s(t) \quad (9.10)$$

Cette équation est-elle suffisante pour déterminer $v_c(t)$ de façon explicite ? On observe que :

- Une EDO fournit une description implicite du système au lieu d'une expression explicite de la sortie en fonction de l'entrée.
- La résolution d'une EDO nécessite des conditions auxiliaires
- Une EDO décrit uniquement une contrainte liant l'entrée et la sortie d'un système.

En posant ainsi des conditions (souvent initiale) et en procédant comme vu en *Analyse I, II* on peut trouver la solution.

1. Par définition

9.2.2 EDO et SLP

Considérons maintenant une EDO d'ordre n où y et u sont fonctions de t :

$$y^{(n)} + a_1 y^{(n-1)} + \dots + a_{n-1} y' + a_n y = b_0 u^{(m)} + b_1 u^{(m-1)} + \dots + b_{m-1} u' + b_m u \quad (9.11)$$

Elle représente un SLP si les CI correspondent à un système initialement au repos.

Def : un système est initialement au repos si lorsque $u(t) = 0 \forall t < t_0, y(t) = 0 \forall t < t_0$. Lorsque les CI ne sont pas données cela suppose implicitement que le système est au repos avec pour CI :

$$y(t_0^-) = y'(t_0^-) = \dots = y^{(n-1)}(t_0^-) = 0 \quad (9.12)$$

Comme t_0 est arbitraire, c'est souvent plus fun de prendre $t_0 = \ln(\frac{2\pi}{e^4})$ pour l'évaluer.

Déterminer la solution $y(t)$, $t \geq 0$ d'un tel problème pour l'entrée $u(t) = \delta(t)$ n'est pas toujours simple : la transformée de Laplace fournira une méthode simple et systématique pour résoudre le problème.

9.3 Propriété du produit de convolution

9.3.1 Commutativité et associativité

En effectuant le changement de variable $s = t - \tau$, on montre facilement que le produit de convolution est commutatif :

$$h(t) = h_1(t) * h_2(t) = h_2(t) * h_1(t) \quad (9.13)$$

Même si c'est mathématiquement correct, il faut faire attention à l'application physique : changer le sens de "deux blocs" n'a pas toujours de sens !

9.3.2 Distributivité par rapport à l'addition

La propriété est la suivante :

$$u(t) * (h_1(t) + h_2(t)) = (u(t) * h_1(t)) + (u(t) * h_2(t)) \quad (9.14)$$

Voir slide 29-31 pour une petite application gentille comme tout.

9.3.3 Existence d'un élément neutre pour le produit de convolution

L'élément neutre pour le produit est l'impulsion de Dirac. En effet :

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) \delta(t - \tau) d\tau = u(t) * \delta(t) \quad (9.15)$$

Chapitre 10

Série de Fourier et transformée de Fourier

10.1 Motivation

On remarque la forme simple de la réponse d'un SLP à une entrée de la forme $e^{i\omega t}$, $\omega \in \mathbb{R}$. En effet, la sortie d'un SLP pour ce type d'entrée :

$$\begin{aligned} y(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) u(t - \tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \exp(i\omega(t - \tau)) d\tau \\ &= \exp(i\omega t) \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \exp(-i\omega\tau) d\tau \end{aligned} \quad (10.1)$$

Si l'intégrale converge, le résultat n'est que l'entrée pondérée d'un certain facteur $H(i\omega)$:

$$y(t) = H(i\omega) \exp(i\omega t) \quad (10.2)$$

où $H(i\omega)$ est une constante complexe définie par $H(i\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \exp(-i\omega\tau) d\tau$.

Autre motivation : la décomposition de l'entrée donne un formalisme très simple pour calculer la sortie :

$$y(t) = \sum_k a_k H(i\omega_k) \exp(i\omega_k t) \quad (10.3)$$

10.2 Série de Fourier

10.2.1 Définition

Considérons un signal périodique $x(t)$ de période $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$. Son expression en série de Fourier :

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{ik\omega_0 t} \quad \text{où} \quad a_k = \frac{1}{T} \int_T x(t) e^{-ik\omega_0 t} dt \quad (10.4)$$

où a_k sont les coefficients de la série de Fourier. Les termes correspondant à $k = \pm 1$ sont dit *fondamental* ou *premier harmonique*.

EXEMPLE : Soit la fonction $x(t)$, nulle partout sauf dans l'intervalle $[-T_1, T_1]$, ayant une surface valant 1 et périodique de période T ($T_1 < T$). Calculons ses coefficients de Fourier

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \overbrace{x(t)}^1 dt \quad (10.5)$$

$$= \frac{1}{T} \int_{-T_1}^{T_1} dt = \frac{2T_1}{T} \quad (10.6)$$

$$a_k = \frac{1}{T} \int_{-T_1}^{T_1} e^{-ik\omega_0 t} dt = \frac{1}{T} \frac{1}{-ik\omega_0} \left[e^{-ik\omega_0 t} \right]_{-T_1}^{T_1} \quad (10.7)$$

$$= \frac{1}{\underbrace{T\omega_0}_{2\pi} k} \left[\frac{e^{-ik\omega_0 T_1} - e^{ik\omega_0 T_1}}{i} \right] \quad (10.8)$$

$$\Rightarrow a_k = \frac{\sin(k\omega_0 T_1)}{k\pi} \quad (10.9)$$

10.2.2 Conditions de convergence

L'expression mathématique de la convergence est : $\int_T |x(t)|^2 dt < \infty$. Ceci n'est garanti que si les a_k sont finis. Comme en *Analyse II*, on définit la convergence en moyenne quadratique :

$$e_N(t) = x(t) - \sum_{k=-N}^N a_k e^{ik\omega_0 t} \quad (10.10)$$

alors :

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \int_T |e_N(t)|^2 dt = 0 \quad (10.11)$$

Il existe trois types de "définition" de la convergence, toutes trois données par les *conditions de Dirichlet* :

A retenir : conditions de Dirichlet

Les trois conditions de Dirichlet s'énoncent :

1. $\int_T |x(t)| < \infty$
2. Nombre fini d'extremums sur une période
3. Nombre fini de discontinuités, uniquement de première espèce, dans tout intervalle fini

Ces conditions garantissent :

- Les coefficients a_k sont finis
- Égalité entre $x(t)$ et sa série de Fourier en tout point où la fonction est continue.
- Aux point de discontinuité ^a :

$$\frac{x(t^+) + x(t^-)}{2} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{ik\omega_0 t} \quad (10.12)$$

^a. Convergence simple

EXEMPLE :

$$|a_k| = \int_T \overbrace{|x(t)|}^{|x(t)|} |e^{-ik\omega_0 t}| dt \quad (10.13)$$

$$= \int_T |x(t)| dt < \infty \quad (10.14)$$

10.3 Transformée de Fourier d'un signal continu non périodique

Notre appréciation d'un signal sonore est directement liée au spectre (ou au contenu harmonique) de ce signal. Le spectre n'est rien d'autre que la transformée de Fourier du signal acoustique.

10.3.1 Obtention de la transformée de Fourier

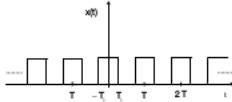


FIGURE 10.1 – Onde carrée périodique

Jusqu'à présent, nous n'avons utilisé que des signaux périodiques et l'on voudrait avoir la "généralisation" aux signaux qui ne le sont pas. Les coefficients de Fourier de l'onde carrée périodique sont :

$$a_k = \frac{2 \sin(k\omega_0 T_1)}{k\omega_0 T} \quad (10.15)$$

L'idée est de faire tendre la période vers l'infini pour n'en avoir plus qu'une et obtenir un signal apériodique. Le produit Ta_k peut être considéré comme un échantillon d'une fonction enveloppe :

$$Ta_k = \frac{2 \sin(k\omega_0 T_1)}{k\omega_0} = \frac{2 \sin(\omega T_1)}{\omega} \Big|_{\omega=k\omega_0} \quad (10.16)$$

En faisant $T \rightarrow \infty$, l'onde carrée devient bien un signal apériodique : les coefficients Ta_k tendent vers la fonction *enveloppe* appelée la *transformée de Fourier du signal apériodique*.

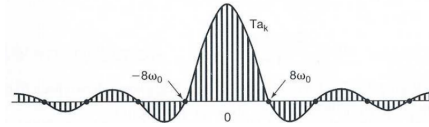


FIGURE 10.2 – Fonction enveloppe

Généralisation - raisonnement de Joseph Fourier

Considérons $x(t)$ t.q. $x(t) = 0$ pour $|t| \geq T_1$ et $\tilde{x}(t)$ une fonction périodique de période T dont une période coïncide avec $x(t)$.

La série de Fourier de $\tilde{x}(t)$ vaut :

$$\tilde{x}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{ik\omega_0 t} \quad \text{avec} \quad a_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \tilde{x}(t) e^{-ik\omega_0 t} dt \quad (10.17)$$

Par définition de $x(t)$:

$$a_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) e^{-ik\omega_0 t} dt = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-ik\omega_0 t} dt \quad (10.18)$$

Soit $X(i\omega)$ l'enveloppe de Ta_k :

$$X(i\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-i\omega t} dt \quad (10.19)$$

Il en résulte :

$$a_k = \frac{1}{T} X(ik\omega_0) \quad (10.20)$$

Soit encore :

$$\begin{aligned} \tilde{x}(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} X(ik\omega_0) e^{ik\omega_0 t} \\ &= \frac{1}{2\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(ik\omega_0) e^{ik\omega_0 t} \omega_0 \end{aligned} \quad (10.21)$$

10.3.2 Transformée de Fourier et transformée inverse

A retenir : La (def.) transformée de Fourier est :

$$X(i\omega) = \mathcal{F}\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-i\omega t} dt \quad (10.22)$$

où $X(i\omega)$ est aussi appelé *spectre du signal*.

A retenir : La transformée de Fourier inverse s'obtient en faisant tendre $T \rightarrow \infty$ dans (10.21) :

$$x(t) = \mathcal{F}^{-1}\{X(i\omega)\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(i\omega) e^{i\omega t} d\omega \quad (10.23)$$

10.3.3 Conditions de convergence

Il faut en quelque sorte "adapter" les conditions de convergence dans le cas de la transformée de Joseph^{1 2} :

A retenir : conditions de Dirichlet

Les trois conditions de Dirichlet s'énoncent :

1. $\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)| dt < \infty$ (!)
2. Nombre fini d'extremums dans tout intervalle fini
3. Nombre fini de discontinuités, uniquement de première espèce, dans tout intervalle fini

Ces conditions garantissent :

- La convergence de l'intégrale généralisée définissant la transformée de Fourier (!)
- Égalité entre $x(t)$ et sa série de Fourier en tout point où la fonction est continue.
- Aux point de discontinuité de $x(t)$ (!) :

$$\frac{x(t^+) + x(t^-)}{2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(i\omega) e^{i\omega t} d\omega \quad (10.24)$$

- Tout signal physique admet une transformée de Fourier (!)

1. Les changements sont mentionnés par un (!).
 2. On travaille maintenant dans l'espace de carré sommable ou l'expression mathématique de la convergence est donnée par $\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt < \infty$.

EXEMPLE :

$$X(i\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \overbrace{x(t)}^{e^{-at}\nu(t)} e^{-i\omega t} dt = \int_0^{+\infty} e^{-(a+i\omega)t} dt \quad (10.25)$$

$$= -\frac{1}{a+i\omega} \left[e^{-(a+i\omega)t} \right]_0^{+\infty} \quad (10.26)$$

Intéressons-nous à :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \left| e^{-(a+i\omega)t} \right| = \lim_{t \rightarrow \infty} e^{-at} = 0 \quad \text{car } a > 0 \quad (10.27)$$

Ainsi

$$X(i\omega) = \frac{1}{a+i\omega} \quad (10.28)$$

10.4 Transformée de Fourier d'une fonction périodique continue

Peut-on calculer la transformée de Fourier d'une fonction périodique $x(t)$ à partir de $X(i\omega) = \mathcal{F}\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-i\omega t} dt$?

Non ! Les fonctions périodiques ne vérifient pas la première condition de Dirichlet et ne sont pas de carré sommable : pas possible de calculer la transformée de Fourier à partir de l'intégrale généralisée. Une approche rigoureuse passe par la théorie des distributions, mais nous ne ferons qu'ici une approche informelle pour énoncer les résultats principaux.

10.4.1 Approche informelle

Considérons $X(i\omega) = 2\pi\delta(\omega - \omega_0)$. Par la définition de la transformée de Fourier inverse, il vient :

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} 2\pi\delta(\omega - \omega_0)e^{i\omega t} d\omega = e^{i\omega_0 t} \quad (10.29)$$

qui est fonction périodique de période $\frac{2\pi}{\omega_0}$.

Généralisons. Si

$$X(i\omega) = \sum_{-\infty}^{\infty} 2\pi a_k \delta(\omega - k\omega_0) \quad (10.30)$$

alors, par transformée de Fourier inverse,

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{-\infty}^{\infty} 2\pi a_k \delta(\omega - k\omega_0) e^{i\omega t} d\omega \quad (10.31)$$

Soit

$$x(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} a_k e^{ik\omega_0 t} \quad (10.32)$$

10.5 Propriétés de la transformée de Fourier

Pour cette section, considérons que la fonction $x(t)$ vérifiant les conditions de Dirichlet. La notation pour $x(t)$ et sa transformée de Fourier est :

$$x(t) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} X(i\omega) \quad (10.33)$$

10.5.1 Linéarité

Si $x_1(t) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} X_1(i\omega)$ et $x_2(t) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} X_2(i\omega)$, alors

$$a_1 x_1(t) + a_2 x_2(t) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} a_1 X_1(i\omega) + a_2 X_2(i\omega) \quad \forall a_1, a_2 \in \mathbb{C} \quad (10.34)$$

10.5.2 Propriétés de symétrie

Première propriété

Si $x(t) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} X(i\omega)$, alors

$$\bar{x}(t) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} \bar{X}(-i\omega) \quad (10.35)$$

Démonstration.

Calculons le conjugué suivant :

$$\bar{X}(i\omega) = \overline{\int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-i\omega t} dt} = \int_{-\infty}^{\infty} \bar{x}(t) e^{i\omega t} dt \quad (10.36)$$

En remplaçant ω par $-\omega$:

$$\bar{X}(-i\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \bar{x}(t) e^{-i\omega t} dt = \mathcal{F}(\bar{x}(t)) \quad (10.37)$$

□

Deuxième propriété

Si $x(t) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} X(i\omega)$ et $x(t)$ est réelle, alors

$$\bar{X}(i\omega) = X(-i\omega) \quad (10.38)$$

La transformée de Fourier $X(i\omega)$ est une fonction paire.

Troisième propriété

L'expression de $X(i\omega)$ en coordonnées cartésiennes est :

$$X(i\omega) = \Re(X(i\omega)) + i\Im(X(i\omega)) \quad (10.39)$$

Si $x(t)$ est réelle :

$$\begin{aligned} \bar{X}(i\omega) &= \Re(X(i\omega)) - i\Im(X(i\omega)) \\ &= \Re(X(-i\omega)) + \Im(X(-i\omega)) \end{aligned} \quad (10.40)$$

Ceci implique que $\Re(X(i\omega))$ est une fonction **paire** et $\Im(X(i\omega))$ une fonction **impaire**.

Quatrième propriété

L'expression de $X(i\omega)$ en coordonnées polaire est :

$$X(i\omega) = |X(i\omega)| e^{i\varphi(\omega)} \quad (10.41)$$

Toujours pour un signal $x(t)$ réel :

$$\begin{aligned} \bar{X}(i\omega) &= |X(i\omega)| e^{-i\varphi(\omega)} \\ &= |X(-i\omega)| e^{i\varphi(-\omega)} \end{aligned} \quad (10.42)$$

Ceci implique que $|X(i\omega)|$ est une fonction **paire** et $\varphi(\omega)$ une fonction **impaire**.

Cinquième propriété

Si $x(t)$ est une fonction réelle et **paire**, alors $X(i\omega)$ est réelle et paire.
 Si $x(t)$ est une fonction réelle et **impaire**, alors $X(i\omega)$ est purement imaginaire et impaire.

10.5.3 Glissement dans le temps

Si $x(t) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} X(i\omega)$, alors

$$x(t - t_0) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} e^{-i\omega t_0} X(i\omega) \quad (10.43)$$

Ceci résulte de

$$\begin{aligned} \mathcal{F}(x(t - t_0)) &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t - t_0) e^{-i\omega t} dt \\ &= e^{-i\omega t_0} \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) e^{-i\omega \tau} d\tau \\ &= e^{-i\omega t_0} X(i\omega) \end{aligned} \quad (10.44)$$

Ceci signifie qu'un glissement temporel subi par $x(t)$ correspond à un déphasage de $-\omega t_0$ dans la transformée de Fourier (et aucun changement du module $|X(i\omega)|$).

10.5.4 Glissement en fréquence

Si $x(t) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} X(i\omega)$, alors

$$e^{i\omega_0 t} x(t) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} X(i(\omega - \omega_0)) \quad (10.45)$$

On observe ici une dualité entre glissement temporel et glissement en fréquence.

EXEMPLE :

$$x(t) \cos(\omega_0 t) = x(t) \frac{e^{i\omega_0 t} + e^{-i\omega_0 t}}{2} \quad (10.46)$$

$$x(t) \cos(\omega_0 t) \Leftrightarrow \frac{1}{2} [X(i(\omega - \omega_0)) + X(i(\omega + \omega_0))] \quad (10.47)$$

10.5.5 Changement d'échelle

Si $x(t) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} X(i\omega)$, alors

$$x(at) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} \frac{1}{|a|} X\left(i\frac{\omega}{a}\right) \quad a \in \mathbb{R}_0 \quad (10.48)$$

Ceci s'obtient par changement de variable $q = at$. Cela signifie qu'une compression/dilatation du temps \Leftrightarrow dilatation/compression en fréquence.

10.5.6 Transformée de Fourier de la dérivée d'une fonction

Si $x(t) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} X(i\omega)$ et si $\frac{dx(t)}{dt}$ vérifie les conditions de Dirichlet, alors

$$\frac{dx(t)}{dt} \xleftrightarrow{\mathcal{F}} i\omega X(i\omega) \quad (10.49)$$

Ceci permet de changer une dérivation en une multiplication algébrique (Oh, les phaseurs!).

Ce résultat s'obtient en intégrant par partie :

$$\begin{aligned} \mathcal{F}\left(\frac{dx(t)}{dt}\right) &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{dx(t)}{dt} e^{-i\omega t} dt \\ &= x(t) e^{-i\omega t} \Big|_{-\infty}^{\infty} - \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \frac{d}{dt} e^{-i\omega t} dt \\ &= x(t) e^{-i\omega t} \Big|_{-\infty}^{\infty} + i\omega \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-i\omega t} dt \end{aligned} \quad (10.50)$$

Le premier s'annule par les conditions de Dirichlet (hypothèse) et on retrouve bien le résultat.

10.5.7 Dérivée de la transformée de Fourier

Si $x(t) \xrightarrow{\mathcal{F}} X(i\omega)$ et $tx(t)$ vérifie les conditions de Dirichlet, alors :

$$-itx(t) \xrightarrow{\mathcal{F}} \frac{dX(i\omega)}{d\omega} \quad (10.51)$$

Ceci résulte de :

$$\begin{aligned} \frac{dX(i\omega)}{d\omega} &= \frac{d}{d\omega} \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-i\omega t} dt \\ &= -i \int_{-\infty}^{\infty} tx(t)e^{-i\omega t} dt = -i\mathcal{F}\{tx(t)\} \end{aligned} \quad (10.52)$$

10.5.8 Transformée de Fourier d'une convolution

Il s'agit d'une règle fondamentale! *La démonstration est très sympathique pour l'examen, courte et simple à corriger.*

Soit $s(t) \xrightarrow{\mathcal{F}} S(i\omega)$ et $q(t) \xrightarrow{\mathcal{F}} Q(i\omega)$. Si $s(t) * q(t)$ vérifie les conditions de Dirichlet, alors :

$$s(t) * q(t) \xrightarrow{\mathcal{F}} X(i\omega) = S(i\omega)Q(i\omega) \quad (10.53)$$

Le produit de **convolution** devient produit **algébrique** par transformée de Fourier.

Démonstration.

Partons de l'expression de la transformée de Fourier :

$$X(i\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-i\omega t} dt \quad (10.54)$$

En appliquant la définition du produit de convolution :

$$X(i\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)q(t-\tau)d\tau \right] e^{-i\omega t} dt \quad (10.55)$$

En regroupant tout ce qui fait intervenir le temps :

$$X(i\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) \left[\int_{-\infty}^{\infty} q(t-\tau)e^{-i\omega t} dt \right] d\tau \quad (10.56)$$

On voit apparaître l'expression de la transformée de Fourier translatée dans le temps. En appliquant la règle de glissement dans le temps :

$$Q(i\omega)e^{-i\omega\tau} = \int_{-\infty}^{\infty} q(t-\tau)e^{-i\omega t} dt \quad (10.57)$$

Après substitution dans (10.54) :

$$X(i\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)Q(i\omega)e^{-i\omega\tau} d\tau = S(i\omega)Q(i\omega) \quad (10.58)$$

□

10.5.9 Transformée de Fourier d'un produit

Soit $s(t) \xrightarrow{\mathcal{F}} S(i\omega)$ et $q(t) \xrightarrow{\mathcal{F}} Q(i\omega)$. Supposons que $r(t) = s(t)q(t)$ vérifie les conditions de Dirichlet. La transformation d'un produit algébrique simple va donner un produit de **convolution**, à un facteur près :

$$r(t) = s(t)q(t) \xrightarrow{\mathcal{F}} R(i\omega) = \frac{1}{2\pi} (S(i\omega) * Q(i\omega)) \quad (10.59)$$

Démonstration.

La démonstration est très semblable à la dernière. Il faut cependant veiller à faire un changement de variable (par exemple θ) pour ne pas confondre les ω ³. Voir slide 50/55 dont voici les "clés de la démos :

- On applique la transformée inverse avec le facteur $1/2\pi$.
- Il faut intervertir l'ordre d'intégration et regrouper tout ce qui dépend de t
- On voit alors apparaître la définition de la transformée de Fourier où ω est remplacé par $\omega - \theta$: on retrouve l'expression de la convolution.

□

10.5.10 Relation de Parseval (ou théorème de Plancherel)

Si $X(i\omega) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} \mathcal{F}(x(t))$, alors

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |X(i\omega)|^2 d\omega \quad (10.60)$$

Cette relation permet de calculer l'énergie totale d'un signal à partir de son spectre.

Démonstration.

Vue en cours ? J'sais plus :(Slide 55/55).

□

3. Erreur fréquente à l'examen.

Chapitre 11

Transformée de Laplace 1

11.1 Motivation

La transformée de Laplace permet l'analyse et la description des systèmes instables. Si une exponentielle est présente dans l'entrée (par exemple $u(t) = \exp(pt)$ avec $p = \sigma + i\omega$ où $\sigma, \omega \in \mathbb{R}$), les conditions de convergences de la transformée de Fourier ne sont pas vérifiées : c'est la transformée de Laplace qui offre la solution.

11.2 Définition et région de convergence

11.2.1 Définition

La définition de la *Transformée de Laplace bilatérale* s'énonce¹ :

$$X(p) = \mathcal{L}(x(t)) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-pt} dt \quad (11.1)$$

où $p = \sigma + i\omega$ dans le but de généraliser la transformée de Fourier : $X(\sigma + i\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-(\sigma + i\omega)t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-\sigma t}e^{-i\omega t} dt$ Ce qui n'est rien d'autre que la transformée de Fourier de $x(t)e^{-\sigma t}$.

11.2.2 Convergence de la transformée de Laplace et transformée inverse

Que deviennent les conditions de Dirichlet ? On part directement de celles pour Fourier en adaptant le fait que l'on travaille non plus avec une transformation de $x(t)$ mais $x(t)\exp \dots$:

1. Anglais : p est remplacé par s .

A retenir : conditions de Dirichlet

Soit une fonction $x(t)$ telle que

1. Elle possède un nombre fini d'extréma dans tout intervalle fini de valeurs de t .
2. Elle possède un nombre fini de discontinuités, uniquement de première espèce, dans tout intervalle fini de valeurs de t

On a alors, pour toutes les valeurs de σ pour lesquelles

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)| e^{-\sigma t} dt < \infty \quad (11.2)$$

la transformée de Laplace

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-pt} dt \quad (11.3)$$

converge.

En outre,

$$\frac{x(t^+) + x(t^-)}{2} e^{-\sigma t} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\sigma + i\omega) e^{i\omega t} d\omega \quad (11.4)$$

11.2.3 Transformée inverse

La première condition de Dirichlet assure la convergence de la transformée de Laplace pour un σ : elle permet alors d'appliquer la transformée inverse. La transformée inverse s'obtient en multipliant (11.4) par $e^{\sigma t}$:

$$\frac{x(t^+) + x(t^-)}{2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\sigma + i\omega) e^{\sigma t} e^{i\omega t} d\omega \quad (11.5)$$

En posant $p = \sigma + i\omega$, $dp = i d\omega$:

$$\frac{x(t^+) + x(t^-)}{2} = \frac{1}{2\pi i} \int_{-\infty - i\omega}^{\infty + i\omega} X(p) e^{pt} dp \quad (11.6)$$

Comme $x(t)$ est une fonction continue :

$$x(t) = \mathcal{L}^{-1}(X(p)) = \frac{1}{2\pi i} \int_{-\infty - i\omega}^{\infty + i\omega} X(p) e^{pt} dp \quad (11.7)$$

Les bornes un peu spéciales ne font que représenter une parallèle à l'axe imaginaire, la région pour laquelle la transformée existe. On ne calcule presque jamais la transformée inverse de cette façon, c'est plus un support théorique.

11.2.4 Détermination de la RDC

La *région de convergence (RDC)* est l'ensemble des valeurs de σ pour lesquelles les intégrales convergent ; les RDC sont formées de bandes parallèles à l'axe imaginaire.

Attention ! Ne pas confondre RDC avec le rayon de convergence des séries de Taylor, ça montre juste que t'as rien compris !

On détermine la RDC en décomposant la transformée de Laplace : $X(p) = X_-(p) + X_+(p)$:

$$X(p) = \int_{-\infty}^0 x(t) e^{-pt} dt + \int_0^{\infty} x(t) e^{-pt} dt \quad (11.8)$$

On observe trois choses :

1. $X(p)$ converge absolument pour certaines valeurs de σ , impliquant que $X_-(p)$ et $X_+(p)$ convergent absolument pour ces valeurs de σ .
2. Si $X_+(p)$ converge absolument pour $\sigma = \sigma^+$; $X_+(p)$ converge aussi $\forall \sigma > \sigma^+$.
En effet :

$$\int_0^\infty |x(t)|e^{-\sigma t} dt = \int_0^\infty |x(t)|e^{-\sigma^+ t} e^{-(\sigma-\sigma^+)t} dt \quad (11.9)$$

Comme la deuxième exponentielle est toujours inférieure à l'unité, je peux majorer la première. Si l'une est bornée, l'autre le sera aussi.

$$\int_0^\infty |x(t)|e^{-\sigma t} dt < \int_0^\infty |x(t)|e^{-\sigma^+ t} dt \quad (11.10)$$

3. Si $X_-(p)$ converge absolument pour $\sigma = \sigma^-$; $X_-(p)$ converge aussi pour tout $\sigma < \sigma^-$.

11.2.5 Résultat alternatif pour la convergence de la transformée de Laplace

"Voir syllabus".

11.3 Propriétés de la transformée de Laplace

Je rappelle seulement les transformations, il faut se référer aux slides pour avoir les hypothèses complètes.

11.3.1 Linéarité

Si $x_1(t) \xrightarrow{\mathcal{L}} X_1(p), \alpha_1^+ < \mathbb{R}(p) < \alpha_1^-$ et $x_2(t) \xrightarrow{\mathcal{L}} X_2(p), \alpha_2^+ < \mathbb{R}(p) < \alpha_2^-$ alors

$$x(t) = k_1 x_1(t) + k_2 x_2(t) \xrightarrow{\mathcal{L}} X(p) = k_1 X_1(p) + k_2 X_2(p), \quad k_1, k_2 \in \mathbb{C} \quad (11.11)$$

pour une RDC contenant $\max(\alpha_1^+, \alpha_2^+) < \mathbb{R}(p) < \min(\alpha_1^-, \alpha_2^-)$.

11.3.2 Fonction complexe conjuguée

$$x(t) \text{ réelle} \rightarrow X(p) = \overline{X(\overline{p})} \quad (11.12)$$

Ceci à pour conséquence que si $x(t) \in \mathbb{R}$, si $X(p)$ possède un pôle ou un zéro en $p = p_0$, alors $p = \overline{p_0}$ est également un pôle ou un zéro de $X(p)$.²

11.3.3 Glissement dans le temps

$$x(t - t_0) \xrightarrow{\mathcal{L}} e^{-pt_0} X(p) \quad (11.13)$$

11.3.4 Glissement en p

$$e^{p_0 t} x(t) \xrightarrow{\mathcal{L}} X(p - p_0) \quad (11.14)$$

2. Ceci est en rouge, voir slide 21/28.

11.3.5 Changement d'échelle

$$x(at) \xleftrightarrow{\mathcal{L}} \frac{1}{|a|} X\left(\frac{p}{a}\right) \quad (11.15)$$

11.3.6 Transformée de Laplace de la dérivée d'une fonction

Pour un domaine de convergence contenant $\alpha^+ < \mathbb{R}(p) < \alpha^-$:

$$\frac{dx(t)}{dt} \xleftrightarrow{\mathcal{L}} pX(p) \quad (11.16)$$

11.3.7 Dérivée de la transformée de Laplace

$$-tx(t) \xleftrightarrow{\mathcal{L}} \frac{dX(p)}{dp} \quad (11.17)$$

11.3.8 Transformée de Laplace d'une convolution

La démonstration est similaire à celle pour Joseph et se trouve dans le syllabus (elle est aussi à connaître!)

$$x(t) = s(t) * q(t) \xleftrightarrow{\mathcal{L}} X(p) = S(p)Q(p) \quad (11.18)$$

11.3.9 Intégration

$$\int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau \xleftrightarrow{\mathcal{L}} \frac{X(p)}{p} \quad (11.19)$$

Chapitre 12

Transformée de Laplace 2

12.1 Calcul de la transformée de Laplace et de la transformée inverse

12.1.1 Calcul de la transformée de Laplace

A partir de la définition

Voici un petit tableau qu'il peut être intéressant de connaître par cœur :

$x(t)$	$X(p)$	RDC
$\delta(t)$	1	\mathbb{C}
$\nu(t)$	$\frac{1}{p}$	$\operatorname{Re}(p) > 0$
$t^n \nu(t), n \in \mathbb{N}$	$\frac{n!}{p^{n+1}}$	$\operatorname{Re}(p) > 0$
$e^{-at} \nu(t), a \in \mathbb{C}$	$\frac{1}{p+a}$	$\operatorname{Re}(p) > -\operatorname{Re}(a)$
$\sin \omega t \nu(t), \omega \in \mathbb{R}$	$\frac{\omega}{p^2 + \omega^2}$	$\operatorname{Re}(p) > 0$
$\cos \omega t \nu(t), \omega \in \mathbb{R}$	$\frac{p}{p^2 + \omega^2}$	$\operatorname{Re}(p) > 0$

A partir des propriétés

Quatre exemples utilisant les propriétés sont repris dans les slides 5 à 7. Je ne les détaille pas ici car il s'agit de matière de TP.

12.1.2 Calcul de la transformée de Laplace inverse

Par décomposition en fractions simples (Rouge !)

Soit $X(p), \Re(p) > \alpha$ une fraction rationnelle dont le degré du numérateur est inférieure au degré du dénominateur.

1. Si tous les pôles sont de multiplicité **unitaire** :

$$X(p) = \sum_{i=1}^n \frac{\alpha_i}{(p - \beta_i)} \text{ pour } \Re(p) > \alpha (= \max(\Re(\beta_i))) \quad (12.1)$$

Par propriété de la linéarité et vu la RDC :

$$x(t) = \sum_{i=1}^n \alpha_i e^{\beta_i t} \nu(t) \quad (12.2)$$

2. S'il y a des pôles de multiplicité supérieure à 1 :

Soit β , un pôle de multiplicité γ :

$$X_\beta(p) = \sum_{k=1}^{\gamma} \frac{\alpha_k}{(p-\beta)^k} \text{ pour } \Re(p) > \Re(\beta) \quad (12.3)$$

Par le quatrième exemple (slide 7/37) de calcul de transformée de Laplace :

$$x_\beta(t) = \mathcal{L}^{-1}(X_\beta(p)) = e^{\beta t} \sum_{k=1}^{\gamma} \alpha_k \frac{t^{k-1}}{(k-1)!} \nu(t) \quad (12.4)$$

Par application d'une formule d'inversion basée sur le théorèmes des résidus

Nous allons séparer la transformée en deux parties, une se trouvant à droite de ses pôles et l'autre à gauche de ses pôles. Énonçons deux hypothèses :

1. Soit $X(p)$ une fraction rationnelle à coefficients réels, analytique sur $\alpha^+ < \Re(p) < \alpha^-$. Décomposons $X(p)$ sous la forme (gauche et droite) :

$$X(p) = X_g(p) + X_d(p) \quad (12.5)$$

de sorte que les pôles de $X_g(p)$ ont une partie réelle inférieure ou égale à α^+ et ceux de $X_d(p)$ ont une partie réelle supérieure ou égale à α^- .

2. Il existe $M_g, b_g, c_g, M_d, b_d, c_d \in \mathbb{R}^+$ tels que :

$$\begin{aligned} |X_g(p)| &< \frac{M_g}{|p|^{c_g}} \quad \text{lorsque } |p| > b_g \\ |X_d(p)| &< \frac{M_d}{|p|^{c_d}} \quad \text{lorsque } |p| > b_d \end{aligned} \quad (12.6)$$

Si les hypothèses sont vérifiées, on peut appliquer la méthode d'inversion :

A retenir : MÉTHODE D'INVERSION

$$\begin{aligned} x(t) &= \frac{1}{2\pi i} \lim_{\omega \rightarrow \infty} \int_{\sigma-i\omega}^{\sigma+i\omega} X(p) e^{pt} dp \\ &= \sum_{p \in p_{-g}} \text{Res}_p \{X_g(p) e^{pt}\} \nu(t) - \sum_{p \in p_{-d}} \text{Res}_p \{X_d(p) e^{pt}\} \nu(-t), \quad t \neq 0, \alpha^+ < \sigma < \alpha^- \end{aligned} \quad (12.7)$$

où p_{-g}, p_{-d} désignent l'ensemble des pôles de $X_g(p), X_d(p)$.

Pour le calcul des résidus t doit être vu comme un paramètre. La première sommation de la deuxième égalité donne la partie causale de la transfo de Laplace inverse et l'autre sommation, pour $t > 0$, la partie anticausale.

On obtient cette expression en procédant comme à la séance 7 des exercices, c'est-à-dire en choisissant un arc "fermant" le contour en s'arrangeant pour que la contribution le long de cet arc soit nul¹.

Attention ! Dans le cas d'une fonction $H(p) = \tilde{H}(p) e^{-p\tau}$ avec $\tau \in \mathbb{R}$ et $\tilde{H}(p)$ vérifiant nos deux hypothèses, il est conseillé de suivre ces deux étapes :

1. Appliquer la méthode d'inversion à $\tilde{H}(p)$
2. Utiliser la propriété du glissement dans le temps pour en déduire $h(t) = \mathcal{L}^{-1}(H(p))$.

1. La démonstration est dans les notes

12.2 Théorèmes taubériens

12.2.1 Théorème de la valeur initiale

Trois hypothèses (regroupée en "hypothèse A") permettent d'assurer la convergence de la transformée de Laplace :

1. Il existe un réel σ pour lequel

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-\sigma t} dt \quad (12.8)$$

converge absolument (première condition de Dirichlet)

2. $x(t)$ possède un nombre fini d'extréma dans tout intervalle fini de valeur de t
3. $x(t)$ possède un nombre fini de discontinuités de première espèce dans tout intervalle fini de valeurs de t .

THÉORÈME : VALEUR INITIALE

Considérons une fonction causale ^a $x(t)$ vérifiant l'hypothèse A. S'il existe un nombre complexe α tel que

$$\lim_{t \rightarrow 0^+} x(t) = \alpha, \quad (12.9)$$

alors

$$\lim_{\sigma \rightarrow \infty} \sigma X(\sigma) = \alpha, \quad (12.10)$$

où $\sigma \in \mathbb{R}$, $X(p) = \mathcal{L}(x(t))$.

^a. Une fonction causale est une fonction définie sur l'ensemble des réels qui est nulle pour $t < 0$.

COROLLAIRE : IMPORTANT (ROUGE)

Soit $X(p)$ une fraction rationnelle dont le degré du numérateur est inférieur au degré du dénominateur. Soit $x(t)$ la fonction causale telle que $x(t) = \mathcal{L}^{-1}(X(p))$, alors

$$\lim_{\sigma \rightarrow \infty} \sigma X(\sigma) = \lim_{t \rightarrow 0^+} x(t) \quad (12.11)$$

12.2.2 Théorème de la valeur finale

THÉORÈME : VALEUR FINALE

Soit une fonction $x(t)$ vérifiant l'hypothèse A et telle que $x(t) = 0$ pour $-\infty < t < T$, $T \in \mathbb{R}$. S'il existe un α réel tel que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = \alpha, \quad (12.12)$$

alors

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \sigma X(\sigma) = \alpha \quad (12.13)$$

Ce théorème est le "petit frère". On "passe" d'une information $x(t)$ à $X(p)$, mais est-t-il possible de passer de $X(p)$ à $x(t)$? Oui, avec le corollaire suivant :

COROLLAIRE : IMPORTANT (ROUGE)

Il faut avant tout respecter deux hypothèses : avoir une fraction rationnelle multipliée par une exponentielle et l'analyticité assuré la convergence (vient de l'expression de la transfo inverse (12.2));

1. Soit $X(p) = G(p)e^{ap}$ où $a \in \mathbb{R}$ et $G(p)$ est une fraction rationnelle dont le degré du numérateur est inférieur au degré du dénominateur.
2. Supposons que $pX(p)$ est **analytique pour tout p tel que $\Re(p) \geq 0$** .

Si $x(t)$ est la fonction nulle pour $t < -a$ telle que $x(t) = \mathcal{L}^{-1}(X(p))$, alors

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = \lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \sigma X(\sigma) \quad (12.14)$$

Attention ! L'hypothèse portant sur l'analyticité est impérative sans quoi on peut déduire des conclusions totalement erronées du corollaire du théorème de la valeur finale.

12.3 Transformée de Laplace unilatérale

L'intérêt de la transformée de Laplace unilatérale est la résolution d'EDL avec des CI non homogènes. Ceci permet l'étude de système non initialement au repos.

12.3.1 Définition

Comme d'habitude, on commence par réécrire les conditions de Dirichlet "adaptées" (la première est en rouge).

Soit une fonction $x(t)$ qui vérifie les conditions suivantes :

1. Il existe un $\alpha \in \mathbb{R}$ tq $\int_0^\infty |x(t)|e^{-\sigma t} < \infty \quad \forall \sigma > \alpha$.
2. $x(t)$ possède un nombre fini d'extrema dans tout intervalle fini de valeurs de t , avec $t \geq 0$
3. $x(t)$ possède un nombre fini de discontinuités de première espèce dans tout intervalle fini de valeurs de t , avec $t \geq 0$.

La transformée de Laplace unilatérale

$$\mathcal{X}(p) = \mathcal{L}_u(x(t)) = \int_0^\infty x(t)e^{-pt} dt \quad (12.15)$$

converge pour $\Re(p) > \alpha$.

12.3.2 Transformée inverse

A retenir :

$$x(t) = \mathcal{L}_u^{-1}(\mathcal{X}(p)) = \frac{1}{2\pi i} \int_{\sigma-i\infty}^{\sigma+i\infty} \mathcal{X}(p)e^{pt} dp \quad (12.16)$$

existe $\forall \sigma > \alpha$ et $t > 0$ sauf aux points de discontinuité de $x(t)$.

On la note

$$x(t) \xleftrightarrow{\mathcal{L}_u} \mathcal{X}(p) \quad (12.17)$$

Notons une propriété : pour une fonction causale, la transformée de Laplace unilatérale est égale à la transformée de Laplace bilatérale.

12.3.3 Application à l'impulsion de Dirac

Le zéro doit-il appartenir à l'intervalle d'intégration? En adaptant la définition, on trouve (en rouge encadré) :

$$\mathcal{X}(p) = \mathcal{L}_u(x(t)) = \int_{0^-}^{\infty} x(t)e^{-pt} dt \quad (12.18)$$

L'application de ceci est directe : $\mathcal{L}_u(\delta(t)) = 1$.

12.3.4 Propriétés

Transformée de Laplace unilatérale de la dérivée d'une fonction

En intégrant par parties

$$\int_{0^-}^{\infty} \frac{dx}{dt} e^{-pt} dt = x(t)e^{-pt} \Big|_{0^-}^{\infty} + p \int_{0^-}^{\infty} x(t)e^{-pt} dt \quad (12.19)$$

soit (en rouge, encadré),

$$\mathcal{L}_u\left(\frac{dx}{dt}\right) = p\mathcal{X}(p) - x(0^-) \quad (12.20)$$

pour une RDC incluant $\Re(p) > \alpha$ où α est l'abscisse de convergence absolue de $\mathcal{X}(p)$.

Dérivée seconde

Juste encadré cette fois hyhy :

$$\mathcal{L}_u\left(\frac{d^2x}{dt^2}\right) = p^2\mathcal{X}(p) - px(0^-) - \frac{dx}{dt} \Big|_{t=0^-} \quad (12.21)$$

pour une RDC incluant $\Re(p) > \alpha$.

Rapidos

- Convolution et propriété du glissement en t requièrent fonctions causales.
- Transformée de Laplace bilatérale $X(p)$ peut être remplacée par transformée unilatérale $\mathcal{X}(p)$ dans les théorèmes de la valeur initiale et de la valeur finale ainsi que dans leurs corollaires.

12.3.5 Exemple - Circuit RC

Comme en BA1 et en électricité, ça devrait aller (slide 30/31).

12.4 Résolution d'équations aux dérivées partielles

Toujours comme en BA1 et en électricité, ça devrait aller (slide 33/37).

Chapitre 13

Notions de base de théorie des systèmes

13.1 Propriétés fondamentales des systèmes

13.1.1 Définitions

Deux types de systèmes sont à connaître :

1. Système avec et sans mémoire

Un système est dit sans mémoire lorsque $y(t_0)$ ne dépend que de l'entrée $u(t)$ en $t = t_0$.

Par exemple :

— Sans mémoire : $V(t) = RI(t)$

— Avec mémoire : $V(t) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t I(\tau) d\tau$

2. **Système causal (!)**

La sortie à l'instant t ne dépend que de l'entrée à l'instant t et aux instants antérieurs.

Par exemple $y(t) = u(t + \tau)$ est non causal pour $\tau > 0$ et causal pour $\tau \leq 0$.

Une autre notion clef est celle de **stabilité** dont la définition formelle est : *toute entrée bornée fournit une sortie bornée*. Celle-ci est souvent liée à la dissipation d'énergie. Par exemple $y(t) = tu(t)$ est instable.

13.1.2 Propriétés en termes de la réponse impulsionnelle

Mémoire

Considérons un système avec et sans mémoire avec comme sortie

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau)h(t - \tau)d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} u(t - \tau)h(\tau)d\tau \quad (13.1)$$

Ce système sera sans mémoire si $h(\tau) = 0$ pour $\tau \neq 0$.

Causalité

Un SLP est causal si $h(t) = 0$ pour $t < 0$; dans ce cas $h(t)$ est dit signal causal. En effet, $y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau)h(t - \tau)d\tau = \int_0^{\infty} u(\tau)h(t - \tau)d\tau$.

Stabilité

Si $|u(t)| < b$ avec $b \in \mathbb{R}^+$, alors

$$\begin{aligned} |y(t)| &= \left| \int_{-\infty}^{\infty} u(t-\tau)h(\tau)d\tau \right| \\ &\leq \int_{-\infty}^{\infty} |h(\tau)||u(t-\tau)|d\tau \\ &\leq b \int_{-\infty}^{\infty} |h(\tau)|d\tau \end{aligned} \quad (13.2)$$

Si cette intégrale est convergente, la sortie sera bornée; la sortie de mon système (SLP) sera donc stable si :

$$\int_{-\infty}^{\infty} |h(t)|dt < \infty \quad (13.3)$$

Il s'agit d'une condition nécessaire et mais aussi suffisante (non démontrée ici). Nous avons donc ici :

PROPRIÉTÉ : CNS DE STABILITÉ

$$\int_{-\infty}^{\infty} |h(t)|dt < \infty \quad (13.4)$$

Celle-ci n'est que la définition même de la première condition de Dirichlet pour $h(t)$.

Attention ! Il ne faut pas confondre une fonction bornée et une fonction absolument sommable :

- *Fonction bornée* : $|f(t)| < M, M \in \mathbb{R}^+, \forall t \in \mathbb{R}$.
- *Fonction absolument sommable*¹ : $\int_{-\infty}^{\infty} |f(t)|dt < \infty$

13.2 Application de la transformée de Fourier - Analyse harmoniques

13.2.1 Transmittance isochrone

Commençons par un léger rappel. Soit $y(t) = h(t) * u(t)$. Par la transformée de Fourier, on trouve :

$$Y(i\omega) = H(i\omega)U(i\omega) \quad (13.5)$$

avec $Y(i\omega) = \mathcal{F}(y(t)), H(i\omega) = \mathcal{F}(h(t))$ et $U(i\omega) = \mathcal{F}(u(t))$.

Ceci étant dit, énonçons la définition :

A retenir : TRANSMITTANCE ISOCHRONE - DÉFINITION

$$H(i\omega) = \mathcal{F}(h(t)) = \frac{Y(i\omega)}{U(i\omega)} \quad (13.6)$$

Cette transformée de Fourier ne va exister (c'est à dire converger) que si le système est stable. En effet, la première condition de Dirichlet doit être vérifiée pour assurer l'existence de cette transformation !

13.2.2 Réponse d'un SLP (de transmittance isochrone $H(i\omega)$) à une entrée sinusoïdale

Ce qui nous intéresse ici, c'est la réponse du système à une sinusoïde d'amplitude A et de pulsation ω_0 :

$$u(t) = A \sin \omega_0 t = A \frac{e^{i\omega_0 t} - e^{-i\omega_0 t}}{2i} \quad (13.7)$$

1. Ne pas confondre non plus avec les "fonctions de carrés sommables.

Le résultat qui en découle est **tellement fondamental** que **deux** démos différentes sont donner : il faut en connaître **au moins une** !

Première démo

Substituons (13.7) dans $y(t) = h(t) * u(t)$:

$$y(t) = \frac{A}{2i} \left[\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) e^{i\omega_0(t-\tau)} d\tau - \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) e^{-i\omega_0(t-\tau)} d\tau \right] \quad (13.8)$$

Les parties ne dépendant que de t peuvent être sorties de l'intégrale. Ceci fait, on voit apparaître deux définitions de transformée de Fourier. Par exemple, pour la deuxième intégrale on obtient $\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) e^{i\omega_0\tau} d\tau$ ce qui n'est rien d'autre que $H(-i\omega_0)$. On a dès lors :

$$y(t) = \frac{A}{2i} \left[e^{i\omega_0 t} H(i\omega_0) - e^{-i\omega_0 t} H(-i\omega_0) \right] \quad (13.9)$$

On va maintenant retravailler cette expression pour arriver à quelque chose de plus lisible. Comme $h(t)$ est réelle $H(-i\omega_0) = \overline{H(i\omega_0)}$. Si $z \in \mathbb{C}$, alors $\text{Im}(z) = (z - \bar{z})/2i$. On peut dès lors ré-écrire (13.9) :

$$y(t) = \frac{A}{2i} 2i \text{Im}\{e^{i\omega_0 t} H(i\omega_0)\} \quad (13.10)$$

Utilisons l'expression de $H(i\omega_0)$ en coordonnées polaires : $H(i\omega_0) = |H(i\omega_0)| e^{i\varphi(\omega_0)}$ avec $\varphi(\omega_0) = \arg(H(i\omega_0))$:

$$y(t) = A \text{Im}\{(\cos \omega_0 t + i \sin \omega_0 t) |H(i\omega_0)| (\cos \varphi(\omega_0) + i \sin \varphi(\omega_0))\} \quad (13.11)$$

Après transformation trigonométrique :

<div style="display: flex; justify-content: space-between;"> <div>A retenir :</div> <div style="text-align: right;"> $A H(i\omega_0) \sin(\omega_0 t + \varphi(\omega_0))$ (13.12) </div> </div>

Erreur fréquente ; il faut bien garder à l'esprit que partout apparaît ω_0 . Il ne faut donc **pas** voir de ω en sortie sinon...

Deuxième démo

Le but est d'utiliser ici la transformée inverse. Pour une entrée sinusoïdale, nous avons :

$$U(i\omega) = -\frac{\pi}{i} \delta(\omega + \omega_0) + \frac{\pi}{i} \delta(\omega - \omega_0) \quad (13.13)$$

Cette fonction ne vérifie pas la première condition de Dirichet. Pour obtenir cette transformation, on est passé par les fonctions généralisées et on a montré que la transfo de Fourier était la somme de deux impulsions² pondérées par $\frac{\pi}{i}$.

Après substitution dans la relation entrée-sortie :

$$Y(i\omega) = H(i\omega) A \left(-\frac{\pi}{i} \delta(\omega + \omega_0) + \frac{\pi}{i} \delta(\omega - \omega_0) \right) \quad (13.14)$$

Par définition de la transformée inverse :

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{A\pi}{2\pi i} \int_{-\infty}^{\infty} H(i\omega) (\delta(\omega - \omega_0) - \delta(\omega + \omega_0)) e^{i\omega t} d\omega \\ &= \frac{A}{2i} (H(i\omega_0) e^{i\omega_0 t} - H(-i\omega_0) e^{-i\omega_0 t}) \end{aligned} \quad (13.15)$$

2. Cf. TP10

en supposant $h(t)$ réelle :

$$y(t) = \frac{A}{2i} (H(i\omega_0)e^{i\omega_0 t} - \overline{H}(i\omega_0)e^{-i\omega_0 t}) \quad (13.16)$$

En exprimant $H(i\omega_0)$ sous sa forme polaire :

$$y(t) = |H(i\omega_0)| A \frac{e^{i(\omega_0 t + \varphi(\omega_0))} - e^{-i(\omega_0 t + \varphi(\omega_0))}}{2i} \quad (13.17)$$

On retombe sur le résultat tant désiré :

$$A |H(i\omega_0)| \sin(\omega_0 t + \varphi(\omega_0)) \quad (13.18)$$

L'erreur qui tue

Au lieu de partir de l'expression (13.13), on part souvent du résultat :

$$\mathcal{L}(\sin(\omega_0 t)\nu(t)) = \frac{\omega_0}{p^2 + \omega_0^2} \quad (13.19)$$

Ce n'est pas totalement la même chose, car le $\nu(t)$ remplace la borne inférieure (initialement à $-\infty$ par 0. En plus, si on part de (13.19) il y aura une contribution supplémentaire due au régime transitoire lié à l'application du signal. On peut y arriver, mais il faut réussir à montrer que ce terme s'annule.

Considérons $u(t) = A \sin(\omega_0 t)\nu(t)$. La réponse (ou sortie) est :

$$\begin{aligned} y(t) &= A \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \sin(\omega_0(t - \tau))\nu(t - \tau) d\tau \\ &= A \int_{-\infty}^t h(\tau) \sin(\omega_0(t - \tau)) d\tau \\ &= A \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \sin(\omega_0(t - \tau)) d\tau - A \int_t^{\infty} h(\tau) \sin(\omega_0(t - \tau)) d\tau \end{aligned} \quad (13.20)$$

Le deuxième terme correspond au transitoire mentionné ci-dessus. Ce terme tend vers zéro lorsque t tend vers l'infini pour un système stable.

13.2.3 Réponse harmoniques - Courbes de Bode

Il existe deux courbes de Bode :

1. Porter en graphique le module de la transmittance isochrone (gain du système) exprimé en décibels ($20 \log_{10} |H(j\omega)|$) en fonction de ω (en échelle logarithmique).
2. Porter en graphique $\arg H(i\omega)$ en fonction de ω en échelle logarithmique.

Pourquoi des échelles logarithmiques ? Car les courbes de Bode de systèmes en série peuvent s'additionner mais aussi pour la possibilité de représenter le comportement du système dans une large gamme de pulsations.

Il s'en suit une série de slide (20 à 26) traitant des courbes de Bode avec des exemples et même un exercice ! Je ne les reprends pas ici.

13.2.4 Réponse harmonique d'un système décrit par une EDO à coefficients constants

Les systèmes sont souvent décrits et traités par des équations différentielles :

$$\sum_{k=0}^n a_k \frac{d^k y(t)}{dt^k} = \sum_{k=0}^m b_k \frac{d^k u(t)}{dt^k} \quad m \leq n \quad (13.21)$$

On suppose une entrée $u(t)$ appliquée depuis un temps suffisamment long et on s'intéresse à la réponse harmonique (en supposant qu'elle existe).

Appliquons Joseph :

$$\mathcal{F} \left\{ \sum_{k=0}^n a_k \frac{d^k y(t)}{dt^k} \right\} = \mathcal{F} \left\{ \sum_{k=0}^m b_k \frac{d^k u(t)}{dt^k} \right\} \quad (13.22)$$

Par linéarité :

$$\sum_{k=0}^n a_k \mathcal{F} \left\{ \frac{d^k y(t)}{dt^k} \right\} = \sum_{k=0}^m b_k \mathcal{F} \left\{ \frac{d^k u(t)}{dt^k} \right\} \quad (13.23)$$

En appliquant la transformée de Fourier de la dérivée :

$$\sum_{k=0}^n a_k (i\omega)^k Y(i\omega) = \sum_{k=0}^m b_k (i\omega)^k U(i\omega) \quad (13.24)$$

Soit encore $Y(i\omega) = H(i\omega)U(i\omega)$ ³ avec la transmittance isochrone :

$$H(i\omega) = \frac{Y(i\omega)}{U(i\omega)} = \frac{\sum_{k=0}^m b_k (i\omega)^k}{\sum_{k=0}^n a_k (i\omega)^k} \quad (13.25)$$

13.3 Application de la transformée de Laplace en théorie des systèmes

Le but de cette dernière (:'() section est d'introduire la notion de fonction de transfert d'un SLP et d'en caractériser les notions de causalité et stabilité en ces termes, mais aussi l'étude de l'interconnexion des SLP.

13.3.1 Fonction de transfert d'un SLP

Rappelons une fois de plus la propriété phare de la transformée de Laplace bilatérale d'un produit de convolution :

$$y(t) = h(t) * u(t) \xrightarrow{\mathcal{L}} Y(p) = H(p)U(p), \quad \text{où } \max(\alpha_h^+, \alpha_u^+) < \Re(p) < \min(\alpha_h^-, \alpha_u^-) \quad (13.26)$$

Énonçons à présent la définition :

A retenir : DÉFINITION

Fonction de transfert ou transmittance isomorphe :

$$H(p) = \mathcal{L}(h(t)) = \frac{Y(p)}{U(p)} \quad (13.27)$$

avec RDC $\alpha_h^+ < \Re(p) < \alpha_h^-$.

13.3.2 Région de convergence de la fonction de transfert d'un SLP causal

On sait maintenant bien que la RDC de $H(p)$ d'un système causal est un demi-plan droit. Définissons la notion de causalité et stabilité (en rouge dans les slides) :

1. Soit $H(p)$ une fraction rationnelle qui correspond à la fonction de transfert d'un SLP. Le SLP est **causal** si et seulement si la RDC de $H(p)$ est le demi-plan à droite du pôle le plus à droite de $H(p)$.

3. A revoir

2. Soit $H(p)$ une fraction rationnelle correspondant à la fonction de transfert d'un SLP causal et soient $p_i, i = 1, \dots, n$ ses pôles. Le système est **stable** si et seulement si $\Re(p_i) < 0, i = 1, \dots, n$.

Une autre condition pour la stabilité peut s'énoncer : $\int_{-\infty}^{\infty} |h(t)| dt < \infty$ (c-à-d le SLP est stable) si et seulement si la RDC de $H(p)$ contient $\Re(p) = 0$.

13.3.3 Fonction de transfert d'un système décrit par une EDO a coefficient constants

Entrée $u(t)$ appliquée depuis un temps infiniment long

On retrouve l'équation différentielle déjà énoncée un peu plus haut

$$\sum_{k=0}^n a_k \frac{d^k y(t)}{dt^k} = \sum_{k=0}^m b_k \frac{d^k u(t)}{dt^k} \quad m \leq n \quad (13.28)$$

Effectuons cette fois ci la transformée de Laplace **bilatérale** des deux membres :

$$\mathcal{L} \left\{ \sum_{k=0}^n a_k \frac{d^k y(t)}{dt^k} \right\} = \mathcal{L} \left\{ \sum_{k=0}^m b_k \frac{d^k u(t)}{dt^k} \right\} \quad (13.29)$$

Par linéarité :

$$\sum_{k=0}^n a_k \mathcal{L} \left\{ \frac{d^k y(t)}{dt^k} \right\} = \sum_{k=0}^m b_k \mathcal{L} \left\{ \frac{d^k u(t)}{dt^k} \right\} \quad (13.30)$$

En appliquant la transformée de Laplace bilatérale de la dérivée :

$$\sum_{k=0}^n a_k p^k Y(p) = \sum_{k=0}^m b_k p^k U(p) \quad (13.31)$$

Soit encore, $Y(p) = H(p)U(p)$ avec la fonction de transfert (rouge) :

$$H(p) = \frac{Y(p)}{U(p)} = \frac{\sum_{k=0}^m b_k p^k}{\sum_{k=0}^n a_k p^k} \quad (13.32)$$

On a ici besoin d'**information complémentaire** pour déterminer la RDC de $H(p)$.

Système initialement au repos soumis à une entrée causale

Considérons comme entrée causale :

$$y(0^-) = \frac{dy(t)}{dt} \Big|_{0^-} = \dots = \frac{dy^{n-1}(t)}{dt^{n-1}} \Big|_{0^-} = 0 \quad (13.33)$$

Effectuons cette fois ci la transformée de Laplace **unilatérale** des deux membres :

$$\mathcal{L}_u \left\{ \sum_{k=0}^n a_k \frac{d^k y(t)}{dt^k} \right\} = \mathcal{L}_u \left\{ \sum_{k=0}^m b_k \frac{d^k u(t)}{dt^k} \right\} \quad (13.34)$$

Par linéarité :

$$\sum_{k=0}^n a_k \mathcal{L}_u \left\{ \frac{d^k y(t)}{dt^k} \right\} = \sum_{k=0}^m b_k \mathcal{L}_u \left\{ \frac{d^k u(t)}{dt^k} \right\} \quad (13.35)$$

Appliquons la transformée de Laplace unilatérale de la dérivée pour les conditions initiales et l'entrée considérées :

$$\sum_{k=0}^n a_k p^k \mathcal{Y}(p) = \sum_{k=0}^m b_k p^k \mathcal{U}(p) \quad (13.36)$$

Soit encore, $\mathcal{Y}(p) = \mathcal{H}(p)\mathcal{U}(p)$ avec la fonction de transfert (rouge) :

$$\mathcal{H}(p) = \frac{\mathcal{Y}(p)}{\mathcal{U}(p)} = \frac{\sum_{k=0}^m b_k p^k}{\sum_{k=0}^n a_k p^k} \quad (13.37)$$

Les hypothèses impliquent le système causal : la RDC est le demi-plan à droite du pôle le plus à droite.⁴

13.3.4 Interconnexion de SLP

Trois cas sont intéressants :

1. Système en parallèle

$$h(t) = h_1(t) + h_2(t) \Rightarrow H(p) = H_1(p) + H_2(p) \quad (13.38)$$

2. Système en série (la sortie du premier système est l'entrée du second)

$$h(t) = h_1(t) * h_2(t) \Rightarrow H(p) = H_1(p)H_2(p) \quad (13.39)$$

3. Système en rétroaction ; systèmes ayant la même entrée : la sortie est la somme de ces systèmes.

$$Y(p) = H_1(p)E(p) \quad Z(p) = H_2(p)Y(p) \Rightarrow Y(p) = H_1(p)(U(p) - H_2(p)Y(p)) \quad (13.40)$$

Soit :

$$H(p) = \frac{Y(p)}{H(p)} = \frac{H_1(p)}{1 + H_1(p)H_2(p)} \quad (13.41)$$

On voit directement qu'il est bien plus simple d'utiliser ces expressions que de manier avec dextérité le produit de convolution dans le domaine temporel. On obtient également des expressions similaires en transformée de Fourier (pour les systèmes stables).



4. Notons que si $u(t) = 0 \rightarrow y(t) = 0$.

Annexe A

Analyse complexe : rappel TP

Séance 1 Opérations sur les nombres complexes

Soit

$$z = x + iy = re^{i\theta} \text{ avec } \begin{cases} r = \sqrt{x^2 + y^2} \\ \theta = \text{sign}(\text{Gauss}) \arctan\left(\frac{y}{x}\right) \end{cases} \quad (\in \mathbb{R})$$

Formules de Moivre : $(\cos \theta + i \sin \theta)^n = \cos(n\theta) + i \sin(n\theta)$

$z = \bar{z} \Rightarrow z \in \mathbb{R}$

$|z| = \sqrt{z\bar{z}}$

Pour les inégalités théoriques, si il y a des $|\dots|$ mettre au carré pour plus de racines et dev des 2 coté en parallèle. On trouvera la même chose à gauche et à droite à un facteur prêt, prouver l'inégalité sur les facteurs restants (ex2 a),b))

$$\operatorname{Re}(z) = \frac{z + \bar{z}}{2} \quad \operatorname{Im}(z) = \frac{z - \bar{z}}{2i}$$

$$\cos \theta = \frac{e^{i\theta} + e^{-i\theta}}{2} \quad \sin \theta = \frac{e^{i\theta} - e^{-i\theta}}{2i}$$

cosh et sinh c'est pareil sans i .

$$z = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} \operatorname{Re}(z) = 0 \\ \operatorname{Im}(z) = 0 \end{cases}$$

Séance 2 Limites, dérivabilité, Cauchy-Riemann

Ne pas hésiter à utiliser Horner ou la division euclidienne.

Notion de différentielle en $z = z_0$:

$$\lim_{z \rightarrow z_0} \frac{f(z) - f(z_0)}{z - z_0}$$

Équation Cauchy-Riemann :

Soit $f(z) = u(x, y) + i v(x, y)$ ($u, v \in \mathbb{R}$), $f(z)$ est **différentiable** en $z = z_0$ si :

$$\begin{cases} \partial_x u = \partial_y v \\ \partial_y u = -\partial_x v \end{cases} \quad \text{ou} \quad \partial_{\bar{z}} f(z) = 0$$

Calculé en $z = z_0$

La notion d'**analytique** en un point signifiant la différentiabilité de la fonction dans un voisinage du point (autour du point)

Séance 3 Fonctions usuelles

Notion de dérivée :

$$\lim_{|\Delta z| \rightarrow 0} \frac{f(z_0 + \Delta z) - f(z_0)}{\Delta z}$$

Quelques opérateurs :

- $\log(z) = \ln |z| + i \arg(z)$
- $\text{Log}(z) = \ln |z| + i \text{Arg}(z)$ où $-\pi \leq \text{Arg}(z) \leq \pi$
- $P(c, z) = e^{c \text{Log}(z)}$

Remarque : $\partial_z \text{Log}(z) = \frac{1}{z}$. On ne peut pas utiliser la définition du logarithme pour la dérivation car $\text{Arg}(z)$ n'est pas rigoureusement indépendant de z .

Ici, le logarithme de base est de base $\neq e$.

$\text{Log}(z)$ est analytique partout sur $\mathbb{C} \setminus \{z \leq 0 \mid z \in \mathbb{R}\}$

\triangle tout est à $2k\pi i$ prêt, c-a-d que si $z = 2$ c'est en réalité $z = 2e^{2k\pi i}$. Lors du passage de logarithme, ne pas oublier le $2k\pi i$

Séance 4 Analyticité et intégrabilité. Intégrale de chemin

Théorème de Cauchy-Goursat :

Soit C un chemin admissible fermé simple. Soit $f(z)$ une fonction analytique en tout point de $C \cup D$ (D , domaine intérieur de C)

$$\Rightarrow \oint_C f(z) dz = 0$$

Formule de Cauchy :

Soit C un chemin admissible fermé simple. Soit $f(z)$ une fonction analytique en tout point de $C \cup D$ (D , domaine intérieur de C) et soit z_0 un point intérieur à C ($z_0 \in D$)

$$\Rightarrow f^{(n)}(z_0) = \frac{n!}{2\pi i} \oint_C \frac{f(z)}{(z - z_0)^{n+1}} dz$$

Séance 5

Série de Taylor :

Si f est analytique dans le **disque ouvert** D , $|z - z_0| < R$
Alors \forall point $\in D$

$$f(z) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n (z - z_0)^n \quad |z - z_0| < R$$

$$a_n = \frac{f^{(n)}(z_0)}{n!} \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

Série de Laurent :

Si f est analytique dans le **domaine** D , $R_1 < |z - z_0| < R_2$
 C un chemin admissible fermé entourant z_0 et $\in D$

$$f(z) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n (z - z_0)^n + \overbrace{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{b_n}{(z - z_0)^n}}^{\text{partie principale}} \quad R_1 < |z - z_0| < R_2$$

$$a_n = \frac{1}{2\pi i} \oint_C \frac{f(z)}{(z - z_0)^{n+1}} dz \quad ; \quad b_n = \frac{1}{2\pi i} \oint_C \frac{f(z)}{(z - z_0)^{1-n}}$$

$$(n = 0, 1, \dots) \quad ; \quad (n = 1, 2, \dots)$$

Critère du Quotient :

Soit la série $\sum_0^{\infty} a_n$, la série converge ou diverge selon :

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \left| \frac{a_{n+1}}{a_n} \right| = \begin{cases} < 1 \rightarrow \text{la série converge absolument} \\ = 1 \rightarrow \text{on ne sait pas} \\ > 1 \rightarrow \text{diverge} \end{cases}$$

Important dans le TP

$$\frac{1}{1-z} = \sum_{n=0}^{\infty} z^n \quad (|z| < 1)$$

On ne calculera quasi pas a_n et b_n , il faut se débrouiller pour avoir quelque chose en $\frac{1}{(z-z_0)^n}$ et quelque chose en $(z - z_0)^n$ pour ainsi faire le lien avec Laurent.

Remarque $|z-2| < 3 \Rightarrow 0 < \frac{1}{|z-2|} < \frac{1}{3}$ et poser $u = \pm(z-2)$ pour alléger

Ne pas hésiter à passer par dérivation, ex : $\frac{1}{(z-1)^3} = -\frac{1}{2} \frac{d^2}{dz^2} \frac{1}{1-z} = -\frac{1}{2} \frac{d^2}{dz^2} \sum_0^\infty z^n$

Séance 6 Singularités, Séries de Laurent, Théorème des résidus

Définition du résidu (en gros) le résidu est le coefficient devant le terme en $\frac{1}{z-z_0}$ (étant dans la partie principale de la série de Laurent), z_0 étant le point singulier correspondant

Théorème des résidus :

Soit C un chemin admissible fermé simple, orienté dans le sens positif et soit $f(z)$, analytique en tout point de $C \cup D$ sauf en un nombre fini de points singuliers isolés (D , intérieur de C)

Soit z_k ces points isolés $\in D$ ($k = 1, \dots, n$)

$$\Rightarrow \oint_C f(z) dz = 2\pi i \sum_{k=1}^n \text{Res}_{z=z_k} f(z)$$

Théorème R1 :

Un point singulier isolé z_0 de $f(z)$ est un pôle d'ordre m

$$\Leftrightarrow f(z) = \frac{\Phi(z)}{(z-z_0)^m} \quad \text{où } \Phi(z) \text{ est analytique et non nulle en } z_0$$

De plus

$$\text{Res}_{z=z_0} f(z) = \Phi(z_0) \quad \text{si } m = 1$$

$$\text{Res}_{z=z_0} f(z) = \frac{\Phi^{m-1}(z_0)}{(m-1)!} \quad \text{si } m \geq 2$$

Théorème R2 :

Soit 2 fonctions $p(z)$ et $q(z)$, analytique en z_0 .

Si $\begin{cases} p(z_0) \neq 0 \\ q(z_0) = 0 \text{ et } q'(z_0) \neq 0 \end{cases} \Rightarrow z_0 \text{ est un pôle } \mathbf{simple} \text{ de } \frac{p(z)}{q(z)} \text{ et}$

$$\text{Res}_{z=z_0} \frac{p(z)}{q(z)} = \frac{p(z_0)}{q'(z_0)}$$

Formule TP :

$$\text{Res}_a f(z) = \lim_{z \rightarrow a} \frac{\partial^{n-1}}{\partial z^{n-1}} ((z-a)^n f(z)) \quad \text{où } n := \text{ordre de } a$$

Type particulier de point singulier :

— éliminable :

- "pôle d'ordre 0", la singularité se simplifie avec la racine du numérateur
- la fonction n'existe pas en z_0 mais sa limite existe

— essentiel :

- "pôle d'ordre ∞ ", la partie principale a une infinité de termes

Séance 7 Applications du théorème des résidus

$$P.V \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) dx = \lim_{R \rightarrow \infty} \int_{-R}^R f(x) dx$$

où $P.V :=$ Valeur principale

Propriété (pour $f(x)$ continue !)

$$— \text{ Si } f(x) \text{ converge } (x \rightarrow \infty) \Rightarrow P.V \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) dx \exists$$

$$— \text{ Si } f(x) \text{ est paire et } P.V \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) dx \exists$$

$$\Rightarrow 2 \int_0^{\infty} f(x) dx = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) dx = P.V \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) dx$$

Corollaire du Théorème des résidus :

Soit C un chemin admissible fermé simple, orienté dans le sens positif et soit $f(z)$, analytique **sur \mathbb{C}** sauf en un nombre fini de points singuliers isolés **contenu à l'intérieur de C**

$$\Rightarrow \oint_C f(z) dz = 2\pi i \operatorname{Res}_{z=0} \left[\frac{1}{z^2} f\left(\frac{1}{z}\right) \right]$$

⚠ Ne pas se jeter tête baissée dans le corollaire, ou dans le théorème, erreur courante. Exemple de l'exo 1b (décomposition de la fraction en somme de fraction et prouver que la somme des résidus vaut 0, ce qui est beaucoup moins fastidieux, long et faisable que le théorème!)

Après avoir prouvé que $f(x)$ est borné et continue, on peut dire que $\int_{-\infty}^{+\infty}$ équivaut à $\lim_{R \rightarrow \infty} \int_{-R}^R$

De cela, on peut s'amuser... car en effet, on peut dire que (Figure A.1)

$$\int_{-R}^R \dots + \int_{\gamma} \dots = \oint_C \dots$$

Il suffira donc de calculer l'intégrale sur le contour fermé (ce que l'on sait faire) et s'amuser avec celle sur la paramétrisation γ (habituellement, on s'arrange pour qu'elle s'annule quand $R \rightarrow \infty$). Ainsi, on pourra déduire la valeur de l'intégrale de départ (bon exemple \Rightarrow 2c et 3a)

Remarque Si une des singularités se trouve sur la courbe $[-R, R]$, **il faut l'exclure**, comment ? Au lieu de faire $2\pi i$ Res, ce sera πi Res.

Explication On mettait $2\pi i$ car en réalité, on contourne la singularité par un contour élémentaire pour l'exclure de notre contour (un cercle) $\Rightarrow 2\pi i$. Mais dans le cas d'une singularité sur le segment $[-R, R]$, pour exclure la singularité, il ne faut plus qu'un **demi-cercle** $\Rightarrow \pi i$

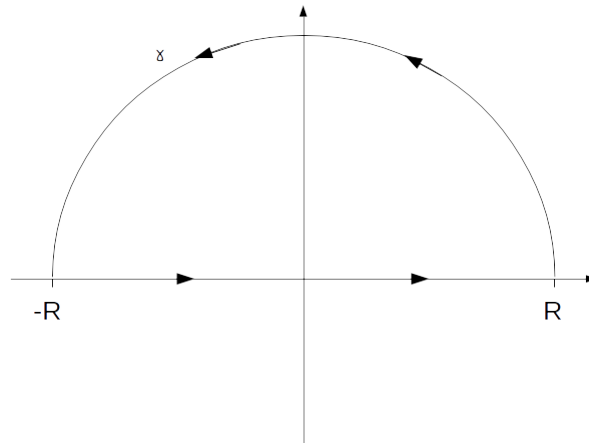


FIGURE A.1 – $R + \gamma = O$ dans le sens +

Séance 8 Systèmes linéaires et permanents, produits de convolution, séries de Fourier

2 type de système :

— Système linéaire :

— Propriété de superposition et d'homothétie

— Pour le vérifier, poser $u(t) = au_1(t) + bu_2(t)$ et vérifier si $y(t) = ay_1(t) + by_2(t)$

— Système permanent :

— Si lorsque $y_0(t)$ est la sortie de $u_0(t) \Rightarrow y_0(t - t_0)$ est la sortie de $u_0(t - t_0)$

— Pour le vérifier, poser $u(t) = u(t - t_0)$ et vérifier si $y(t) = y(t - t_0)$

Produit de convolution

$$y(t) = u(t) * h(t) = h(t) * u(t) \quad (\text{A.1})$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} u(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (\text{A.2})$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) u(t - \tau) d\tau \quad (\text{A.3})$$

Propriété : $y(t) = y(t) * \underbrace{\delta(t)}_{\substack{\text{Impulsion} \\ \text{de Dirac}}}$

Fonction de Heaviside :

$$\nu(t) = \begin{cases} 0 & \text{si } t < 0 \\ 1 & \text{si } t > 0 \end{cases}$$

Série de Fourier d'un signal périodique **réel** $u(t)$ de période T

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k e^{ik\omega_0 t}$$

$$\text{où} \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T}, \quad a_k = \frac{1}{T} \int_T u(t) e^{-ik\omega_0 t} dt$$

Remarque Nous avons une exponentielle complexe dans l'intégrale, il est parfois judicieux de la décomposer en $\cos(k\omega_0 t)$ et $\sin(k\omega_0 t)$ pour faire apparaître les parités et ainsi, faire (parfois) plus simple

Petite précision sur $\delta(t - t_0)$, l'impulsion de Dirac : c'est une fonction nulle partout sauf en $t = t_0$ et dont la valeur est telle que la surface de l'impulsion = 1

△ Faire attention au changement de signe - _ -'

Séance 9 Transformées de Fourier et de Laplace

Petit rappel de Fourier (+notation supplémentaire) :

$$x(t) \xrightarrow{F} X(i\omega) = F(x(t)) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-i\omega t} dt$$

Nouveautés :

$$X(i\omega) \xrightarrow{F^{-1}} x(t) = F^{-1}(X(i\omega)) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(i\omega) e^{i\omega t} d\omega$$

$$F(e^{i\omega_0 t}) = 2\pi\delta(\omega - \omega_0) \quad \text{car } F^{-1}(2\pi\delta(\omega - \omega_0)) = \frac{1}{2\pi} \int \dots = e^{i\omega_0 t}$$

Remarque $\omega_0 \in \mathbb{R}$

△ faire attention au **signe** et au **variable d'intégration**

Propriétés :

$$x(t) \xrightleftharpoons[F^{-1}]{F} X(i\omega)$$

$$y(t) = x(t - t_0) \xrightarrow{F} Y(i\omega) = e^{-i\omega t_0} X(i\omega)$$

$$y(t) = e^{i\omega_0 t} x(t) \xrightarrow{F} Y(i\omega) = X(i(\omega - \omega_0))$$

$$y(t) = x(at) \xrightarrow{F} Y(i\omega) = \frac{1}{|a|} X\left(i\frac{\omega}{a}\right) \quad (a \in \mathbb{R}_0)$$

$$y(t) = \frac{d}{dt} x(t) \xrightarrow{F} Y(i\omega) = i\omega X(i\omega)$$

$$y(t) = -itx(t) \xrightarrow{F} Y(i\omega) = \frac{dX(i\omega)}{d\omega}$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt = 1 \Leftrightarrow \int_{-\infty}^{+\infty} |X(i\omega)|^2 d\omega = 2\pi$$

Transformation de Laplace :

$$X(p) = \mathcal{L}(x(t)) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-pt} dt$$

Séance 10 Transformée de Laplace et équations différentielles

Transformée de Laplace

$$X(p) = \mathcal{L}(x(t)) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-pt} dt$$

$$x(t) = \frac{1}{2\pi i} \int_{\sigma-i\infty}^{\sigma+i\infty} X(p) e^{pt} dp$$

Propriétés

$$\begin{array}{lll}
y(t) = \overline{x(t)} & \xrightarrow{\mathcal{L}} Y(p) = \overline{X(\bar{p})} & \alpha^+ < \Re(p) < \alpha^- \\
y(t) = x(t - t_0) & \xrightarrow{\mathcal{L}} Y(p) = e^{-pt_0} X(p) & \alpha^+ < \Re(p) < \alpha^- \\
y(t) = e^{p_0 t} x(t) & \xrightarrow{\mathcal{L}} Y(p) = X(p - p_0) & \alpha^+ + \Re(p_0) < \Re(p) < \alpha^- + \Re(p_0) \\
y(t) = x(at) & \xrightarrow{\mathcal{L}} Y(p) = \frac{1}{|a|} X\left(\frac{p}{a}\right) & a\alpha^+ < \Re(p) < a\alpha^- \\
y(t) = \frac{dx(t)}{dt} & \xrightarrow{\mathcal{L}} Y(p) = p X(p) & \alpha^+ < \Re(p) < \alpha^- \\
y(t) = -tx(t) & \xrightarrow{\mathcal{L}} Y(p) = \frac{dX(p)}{dp} & \alpha^+ < \Re(p) < \alpha^- \\
y(t) = \int_{-\infty}^t x(t) dt & \xrightarrow{\mathcal{L}} Y(p) = \frac{X(p)}{p} & \alpha^+ < \Re(p) < \alpha^-
\end{array}$$

Inversion Les théorèmes (?) suivant utilisent la décomposition en fraction simple d'une fraction de polynômes.

Soit $X(p)$, $\Re(p) > \alpha$, fraction avec $d_N^\circ < d_D^\circ$, si tous les pôles sont de multiplicité = 1, on a

$$\begin{aligned}
X(p) &= \sum_{i=1}^n \frac{\alpha_i}{p - \beta_i} \quad | \quad \Re(p) > \max(\beta_i) \\
\Rightarrow x(t) &= \sum_{i=1}^n \alpha_i e^{\beta_i t} \nu(t)
\end{aligned}$$

On comprendra que les α_i sont les coefficients trouvés en décomposant en fractions simples et que les β_i sont les pôles.

Soit $X(p)$ une fraction à coefficient réels, $\alpha^+ < \Re(p) < \alpha^-$, soit $X(p) = X_g(p) + X_d(p)$ avec les pôles de X_g (noté p_g) $| \quad \Re(p_g) \leq \alpha^+$ et les pôles de X_d (noté p_d) $| \quad \Re(p_d) \geq \alpha^-$

$$\Rightarrow x(t) = \sum_{p \in p_g} \text{Res}_p [X_g(p) e^{pt}] \nu(t) - \sum_{p \in p_d} \text{Res}_p [X_d(p) e^{pt}] \nu(-t)$$

\triangle α^+ est la borne inf, α^- est la borne sup

Le 2^{ème} théorème est la généralisation du premier, il est important de réfléchir à quel pôle va se retrouver dans quelle partie (X_g ou X_d) car en fonction de ça, il ne sera p-e pas nécessaire de tout décomposer en fraction simple.

Remarque pour les fractions simples, il y a plus simple que de résoudre un système d'équation, soit :

$$\frac{N(x)}{D(x)} = \frac{A}{x - x_1} + \frac{B}{x - x_2} + \frac{C}{x - x_3} + \dots$$

Pour trouver un coefficient, il suffit de reprendre la partie de gauche, la multiplier par le dénominateur du coefficient en question et de la calculer en la racine de ce dénominateur (le pôle de la fraction). Exemple pour A

$$A = \frac{N(x)}{D(x)} (x - x_1) \Big|_{x=x_1}$$

la partie en $(x - x_1)$ va se simplifier avec une partie de $D(x)$ (logique) et on aura le résultat (cool non :D).

Transformée \mathcal{L} unilatérale

$$X(p) = \mathcal{L}_u(x(t)) = \int_0^\infty x(t)e^{-pt} dt$$

Propriétés

$$\begin{aligned} \mathcal{L}_u\left(\frac{d^n x}{dt^n}\right) &= p^n X_u(p) - p^{n-1}x(0^-) - p^{n-2}\frac{dx}{dt}(0^-) - \dots - \frac{d^{n-1}x}{dt^{n-1}}(0^-) \\ \Rightarrow \ddot{y}(t) &= p^2 Y_u(p) - py(0) - \dot{y}(0) \quad | \quad \dot{y}(t) = pY_u(p) - y(0) \end{aligned}$$

Séance 11 Transmittances isomorphes et isochrones - Courbe de Bode

Soit le système

$$e(t) \Rightarrow \boxed{h(t)} \Rightarrow v(t)$$

l'une des propriétés des transformées de Laplace est que convolution devient produit simple et vice versa.

Autrement dit, en prenant le système ci-dessus, on a :

$$v(t) = e(t) * h(t) \Leftrightarrow V(p) = E(p) H(p)$$

Rappel réponse $\begin{cases} \text{impulsionnelle} & h(t) \\ \text{indicielle} & S(t) \end{cases}$. De plus, $h(t) = \frac{dS(t)}{dt}$ et $H(p) = pS(p)$

Après cela, on a les types de transmittance et de SLP

Transmittance isomorphe (= fonction de transfert)
$H(p) = \begin{cases} \mathcal{L}(h(t)) & \text{T.L. de la réponse impulsionnelle} \\ \frac{V(p)}{E(p)} & \text{Rapport des T.L. d'entrée et de sortie} \end{cases}$

<p>SLP stable \Leftrightarrow "entrée bornée \leftrightarrow sortie bornée"</p> $\Leftrightarrow \int_{-\infty}^{+\infty} h(T) dT < +\infty$
--

<p>SLP stable \Rightarrow RDC $H(p)$ contient $\Re(p) = 0$ (que l'axe imaginaire)</p> <p>$\Rightarrow H(i\omega) \exists$ (transmittance isochrone)</p>

<p>SLP causal (demi-plan droit et impulsion nulle dans le passé) avec $H(p)$, fonction rationnelle</p> <p>stable \Leftrightarrow Tous les pôles p_0 de $H(p)$ ont $\Re(p) < 0$</p>
--

Corollaire des théorèmes taubériens

Si $X(p)$ est fraction rationnelle avec ...

$$\Rightarrow \lim_{t \rightarrow +\infty} x(t) = \lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \sigma X(\sigma)$$

Si $X(p)$ est fraction rationnelle avec ...

$$\Rightarrow \lim_{t \rightarrow 0^+} x(t) = \lim_{\sigma \rightarrow +\infty} \sigma X(\sigma)$$