

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8 mai 1945 – Guelma
Faculté des Sciences et de Technologie
Département de Génie Electrotechnique et Automatique



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER Académique**

Domaine: Sciences et Technologie

Filière : Automatique

Spécialité : Automatique et informatique industrielle

Thème

COMMANDE ROBUSTE D'UNE COLONNE DE DISTILLATION

Présenté par : SLATNIA Dhiya-eddine

BOUSLAMA Ayoub

Soutenu le 17/10/2020, devant le jury composé de :

Melle. KECHIDA Sihem	MAA	Univ.Guelma	Président
M. AIDOUH Mouhamed	MCA	Univ.Guelma	Encadreur
Mme. LOUCIF Fatiha	MCA	Univ.Guelma	Examineur

2019/2020

ملخص :

الهدف الرئيسي من هذا العمل هو التحكم القوي في عمود التقطير الثنائي المستخدم باستمرار لفصل خليط سائل لنوعية معينة من النقاء المطلوب من المنتجات النهائية. لتحسين النتائج المتحصل عليها مع وحدات تحكم PI اللامركزية، طبقنا على النظام لدينا التحكم H_{∞} الذي يتيح لنا السيطرة من جهة؛ على إدارة التوازن بين الاستقرار القوي والأداء الاسمي و من ناحية أخرى فإنه يقلل من أثر تأثير اقتران على رفض الاضطرابات. وقد تم تحليل أداء النظام ومقارنته من ناحية تتبع المرجعية، المتانة ورفض الاضطراب.

Résumé :

L'objectif principal de ce travail est la commande robuste d'une colonne de distillation binaire continue utilisée pour séparer un mélange liquide pour avoir une certaine qualité de pureté désirée des produits finaux. Afin d'améliorer les résultats obtenus avec les régulateurs décentralisés PI, on a appliqué à notre système la commande H_{∞} qui nous a permis ; de gérer le compromis entre la robustesse en stabilité et les performances nominales et d'autre part de réduire l'influence de l'effet de couplage sur le rejet de perturbations. Les performances obtenues ont été analysées et comparées en termes de suivi de consignes, robustesse et rejet de perturbations.

Summary :

The main objective of this work is the robust control of a continuous binary distillation column used to separate the liquid mixture to a specific quality of the desired purity of the final products. To improve the results obtained with the decentralised PI controllers, we applied to our system of H_{∞} control, on the one hand offers a way to manage the trade-off between robust stability and nominal performance, on the other hand it reduces the influence of the coupling influence on the disturbances rejection. The performance of the system have analyzed and compared in terms of reference tracking, robustness and disturbance rejection.

Remerciements

Tout d'abord, nous remercions Dieu le tout-puissant pour sa volonté, la sante et la patience qu'il nous a données durant tous ces années d'étude. Nous tenons à remercier particulièrement notre encadreur, monsieur Aidoud Mohammed qui a accepté de superviser notre humble travail, qu'a fourni des conseils judicieux et ainsi son exigence de rigueur, et des orientations, et qui a largement contribué à la réalisation.

Nous tenons tout particulièrement à remercier nos jurys et tous les enseignants du département de Génie Electrotechnique et Automatique Guelma.

Nous exprimons notre profond et sincère gratitude à toutes les personnes que de près ou de loin ont contribué à la réalisation de ce travail, et que nous ont encouragés, soutenus tout au long de ce travail.

Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à nos parents, collègues et amis, qui nous ont toujours soutenus et encouragés au cours de la réalisation de ce mémoire.

Dédicaces

Je dédie ce travail :

❖ *À ma mère Sultana et mon père Naouri qui m'ont
soutenu, et qui ont été toujours*

La pour moi.

❖ *À mes sœurs : Alaa, Amani*

❖ *À mon frère : Akrem*

❖ *À mes oncles et tantes : Sara, Amina, Fatima, Nadia.*

❖ *À toute ma famille.*

❖ *À tout mes amis(es). RĀĪĪK DEBĀĪĪ ET FĀĪĪĪ*

Dhiya-Eddine.

Je dédie ce travail :

❖ *À ma mère et mon père qui m'ont soutenu, et qui
ont été toujours*

La pour moi.

❖ *À mes sœurs.*

❖ *À mes frères.*

❖ *À toute ma famille.*

❖ *À tout mes amis(es).*

Ayoub.

LISTE DES SYMBOLES ET ABREVIATIONS

Symboles :

F : Débit de l'alimentation [lb/min]

Z : Fraction molaire de la composition d'alimentation [mol% MeOH]

q_F : Fraction molaire de liquide dans l'alimentation

D : Débit du distillat [lb/min]

B : Débit du résidu [lb/min]

M_D : La rétention du condenseur [lb]

M_B : La rétention molaire du rebouilleur [lb]

X_B : La composition du de résidu

Y_D : La composition de distillat

L : Débit de reflux [lb/sec]

V : Débit de vapeur [lb/sec]

n : Nombre de plateaux de la colonne (nf : plateau d'alimentation)

$NT = n + 1$: Nombre total de plateaux

L_i : Débit de liquide quittant le plateau i [lb/min]

V_i : Débit de vapeur quittant le plateau i [lb/min]

L_{i+1} : Le débit de liquide entrant (arrivant du plateau supérieur) du plateau i [lb/min]

V_{i-1} : Le débit de vapeur entrant (arrivant du plateau inférieur) du plateau i [lb/min]

X_i : Composition en liquide du plateau i

Y_i : Composition en vapeur du plateau i

M_i : Contenu du plateau i [lb]

α : Volatilité relative entre le composant lourd et le composant léger

V_T : La température en tête de colonne [°C]

G : La matrice d'état de système nominal

G_{ij} : Les éléments de la matrice d'état G

[]_{ij}: Les éléments d'une fonction ou matrice d'état

LISTE DES SYMBOLES ET ABREVIATIONS

K_{ij} : Les gains statiques des fonctions de transfert des sous-systèmes G_{ij} dans le cas nominal

$[G_p]_{ij}$: Les éléments de la matrice de transfert système perturbé

$Yr1, Yr2$: Les Consignes de compositions distillat et résidu de colonne

$U1, U2$: La commande de débit de reflux (L) et vapeur (V)

∂ : Dérivée partielle $\hat{x}(k + \frac{1}{k})$

Λ : Le gain relatif

T_e : Période d'échantillonnage

m : Nombre d'entrées d'un système multivariable

n : Dimension d'état du système

P : Nombre de sorties du système multivariable

\mathbb{N} : Ensemble des nombres entiers naturels

\mathbb{C} : Ensemble des nombres complexes

\mathbb{R} : Ensemble des nombres réels

$\mathbb{R}H_\infty$: Ensemble des transferts propres et stables à coefficients réels H_∞

S : Variable de Laplace

$\hat{x}(k + \frac{1}{k})$: Prédiction de la variable x à l'instant $K + 1$ à partir des valeurs connues jusqu'à

l'instant k

k : Incrément en temps discret (pour un signal) $x, x(k) = x(t)|_{t=kT}$

$I_{m \times m}$: Matrice « identité » de dimension $m \times m$

$I_{m \times n}$: Matrice « identité » de dimension $m \times n$

O_m : Matrice nulle de dimension $m \times m$

O_n : Matrice nulle de dimension $m \times n$

F_T : LFT inférieure (« lower LFT »)

Abréviations :

U: commande

CV: Variables contrôlées (« Contrôles Variables »)

LISTE DES SYMBOLES ET ABREVIATIONS

E/S : Entrées/Sorties

IMC: Modèle de contrôle interne (« Internal Model Control »)

LFT: Transformation linéaire fractionnaire (« Linear Fractional Transformation »)

LQG: Linéaire quadratique gaussienne (« Linear Quadratic Gaussian »)

L-V: Liquide-Vapeur

MATLAB : « Matrix LABoratory » Max :

Maximum

mes : mesurée

MeOH : Méthanol

Min : Minimum

MIMO: Multi-entrées multi-sorties (« Multi-Input Multi-Output »)

MPC : Contrôle prédictive multivariable (« Model Predictive Control »)

PI: Proportionnel Intégrale (« Proportional Integral »)

PID: Proportionnel Intégrale Dérivé (« Proportional Integral Derivative »)

RGA: Matrice des Gains Relatifs (« Relative Gain Array »)

TABLE DES MATIÈRES

LISTE DES TABLEAUX

LISTE DES FIGURES

Chapitre I : DESCRIPTION ET MODELISATION DE LA COLONNE DE DISTILLATION

I.1.Introduction :	5
I.2. Définition de la distillation	5
I.3. Les unités de distillation	5
I.3.1-Condenseur	6
a-Condenseur totale	6
b-Condenseur partiel	6
I.3.2-Colonne de fractionnement :	6
I.4 Les type de distillation	6
I.4.1. La composition du mélange	6
a). La distillation binaire :	6
b). La distillation multi-composante :	6
I.4.2. Le mode de traitement :	7
a). Distillation continue :.....	7
b). Distillation discontinue ou (distillation batch) :.....	7
I.5. But de la distillation:	7
a). Colonne à plateaux :.....	8
b) Colonne à garnissages :.....	8
I.7. La différence entre les colonnes à plateaux et à garnissages :	9
I.8. Principe de fonctionnement d'une colonne à distiller :	9
I.9.Dimensionnement d'une installation de distillation :	11
I.10.Le contrôle de fonctionnement d'une colonne :	11
I.10.1. Qualité du distillat et du résidu :	11
I.10.2.Débits :	12
I.10.3.Niveaux :	12
I.10.4. Chauffage et refroidissement de la distillation :	13
a). Chauffage en fond de colonne :.....	13
b). Refroidissement en tête de colonne :.....	13
I.10.5.Pression :	13
a). Pression de marche :.....	14

b). Pression différentielle de la colonne :.....	14
I.10.6. Températures à différents niveaux :.....	14
I.11. Modélisation.....	14
I.12. Modèle de colonne de distillation :.....	17
I.13. Conclusion.....	18
<i>Chapitre II : RÉGLAGE DES STRUCTURES DE COMMANDE DÉCENTRALISÉES</i>	
II.1. Introduction.....	20
II.2. Le concept de l'interaction dans la colonne de distillation	20
II.3. Phénomène d'interaction :.....	20
II.3. Définition de l'interaction dans un système :.....	21
II.4. Méthode de découplage inverse :.....	21
II.4.1. La configuration de découplage inversé	21
II.4.2. la synthèse de découpler	22
II.4.3. Les avantages de découpleur inversé :.....	25
II.5. Application de découpleur inversé sur la colonne de distillation.....	25
II.6. Applications des régulateurs PI décentralisés : BLT, IMC-PI, Astrom et Fruehauf.....	25
a). Régulateur PID par BLT.....	26
b). Régulateur d'Astrom et Hagglund (1995)	26
c). Régulateur de Fruehauf, et al. (1993)	26
d). Régulateur IMC-PI	27
II.7. Conclusion.....	27
<i>Chapitre III : SYNTHÈSES DE CONTRÔLEURS ROBUSTES BASE sur</i>	
<i>H_{∞} STRUCTURÉE</i>	
III.1. Introduction	30
III.2. La commande H_{∞}	30
III.2.1. Concept de base	30
III.2.1.1. Rappel des Principaux outils mathématiques	30
a). La valeur singulière	30
b). La Norme H_{∞}	31
III.2.1.2. Les fonctions de sensibilités	32
III.2.1.3. Performances d'un système bouclé multivariable	33

a). Stabilité interne	33
b. Performance nominale.....	34
c). Robustesse en stabilité	34
d). Robustesse en performance	35
III.2.2. La synthèse de contrôleur H_∞	35
III.2.2.1. Forme standard	35
III.2.2.2. Le problème H_∞ standard	36
III.2.3. La résolution du problème H_∞	37
III.2.3.1. Représentation d'état du système	37
III.2.3.2. Les hypothèses	38
III.2.3.3. Résolution par l'algorithme de Glover-Doyle.....	38
III.2.4. Construction du critère H_∞	40
III.2.4.1. Synthèse H_∞ direct	40
III.2.4.2. Synthèse H_∞ pondérée	40
III.2.4.3. Mise sous forme standard	42
III.2.4.4. Le choix des fonctions de pondérations	43
• La fonction de pondération W_1	43
• La fonction de pondération W_2	43
La fonction de pondération W_3	43
III.2.5. Sensibilité mixte	43
III.3. Procédure d'optimisation par H_∞	44
III.4. Conclusion :.....	44
 CHAPITRE IV : RÉSULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSION	
IV.1. Introduction :.....	46
IV.2. La commande robuste H_∞ :.....	46
IV.2.1. Compromis de robustesse :.....	47
IV.2.2. Réponse fréquentielle :.....	48
IV.2.3. Réponse temporelle :.....	52
IV.3. Application de la méthode de découplage :.....	53
IV.3.1 Réglage du contrôleur dans Simulink avec LOOPTUNE :.....	53
IV.3.1.1 Les objectifs de contrôle	53
IV.3.1.2 Réponses fréquentielles :.....	54
IV.3.1.3. Réponses temporelles :.....	54
IV.3.2. Réglage du contrôleur dans MATLAB :.....	54
IV.3.2.1. Test de suivi de consigne	56

TABLE DES MATIERES

IV.3.2.2. Test de rejet de perturbation :.....	56
IV.3.2.3.Rejet des perturbation d'entrée :.....	57
IV.4. Conclusion :.....	58

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1 : Comparaison entre colonne à plateaux et à garnissages.....	9
Tableau II.1 : les paramètres de régulateur PI par la méthode BLT.....	27
Tableau II.2 : les paramètres de régulateurs PI par la méthode d’Astrom et Hagglund (1995)..	27
Tableau II.3 : les paramètres de régulateur PI par la méthode de Fruehauf, et al. (1993)	27
Tableau II.3 : les paramètres de régulateurs PI par la méthode IMC-PI	26

LISTE DES FIGURES

Figure I.1 : Unité de distillation	5
Figure I.2 : Schéma des plateaux.....	8
Figure I.3 : Schéma de Colonne à garnissages.....	9
Figure I.4 : Schéma de principe d'une colonne de distillation.....	10
Figure I.5 : Diagramme du point d'ébullition	10
Figure I.6 : Diagramme d'équilibre liquide vapeur	11
Figure I.7 : colonne de distillation.....	17
Figure II.1 . Commande multiboucles (cas d'un système 2×2).....	20
Figure II.2 . Découplage inversé.....	21
Figure II.3 : Le découplage inversé alternatif.....	22
Figure II.4 : Le découplage inversé avec un temps de retard inséré	24
Figure III.1 : Valeurs singulières et norme H_∞ d'une matrice de transfert.	31
Figure III.2 : Système multivariable bouclé perturbé.....	32
Figure III.3 : Structure d'un système bouclé pour l'analyse de la stabilité interne.....	35
Figure III.4 : La forme standard	35
Figure III.5 : L'ensemble des contrôleurs centraux stabilisant le système	39
Figure III.6 : Système asservi pondéré.....	41
Figure III.7 : Formes typiques des gabarits contraignant les fonctions de sensibilité.....	41
Figure III.8 : Configuration du système augmenté.....	44
Figure IV.1 : Schéma fonctionnel du système de contrôle.....	47
.	
Figure IV.2 : stabilité robuste	49
Figure IV.3 : stabilités robustes fournies par le contrôleur.....	49
Figure IV.4 : performances nominales.....	50
Figure IV.5 : performances nominales fournies par le contrôleur.....	51
Figure IV.6 : Sensibilité mixte.....	51
Figure IV.7 : Simulations pour changements de consignes sur Y1.....	52
Figure IV.8 : Simulations pour changements de consignes sur Y2.....	52
Figure IV.9 : régulateur de découpleur pour colonne de distillation.....	53
Figure IV.10 : les gains min, max en boucle ouverte.....	54
Figure IV.11 : Simulations pour suivi des points de consigne.....	55
Figure IV.12 : Simulations pour rejet de perturbation	55

LISTE DES FIGURES

Figure IV.13 : suivi des points de consigne.....	56
Figure IV.14 : rejet de perturbation	56
Figure IV.15 : rejet de perturbation d'entrée en boucle ouverte et fermée.....	57

Introduction Générale

Introduction

Introduction :

La distillation est l'opération de séparation la plus répandue dans le monde industriel. Bien que peu efficace d'un point de vue énergétique, elle est simple et présente généralement peu de risque, c'est pourquoi elle est si largement répandue. Il s'agit d'une opération de transferts de matière et de chaleur couplés.

Le principe de la distillation repose sur la formation de vapeur plus riche en composé le plus volatil, puis la condensation de cette vapeur.

Chaque opération de séparation fait appel à l'exploitation des propriétés des milieux multiphasiques pour lesquelles la température et la pression fixent les concentrations des constituants du mélange qui sont différentes à l'intérieur de chaque phase. La discontinuité de concentration à l'interface entre les deux phases doit être considérée en analysant les processus d'échange liés à l'écoulement, au transfert de chaleur et de matière. Lors de séparation des constituants, on ne peut pas optimiser une opération de séparation en ignorant l'un des trois mécanismes.

Dans la littérature, plusieurs modèles sont proposés parmi eux le modèle obtenu par identification d'une colonne de distillation binaire continue appelée Wood et Berry (W.B) pour séparer le méthanol de l'eau. La colonne de distillation est un système incertain constitué, d'une part, de la dynamique nominale et d'autre part, de transferts distribuant l'incertitude sur les paramètres du modèle. Afin d'assurer la stabilité et les performances nominales même en présence des incertitudes et des perturbations, une commande classique est basée sur des paramètres fixes ne donne pas de bons résultats dès que le processus s'écarte des points de fonctionnements établis, où le système voit ces paramètres changent après des années de fonctionnement.

L'objectif principal de cette mémoire est : la modélisation et la commande robuste d'une colonne de distillation afin de maintenir les concentrations en tête et en bas de colonne à leurs valeurs désirées, donc le contrôle robuste vise à garantir les performances et la stabilité d'un système face aux perturbations du débit d'alimentation et aux incertitudes du modèle.

Dans différents travaux de recherche, les incertitudes de modèle W.B sont définies soient par des variations sur les retards seulement ou des variations sur les gains et les retards de chaque

Introduction

fonction de transfert de la matrice d'état. Etant donné que ces deux derniers sont déjà étudiés avec une commande IMC dans le cadre d'optimisation H_∞ avec des variations sur les retards seulement [13], une commande robuste H_∞ basée sur l'optimisation multi objective et algorithme génétique [16]. On a constaté un couplage important influant sur la puissance d'énergie thermique dans le condenseur et le rebouilleur, ainsi que sur la qualité de la concentration du produit dans le distillat et le résidu, puisque les études citées ci-dessus ne présentent pas de bonnes performances, malgré les commandes utilisées.

Le défi majeur de notre travail de recherche est de concevoir une loi de commande robuste plus performante au niveau des changements de consignes, rejet de perturbation, stabilité et robustesse vis-à-vis des incertitudes du modèle de distillation W.B.

Cette thèse comportera quatre chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à des généralités sur la colonne de distillation, d'un état de l'art sur le contrôle de distillation à travers les différents types de modèles et de commandes et un autre sur le modèle choisi et la modélisation de la colonne de distillation.

Le deuxième chapitre on entamera dans ce chapitre l'analyse des interactions ; la synthèse d'un découpleur ; l'application de la commande décentralisée avec différents types de régulateurs PI. En outre, une simulation avec un régulateur PI sans ou avec découplage sera réalisé, ensuite.

Le troisième chapitre de cette mémoire , on envisagera des synthèses de contrôleurs robustes telles que la commande H_∞ , qui fournit un outil puissant permettant de déterminer des lois de commande efficaces dont la structure et les paramètres sont fixes en présence de perturbation et des incertitudes

Dans le quatrième chapitre Un résumé des résultats des simulations. de notre étude sur la commande H_∞ d'une colonne de distillation.

Nous terminerons notre travail par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude

CHAPITER I :

**DESCRIPTION ET MODELISATION
DE LA COLONNE DE
DISTILLATION**

I.1. Introduction :

La distillation est un procédé de séparation de mélange de substances liquides dont les températures d'ébullition sont différentes. Elle permet de séparer les constituants d'un mélange homogène.

Dans l'industrie chimique, il existe plusieurs méthodes pour séparer les ingrédients du mélange, la théorie importante de ces théories, c'est la distillation.

I.2. Définition de la distillation :

La distillation est la séparation par voie physique des divers constituants d'un mélange liquide. La phase vapeur est produite par évaporation en fournissant de la chaleur au système. Elle consiste en l'ébullition d'un mélange liquide suivie d'une condensation de vapeur afin de sortir un liquide pur en tête du procédé de distillation « distillat », ou des fractions liquides plus ou moins riches en constituant du mélange vaporisé au fond du procédé de distillation « résidu ».

Il y aura donc une augmentation en concentration du composé le plus volatil dans le mélange condensé.

I.3. Les unités de distillation :

Elle comprend trois systèmes distincts (figure I.1) : Un système de vaporisation partielle des fonds de colonnes de distillation afin d'engendrer la phase vapeur qu'assurera le fractionnement dans la section d'épuisement. La quantité vaporisées' appelle le taux de rebouillage.

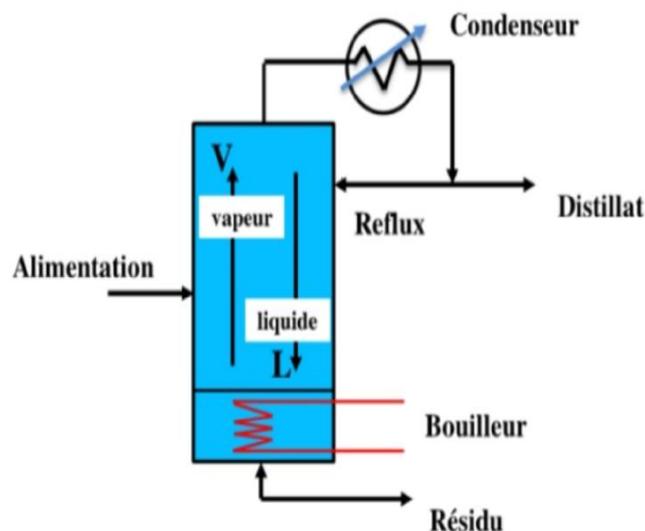


figure I.1 : Unité de distillation [1]

I.3.1-Condenseur :

Un condenseur est un appareil dont la fonction principale est de liquéfier (ou condenser, transformation d'un gaz en liquide) de la vapeur sur une surface froide, ou via un échangeur thermique maintenu froid par la circulation d'un fluide réfrigérant.

On distingue le condenseur total et le condenseur partiel :

a-Condenseur totale :

Toutes les vapeurs sont condensées en un liquide se séparant ensuite entre reflux et distillat, Condenseur total n'est plus un étage de séparation. Par rapport à une colonne conçue sur la base d'un condenseur partiel, il faut donc rajouter un étage interne à la colonne si le condenseur est doit être total. En fait, la construction de McCabe et Thiele est exactement la même, que le condenseur soit total ou partiel, mais elle commence au deuxième plateau (au lieu du premier) dans le cas d'un condenseur total.

b-Condenseur partiel :

Un condenseur partiel est un étage d'équilibre qui effectue une séparation (le distillat et le reflux n'ont pas la même composition). On demande donc au condenseur de liquéfier distillat et reflux, on parle donc de condenseur total. Un condenseur total n'est plus un étage de séparation.

I.3.2-Colonne de fractionnement :

Une colonne de fractionnement est un élément essentiel utilisé dans la distillation de mélanges liquides de manière à séparer le mélange en ses parties constitutives ou fractions, sur la base des différences de volatilité.[1]

I.4 Les types de distillation :

Il existe deux grands types de distillation : la distillation continue et la distillation discontinue.

I.4.1. La composition du mélange :

Les deux types de distillations sont : la distillation binaire et la distillation à plusieurs composants.

a). La distillation binaire :

Le mélange est séparé en deux produits liquide seulement.

b). La distillation multi-composante :

C'est une distillation commerciale où le mélange est séparé en plusieurs produits liquides, comme le raffinage du pétrole.

I.4.2. Le mode de traitement :

Il existe deux grands modes de traitement : la distillation continue et la distillation discontinue. [2] [3]

a). Distillation continue :

En distillation continue, le système est en équilibre massique et thermique permanent. Le mélange à traiter est introduit sur le plateau d'alimentation de la colonne. Les composés les plus volatils se vaporisent à partir du liquide contenu dans la colonne et atteignent un plateau supérieur. En montant, les vapeurs s'enrichissent en composés volatils. La phase vapeur ainsi enrichie est collectée en haut de la colonne, puis condensée pour fournir un distillat léger. La phase liquide tombe en cascade vers le bas, s'enrichit en éléments lourds et perd ses éléments légers. Plus le nombre de plateaux ou la hauteur de la colonne est important, meilleure est la séparation. Le but étant de trouver un compromis entre le rendement et le coût de l'opération. [4]

b). Distillation discontinue ou (distillation batch) :

En distillation discontinue, le chauffage est appliqué dans un réservoir en fond de colonne (bouilleur), où le mélange est introduit. Les produits les plus légers sont recueillis en premier au condenseur qui se trouve en tête de colonne. Lors du passage des différents composés légers, la température en tête de colonne s'accroît. En fin d'opération, il ne reste plus que le résidu lourd en bas de colonne. En ce qui concerne les rejets générés par ce procédé, la partie non récupérable est généralement incinérée dans un centre de traitement ; cependant dans le cas où elle est fortement aqueuse, elle est envoyée dans un réseau de traitement biologique.

Des milliers d'unités utilisant ce procédé existent, elles sont aussi bien appliquées pour le traitement d'effluents, qu'en récupération de solvants (ou régénération). Elle est utilisée pour les produits à forte valeur ajoutée dans l'industrie pharmaceutique, agroalimentaire.[5]

I.5. But de la distillation [4] :

Principal de ce travail est la commande robuste d'une colonne de distillation pour séparer un mélange liquide pour avoir une certaine qualité de pureté désirée des produits finaux. Afin d'améliorer les résultats obtenus avec les régulateurs décentralisés PI, on a appliqué à notre système la commande H_{∞} .

- Élimination d'un produit en cours de réaction chimique.
- Isolement de plusieurs composés obtenus après réaction chimique.
- Élimination d'un solvant.
- Isolement d'un composé naturel.
- Purification d'un composé.

I.6. Types de colonnes :

Est une unité de séparation physico-chimique utilisée en sciences de l'ingénieur, en chimie et en biologie. Il s'agit en général d'un tube au sein duquel des échanges de matière (à la base de la séparation) et d'énergie (chaleur) s'effectuent entre une phase liquide descendante et une phase gazeuse montante¹. La colonne permet de séparer un ou plusieurs composés d'un mélange. Le principe de séparation est variable et utilise différents moyens. On désigne ces unités en fonction de leur principe de séparation, . Ce contact peut s'effectuer par l'utilisation de colonnes à plateaux ou à garnissages.

a). Colonne à plateaux :

Les plateaux sont des chicanes horizontales en forme de plaques qui sont placées les unes sur les autres à des distances déterminées à l'intérieur de la colonne. Comme montre dans la figure I.2, sur chaque plateau se trouve une couche de liquide de hauteur limitée qui est traversée par la vapeur montante. La hauteur d'une colonne à plateaux dépend du nombre de plateaux et de l'espace entre les plateaux [5]. Les colonnes industrielles contiennent habituellement de vrais plateaux avec soit des calottes, soit des clapets ou encore des plateaux simples perforés. [1]

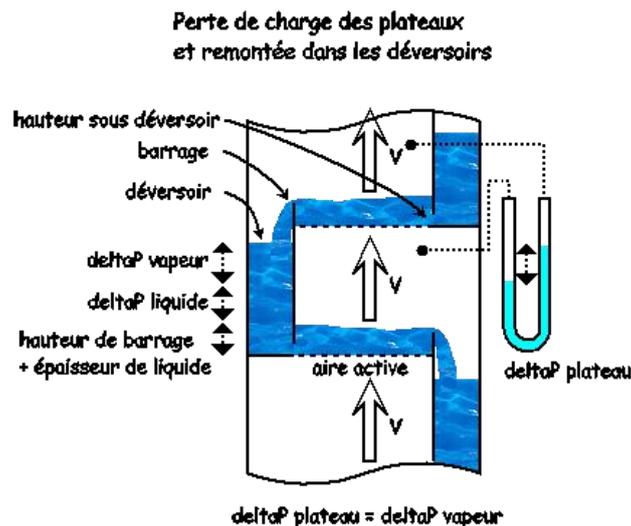


Figure I.2: Schéma des plateaux

b) Colonne à garnissages :

Les garnissages sont des matériaux différents tels la céramique et le métal ainsi qu'en divers plastiques et même en graphite ou en verre (anneaux de Raschig) sous forme de remplissage en vrac pour favoriser le contact dans une colonne de petites dimensions ainsi que les colonnes de laboratoire.[1]

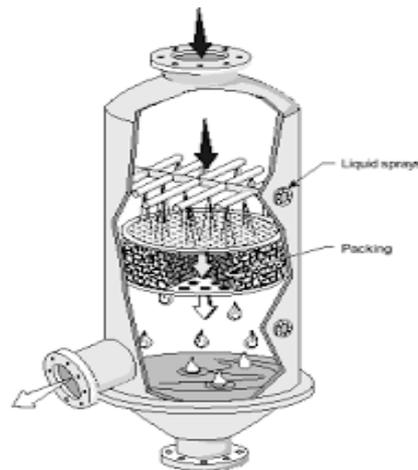


Figure I.3: Schéma de Colonne à garnissages.

I.7. La différence entre les colonnes à plateaux et à garnissages :

Le tableau ci-dessous présente une comparaison récapitulative entre les deux colonnes essentielles :

Type de colonne	A plateaux	A garnissages
Coût	Coût élevé	A moindre coût
Retention	Elevé	Faible
Perte de charge	Faible	Elevé
Nombre d'étage	Grand	Petit

Tableau I.1 : Comparaison entre colonne à plateaux et à garnissages.

I.8. Principe de fonctionnement d'une colonne à distiller :

Pression constante, les équilibres de phases à l'aide d'un gradient de température créé par Le principe de fonctionnement d'une colonne de rectification consiste à déplacer à une source froide (le condenseur (Q)) qui génère un flux de liquide froid descendant dans la colonne et une source chaude (bouilleur (QB)), générant un flux montant de vapeur chaude (figure I.3). Pour assurer le transfert de chaleur et de matière, des éléments de contact sont placés à l'intérieur d'une virole. Ils sont constitués soit par des plateaux dont le principe de base est de mettre en contact le flux de vapeur montant vers la tête de la colonne et la phase liquide se trouvant à la surface de l'aire active du plateau, soit par des garnissages dispersant les deux phases et assurant une bonne surface d'échange. A chaque contact la vapeur s'enrichit en constituants légers et le liquide se concentre en produits lourds. Le bouilleur fonctionne à l'aide d'un fluide extérieur (vapeur, huile chaude). Le condenseur travaille dans des conditions différentes, selon que l'on cherche à obtenir une coupe légère, distillat sous forme liquide ou sous forme vapeur.

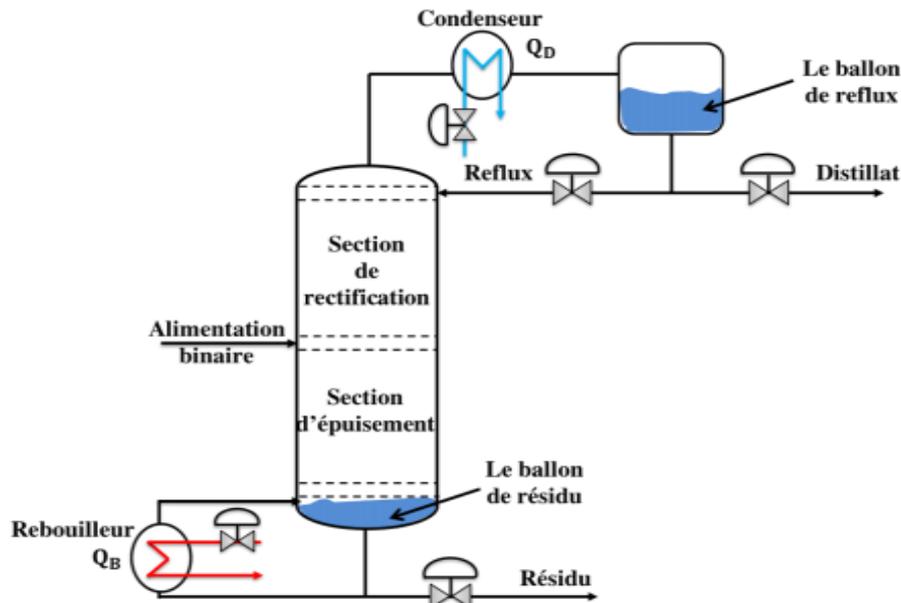


Figure I.4 : Schéma de principe d'une colonne de distillation.

La figure I.5 représente un diagramme de point d'ébullition (disponible pour une pression constante) d'un mélange binaire (composé de deux produits A et B). Le point d'ébullition du produit A est de 80°C et 110°C pour le produit B : A est plus volatil que B. Si le mélange est composé de 50% de A et de 50% de B et chauffé à partir du point a, sa concentration reste constante jusqu'à ce qu'il atteigne le point de bulle à 90°C (point b) quand il commence à bouillir. Les vapeurs qui se dégagent lors de l'ébullition à la composition d'équilibre donnée par le point c. A ce stade, la concentration de A est d'environ 83%, donc la vapeur contient plus de produits A et le produit liquide plus B [6].

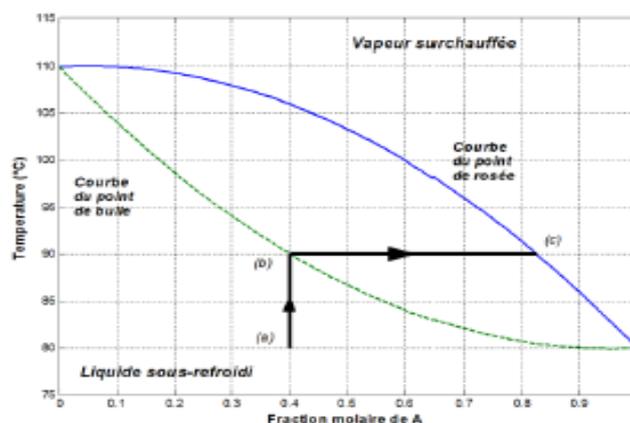


Figure I.5: Diagramme du point d'ébullition [7]

A partir du diagramme du point d'ébullition (des diagrammes si le mélange comporte plus de 2 composantes), on peut construire une nouvelle courbe appelée courbe de l'équilibre vapeur

liquide. Dans le cas d'un mélange binaire, ce diagramme ressemble à celui de la figure I.6. Il est tracé en assumant une pression maintenue constante quelle que soit la température de mélange. Ce diagramme représente la relation entre les concentrations de la composante légère dans le liquide et la vapeur.

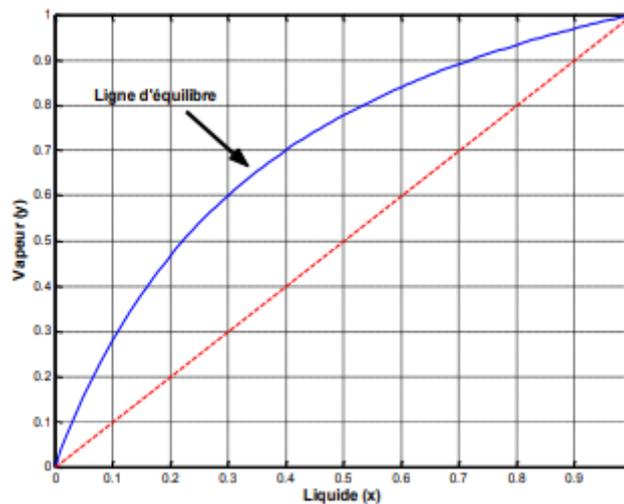


Figure I.6 : Diagramme d'équilibre liquide vapeur [7]

Dans le cas d'un mélange idéal, on peut modéliser cette relation, en utilisant la volatilité relative (α) du produit le plus volatil comme le montre l'équation (I.1).

I.9. Dimensionnement d'une installation de distillation [8] :

La plupart des colonnes de distillation utilisées dans l'industrie fonctionnent en continue elles sont alimentées en permanence par une charge dont la composition, le débit et la température sont constants.

La configuration de base d'une colonne à distiller en continu consiste en un ensemble de plateaux théoriques de séparation dans lesquels circulent à contre-courant la vapeur générée par le bouilleur et un liquide généré par le condenseur redescendant par gravité vers le bas de la colonne. Des bilans peuvent être établis pour l'ensemble de la colonne pour un plateau observé individuellement ou bien pour une zone de fractionnement.

I.10. Le contrôle de fonctionnement d'une colonne :

Pour surveiller une colonne de distillation fonctionnant en continu, ce rôle d'information revient aux appareils de mesure, dont l'ensemble constitue le contrôle ou l'instrumentation de l'installation. Les principales variables à réguler sont [8][9][10] :

I.10.1. Qualité du distillat et du résidu :

La qualité de distillat et du résidu sont les paramètres les plus importants dans une colonne de distillation. Elle doit être maintenue d'une manière constante dans la mesure du possible.

Le contrôle d'une installation est effectué soit par des mesures en continu de propriétés physiques (masse volumique, viscosité, indice de réfraction, résistivité, pH), soit par des analyses discontinues, le plus souvent par chromatographie en phase vapeur, toutes les 1 à 10min. Si la qualité des produits résultante (attendue) ne respecte pas le cahier des charges demandé (produits hors normes) le problème devra être signalé et une réduction du débit d'alimentation peut être effectuée, ou bien l'expédition de ce produit hors norme sera acheminé vers un autre réservoir de stockage.

I.10.2. Débits :

La connaissance des débits d'alimentation et l'un des débits de soutirage permet établir le bilan massique de la colonne, mais il est préférable de les connaître tous. Les débits internes sont moins essentiels que les débits externes, mais leur connaissance permet de mieux cerner le fonctionnement de la colonne.

I.10.3. Niveaux :

Le ballon de résidu et de reflux jouent le rôle d'accumulateur de liquide, afin de donner à l'unité une certaine flexibilité de fonctionnement dans l'hypothèse d'une défaillance possible du matériel (pompe, instrument, vanne, etc.) par exemple le ballon de reflux est de recevoir l'effluent du condenseur de tête, de réaliser la séparation des phases qu'il collecte et de constituer une réserve de produits liquides pour assurer un débit régulier de reflux et de soutirage. Cependant deux cas sont à distinguer, suivant que la condensation est totale ou partielle.

Les méthodes de calcul pour estimer les dimensions de ces ballons sont basées sur l'évaluation d'un temps de séjour tel que la séparation des phases soit suffisante pour réduire les entrainements à une valeur minimale acceptable et que, simultanément, le temps de séjour du liquide corresponde à une retenue correcte (Watkins, 1967). Les capacités (fond de colonne, ballons de reflux) sont généralement munies de deux alarmes de niveau : une alarme de niveau bas pour éviter de faire cavité les pompes, une alarme de niveau haut pour éviter de noyer les plateaux inférieurs de la colonne, le rebouilleur ou le condenseur. Si le déclenchement de l'alarme de niveau haut a pour cause l'arrêt d'une pompe, un automatisme pourra provoquer le démarrage de la pompe de secours

I.10.4. Chauffage et refroidissement de la distillation :

La connaissance du débit et de la pression de condensation permet de calculer le débit de chaleur en pied de colonne. Si l'on chauffe par un fluide thermique, il faut connaître son débit et ses températures d'entrée et de sortie. Une mesure de la chaleur échangée au niveau du condenseur (débit d'eau et de températures) permet de boucler le bilan thermique de la colonne si l'on connaît, en outre, les températures de l'alimentation, du résidu et du distillat.

a). Chauffage en fond de colonne :

Dans une colonne de distillation, la température la plus basse est celle du ballon de reflux, la plus haute est celle du rebouilleur ; elle croît de la tête vers le fond de la colonne.

b). Refroidissement en tête de colonne :

En fonctionnement normale, la température du sommet de la colonne est maintenue plus basse que la température du plateau d'alimentation. La température dans la section décroît donc en remontant de plateau à plateau à partir de l'entrée. Par conséquent, la vapeur arrivant sur chaque plateau se refroidit, se condense partiellement et donne une certaine quantité de liquide, riche en produit lourd, le plus facilement condensable. Ainsi au fur et à mesure qu'elle monte dans la colonne, la vapeur se débarrasse des parties du produit le plus lourd qu'elle contient et sa concentration en produit plus léger augmente constamment.

Si l'on dispose d'un nombre de plateaux suffisant, la vapeur qui s'échappe au sommet sera celle du produit le plus volatil. Refroidie dans le condenseur de tête, elle donnera un liquide appelé « distillat ».

L'abaissement de température est provoqué par un refroidissement contrôlé au sommet de la colonne. Pour cela, on injecte, au-dessus du dernier plateau une partie du distillat prise dans le ballon de tête et qu'on appelle « reflux ».

Le rapport entre la quantité de produit de tête employée pour le reflux et la quantité de ce même produit envoyée au stockage est dit « taux de reflux ».

Le liquide introduit en reflux à la même composition que la vapeur de tête. À l'entrée de la colonne il se vaporise donc de nouveau, cherchant dans le milieu ambiant la quantité de chaleur nécessaire à cette vaporisation.

I.10.5. Pression :

Les variations de pression modifient le profil de température, perturbent le trafic vapeur, et in fine la qualité de la séparation. La pression d'une colonne de distillation comme toute

capacité contenant un gaz ou des vapeurs, dépend de la quantité de gaz présente dans le volume de la capacité.

a). Pression de marche :

La pression en tête de colonne est un paramètre essentiel du fonctionnement de celle-ci. Dans une colonne à distiller, on prévoira un automatisme arrêtant le chauffage en cas démontée de la pression.

b). Pression différentielle de la colonne :

C'est un paramètre simple à mesurer, qui permet d'apprécier le fonctionnement hydrodynamique de la colonne. Une perte de charge trop élevée annonce un engorgement ou un encrassement excessif de l'équipement interne. Il en résulte une chute d'efficacité. On peut prévoir un dispositif qui réduit automatiquement le régime de fonctionnement de la colonne quand elle risque de s'engorger (par exemple, diminution du débit d'alimentation et du chauffage lorsque la perte de charge dépasse une valeur limitée).

I.10.6. Températures à différents niveaux :

Les produits à séparer ont des températures d'ébullition différentes de plus de 5 °C, la connaissance du profil de température de la colonne permet d'apprécier le profil décompositions et de juger le fonctionnement de la colonne.

I.11. Modélisation

Lors de la modélisation il est tenu en compte des hypothèses simplificatrices [11][12] :

a- on considère le mélange à séparer comme une solution idéale : la distillation s'opère dans une plage pas très large de température d'ébullition.

b- on considère que les deux constituants ont des chaleurs latentes de vaporisation du même ordre. On appelle chaleur latente : l'énergie échangée lors d'un changement de phase d'un corps [11]

c- le coefficient de volatilité a est constant.

d- la colonne est formée de n plateaux théoriques (efficacité de 100%)

De ces quatre hypothèses, une relation d'équilibre liquide –vapeur est déduites comme suit ;

$$y_a = \frac{ax_n}{1+(a-1)x_n} \quad (I.1)$$

x_n : La composition liquide pour le n plateau

y_n : La composition vapeur pour le n plateau

a : Coefficient de volatilité relative

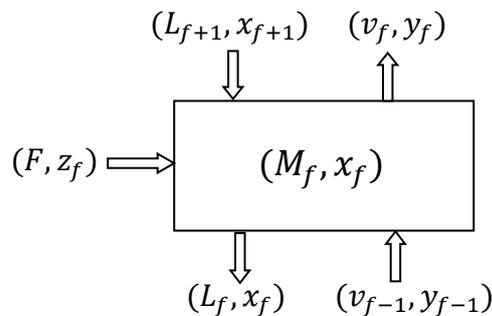
e- on néglige la rétention vapeur au niveau de chaque plateau.

f- Les retentions liquides au niveau de chaque plateau, du condenseur et du rebouilleur sont considérées comme constantes.

g- La pression dans la colonne est constante.

Le modèle est établi à partir des équations caractéristiques des différentes étapes de fonctionnement de la colonne [13] :

➤ **Au niveau d'un plateau quelconque :**



-Équation du bilan matière globale :

$$v_f = (1 + p_f)F + v_{(f-1)} \quad (\text{I.2})$$

$$L_f = L_{f-1} - p_f \quad (\text{I.3})$$

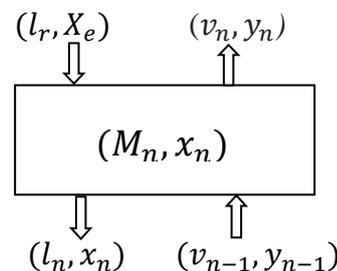
Où la condition de l'alimentation est définie par :

$$p_f = \frac{\text{chaleur fournie pour la vaporisation d'un mole de alimentation}}{\text{chaleur latente molaire de vaporisation}}$$

-Équation du bilan matière partiel :

$$\frac{d}{dt}(M_f, X_f) = L_{f+1}X_{f+1} - L_fX_f + V_{f-1}Y_{f-1} - V_fY_f + FZ_f \quad (\text{I.4})$$

➤ **Au niveau du dernier plateau :**



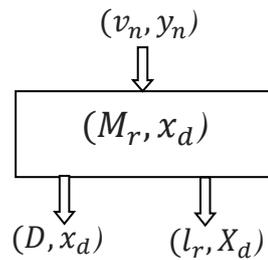
-équation du bilan matière globale :

$$v_n = v_{n-1} \text{ et } l_n = l_f \quad (\text{I.5})$$

- équation du bilan matière partiel :

$$\frac{d}{dt}(M_n, x_n) = L_r x_e - L_n x_n + v_{n-1} y_{n-1} - v_n y_n \quad (\text{I.6})$$

➤ Au niveau du condenseur :



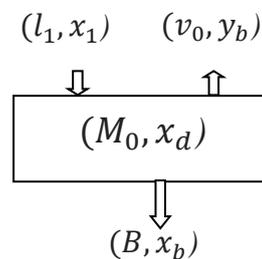
-Équation du bilan matière globale :

$$D = v_n - l_r, \tag{I.7}$$

-Équation du bilan matière partiel :

$$\frac{d}{dt}(M_r, x_d) = v_n y_n - (l_r + D)x_d \tag{I.8}$$

➤ Au niveau du rebouilleur :



-Équation du bilan matière globale :

$$B = l_1 - v_0 \tag{I.9}$$

-Équation du bilan matière partiel :

$$\frac{d}{dt}(M_0 x_d) = l_1 x_1 - B x_d - v_0 y_b \tag{I.10}$$

D'après les équation (I.2),(I.4),(I.5)et(I.7) on a :

$$\begin{cases} l_r = l_n = l_{n+1} = \dots = l_{f+1} \\ v_r = v_n = v_{n+1} = \dots = v_f \\ l_s = l_f = l_{f-1} = \dots = l_1 \\ v_s = v_{f-1} = v_{n+2} = \dots = v_0 \end{cases} \tag{I.11}$$

En rajoutant les équations du transfert de chaleur dans le rebouilleur, on obtient un système d'équations régissant le fonctionnement de la colonne de distillation :

$$\dot{x} = f(x, u) \tag{I.12}$$

Avec :

x^t , Vecteur d'état : $x^t = (x_d, x_7, \dots, x_f, \dots, x_1, x_d, p_c, v_s)$

u^t , Vecteur d'entrée : $u^t = (l_f, p_f, f, p_s, z_f, x_v)$

p_c : Pression dans le rebouilleur

p_s : Pression à l'entrée du rebouilleur

x_v : Coefficient de contrôle de la vanne de l'alimentation de rebouilleur en gaz.

La linéarisation autour des valeurs nominales nous ramène à un nouveau système d'équations linéaires :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (\text{I.14})$$

Puisque on s'intéresse au contrôle des composition x_d et x_b , le vecteur de sortie sera pris comme $y = [x_d, x_b]^t$. ces deux sorties sont affectées beaucoup plus par le débit de reflux liquide l_r et le débit de gaz d'alimentation, note par F_v [14]. pour cette raison, le vecteur d'entrée sera pris comme $U = [l_r, F_v]$ (on peut remplacer X_v par F_v).

I.12. Modèle de colonne de distillation :

Cet exemple utilise un modèle simple de la colonne de distillation ci-dessous :

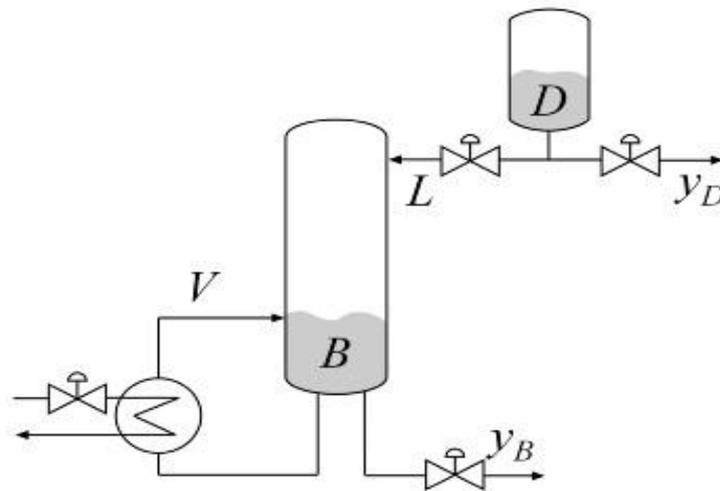


Figure I.7: colonne de distillation

Dans la configuration dite BT, les variables contrôlées sont les concentrations Y_D et Y_B des produits chimiques D (sommets) et B (bas), et les variables manipulées sont le reflux L et le boilup V . Ce processus présente un couplage fort et de grandes variations de gain en régime permanent pour certaines combinaisons de L et V .

Le modelé :

$$G(s) = \frac{1}{75s+1} \begin{pmatrix} 87.8 & -86.4 \\ 108.2 & -109.6 \end{pmatrix} \quad (\text{I.5})$$

I.13. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mené une recherche documentaire liée à la colonne de distillation et sa définition et ses types.

Et nous avons expliqué le fonctionnement de la colonne de distillation, le modèle est donné sous forme d'une matrice de transfert qui est facile à introduire dans les logiciels de la simulation.

Dans le deuxième chapitre, nous introduisons les méthodes de contrôle d'une colonne de distillation

Chapitre II :

**RÉGLAGE DES STRUCTURES
DE COMMANDE DÉCENTRALISÉES**

II.1. Introduction

Les interactions entre les deux entrées et les deux sorties, dans la colonne de distillation influent sur la concentration de distillat et le coût de fonctionnement.

Dans la synthèse des régulateurs des deux boucles, l'analyse des interactions est une étape très importante, pour choisir la bonne configuration de la commande de telle sorte que les interactions entre les boucles soient très faibles, ce qui permet l'utilisation de la commande décentralisée.

Dans ce chapitre, la conception des régulateurs PI décentralisée est proposée afin de réduire ou éliminer les interactions ou le couplage qui caractérise le processus de la colonne de distillation.

Elle consiste à combiner le régulateur PI classique avec la stratégie de découplage inversé.

II.2. Le concept de l'interaction dans la colonne de distillation [15].

L'interaction dans un système multivariable à deux entrées et deux sorties (2x2). En boucle fermée, c'est l'influence des transmittances telles que les consignes $Yr1$, $Yr2$ ou les perturbations $d1$, $d2$ affectent les sorties yD , xB ou alternativement

II.3. Phénomène d'interaction [16]:

Dans un système multivariable, des interactions existent entre les variables d'entrées et de sorties. Ainsi, un changement d'une variable d'entrée a pour effet des changements de plusieurs variables de sorties, ce qui rend difficile le maintien des performances de chaque sortie du système. Aussi les performances d'une sortie peuvent être fortement affectées par les paramètres des régulateurs des autres boucles. Pour mettre en évidence le phénomène d'interaction, considérons le système de la figure II.1 :

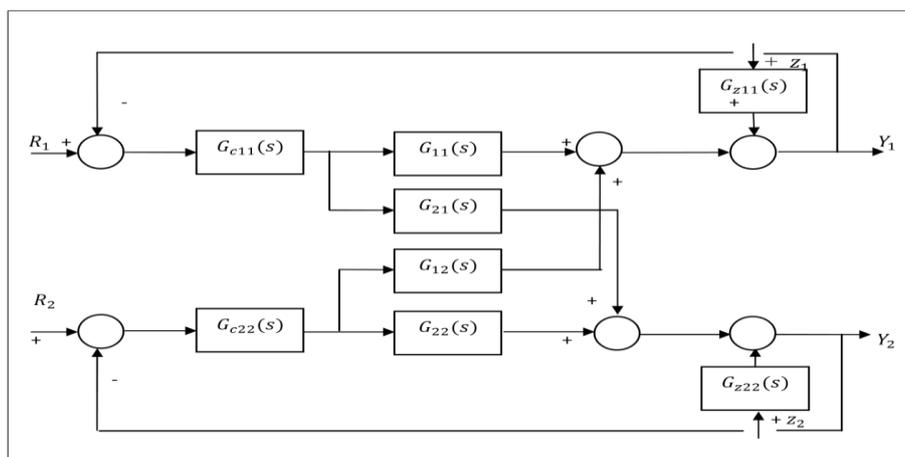


Figure II.1. Commande multi boucles (cas d'un système 2x2).

La présence de la perturbation z_1 , introduit un écart entre la sortie Y_1 et la consigne R_1 ce qui fait que le régulateur génère une commande U_1 afin d'annuler cet écart. Cette dernière affecte la sortie Y_2 à travers le transfert $G_{21}(s)$, donc la sortie Y_2 s'écarte aussi de la consigne R_2 . Donc, à cause des interactions, une perturbation ou un changement de consigne affectant une sortie se propage dans le système pour perturber les autres sorties d'où le maintien des performances des sorties est une tâche rude.

II.3. Définition de l'interaction dans un système :

L'interaction dans un système multivariable en boucle fermée, c'est l'influence des transmittances tel que la consigne $c_f(s)$ ou la perturbation $z_f(s)$ affect plusieurs sorties ($y_i(s), i \neq j$) ou alternativement, c est l influences des transmittances tel que la sorties $y_i(s)$ est affectée par plusieurs consignes ($c_f(s), i \neq j$) ou plusieurs perturbation $z_f(s)$ [16].

II.4. Méthode de découplage inverse :

La technique de découplage inverse est proposée pour les systèmes multivariables stables même en présence des temps de retards et des zéros instable.

La méthode étudie les systèmes (2×2) , car la plupart des systèmes dont la dimension est supérieur à (2×2) en pratique sont traités comme plusieurs sous-systèmes (2×2) , [18][33]

II.4.1. La configuration de découplage inversé [17] [18]

Dans le cas de découplage conventionnel : le découpler est simple mais le système découplé est complexe et donc il est difficile à contrôler pour éviter ces inconvénients, Shinskey [19] a proposé la structure de découplage inverse (fig. II.2) on note $p = \text{diag}(P_{11}, P_{22})$: le processus découplé, $G = [G_{ij}(i, j = 1, 2)]_{2 \times 2}$: le système à découpler, $D = [D_{ij}(i, j = 1, 2)]_{2 \times 2}$: le découpleur et $C = \text{diag}(C_1, C_2)$: le contrôleur de système découplé.

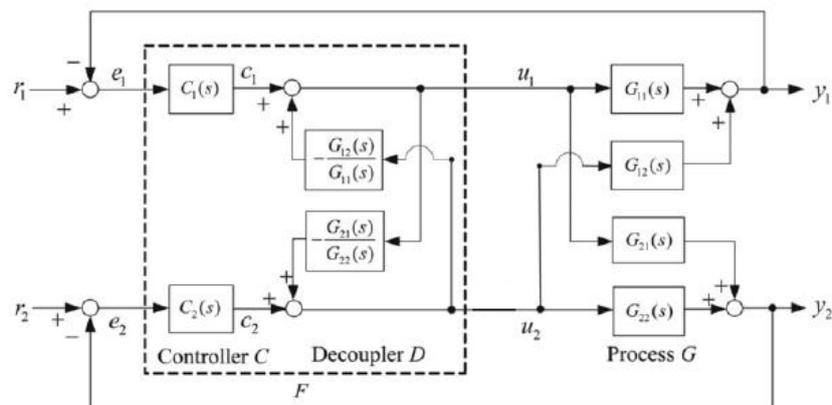


Figure II.2. Découplage inversé

La structure de découplage est simple.

Le système découplé obtenu est simple : $p = \text{diag}(G_{11}, G_{22})$.

La relation entre les entrées du système u_i et les sorties de contrôleur c_i est donnée par :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = D \times \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{G_{11}G_{22}}{G_{11}G_{22}-G_{21}G_{12}} & \frac{-G_{12}G_{22}}{G_{11}G_{22}-G_{21}G_{12}} \\ \frac{-G_{11}G_{21}}{G_{11}G_{22}-G_{21}G_{12}} & \frac{G_{11}G_{22}}{G_{11}G_{22}-G_{21}G_{12}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

On peut transformer cette équation comme suit :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -G_{12} \\ -G_{21} & G_{11} \\ G_{22} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

II.4.2. la synthèse de découpler [18]

On différencie trois cas de processus :

► **Cas 1** : Un processus dont les éléments $G_{ij} = K_{ij}$ ($i, j = 1, 2$), avec K_{ij} différent de Zéro, stable, et il ne contient ni un zéro instable ni un temps de retard : [19]

- 1) Si G_{11}/G_{12} et G_{21}/G_{22} sont propres, on utilise la configuration présentée dans figure II.2.
- 2) S'ils sont non propres, on utilise la configuration de découplage inversé alternatif Figure II.2. Les éléments de découpleur deviendront G_{11}/G_{12} et G_{21}/G_{22} (propres).

La relation entre la sortie Y_i et la commande C_i sera :

$$\begin{cases} Y_1 = G_{12}c_1 \\ Y_2 = G_{21}c_2 \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Le système découplé sera :

$$P = \begin{bmatrix} G_{12} & 0 \\ 0 & G_{21} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

- 3) Si G_{11}/G_{12} et G_{21}/G_{22} sont bi-propres, on peut utiliser les deux configurations, celle de la figure II.2 ou de la figure II.3.

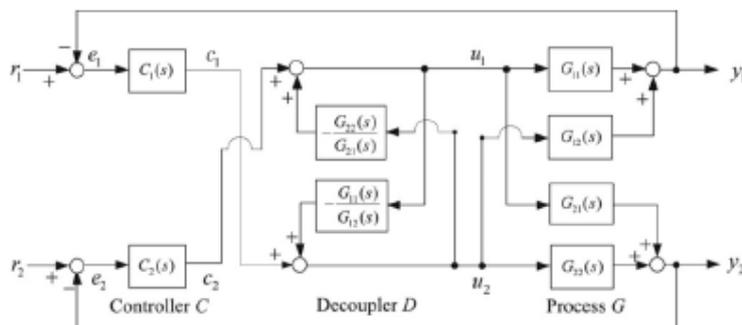


Figure II.3 : Le découplage inversé alternatif

► **Cas 2** : Un processus dont les éléments $G_{ij} = g_{ij} e^{-\theta_{ij}s}$ ($i,j=1,2$), avec g_{ij} , différent de zéro, stable, et il ne contient pas de zéro instable: [19]

1) On considère que G_{12}/G_{11} et G_{21}/G_{22} sont propres, θ_{ij} est le retard dans une fonction de transfert.

2) G_{12}/G_{11} et G_{21}/G_{22} sont non propres, on utilise la configuration présentée dans figure II.3.

3) si $\theta_{11}=\theta_{12}$ et $\theta_{21}=\theta_{22}$, alors les deux paires G_{12}/G_{11} , G_{21}/G_{22} sont réalisables. Donc, on peut utiliser les deux configurations figure II.2 et figure II.3.

4) S'il existe un élément non réalisable dans chaque paire G_{12}/G_{11} et G_{21}/G_{22} on va insérer un temps de retard en amont de l'entrée de processus, convenable pour forcer l'élément non réalisable à être réalisable [HUA94].

Prenons le cas où $\theta_{11} > \theta_{12}$, $\theta_{21} > \theta_{22}$ et $\theta_{11} - \theta_{12} < \theta_{21} - \theta_{22}$. Le terme (G_{21}/G_{22}) sera non réalisable plus que le terme G_{12}/G_{11} .

Donc pour éviter le terme le plus non réalisable, on choisit la configuration de la figure II.2.

Puisque $G_{12}/G_{11} = (g_{12}/g_{11})e^{\theta_{12}-\theta_{11}}$, on va insérer $N_x = e^{\theta_{12}-\theta_{11}}$ à l'entrée U2 de processus dans la figure II.4.

Le terme N_x va augmenter le temps de retard des G_{12} et G_{22} .

Les termes de découpleur vont changer en :

$$\begin{cases} D_{12} = -\frac{G_{12}}{G_{11}} = -\frac{G_{12}}{G_{11}} N_x \\ D_{21} = -\frac{G_{21}}{G_{22}} = -\frac{G_{21}}{G_{22} N_x} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Puisque $\theta_{11} - \theta_{12} < \theta_{21} - \theta_{22}$, N_x garde D_{21} réalisable

Le système découplé sera $T = d(G_{11}, G_{12} N_x)$:

$$\begin{cases} Y_1 = G_{22} C_1 \\ Y_2 = G_{22} N_x C_2 \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

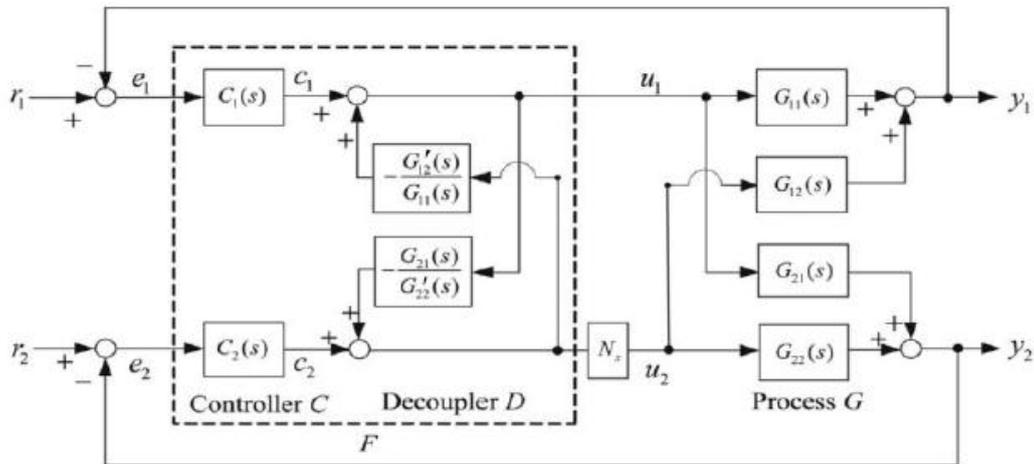


Figure II.4: Le découplage inversé avec un temps de retard inséré

Cas 3 : un processus dont les éléments $G_{ij} = g_{ij}(s - z_{ij})^{m_{ij}} e^{-\theta_{ij}s}$ ($i, j=1,2$), avec g_{ij} différent de zéros, stable et sans zéro instable. z_{ij} Représente le zéro instable de G_{ij} .

On suppose que $\theta_{11} = \theta_{12}$ et $\theta_{21} = \theta_{22}$ et

On suppose que $z_{11} = z_{12}$ et $z_{21} = z_{22}$

1) si $G_{12}/G_{11} = g_{12}/g_{11}(s - z)^{m(G_{12}/G_{11})}$ et $G_{21}/G_{22} = g_{22}/g_{21}(s - z)^{m(G_{21}/G_{22})}$ tel que $m(G_{12}/G_{11}) > 0$ et $m(G_{21}/G_{22}) > 0$,

Les éléments de découpleur G_{12}/G_{11} et G_{21}/G_{22} seront stables et réalisables. Dans ce cas, on utilise la configuration de la fig. (II.2)

2) si $G_{12}/G_{11} = g_{12}/g_{11}(s - z)^{m(G_{12}/G_{11})}$ et $G_{21}/G_{22} = g_{22}/g_{21}(s - z)^{m(G_{21}/G_{22})}$ tel que $m(G_{12}/G_{11}) < 0$ et $m(G_{21}/G_{22}) < 0$, Les éléments de découpleur G_{12}/G_{11} et G_{21}/G_{22} seront stables et réalisables. Dans ce cas, on utilise la configuration de la fig. (II.3)

3) si $m(G_{12}/G_{11}) = 0$ et $m(G_{21}/G_{22}) = 0$, alors les deux paires $(G_{12}/G_{11}, G_{21}/G_{22})$ seront réalisables. donc on peut utiliser les deux configurations fig (II.2) et fig. (II.3)

4) S'il existe un élément non réalisable dans chaque paire $(G_{12}/G_{11}, G_{21}/G_{22})$ et $(G_{11}/G_{12}, G_{22}/G_{21})$, on va insérer un all-pass term N_x en amont de l'entrée de processus, convenable pour supprimer le pôle instable Prenons le cas où $m(G_{12}/G_{11}) < 0$, $m(G_{21}/G_{22}) > 0$, $\|m(G_{12}/G_{11})\| < \|m(G_{21}/G_{22})\|$ et G_{12}/G_{11} et G_{21}/G_{22} ont le même pôle instable $s = z$. Le terme (G_{22}/G_{21}) sera non réalisable plus que le terme (G_{12}/G_{11}) . Donc pour éviter le terme le plus non réalisable, on choisit la configuration de fig. (II.2).

On va insérer N_x à l'entrée u_2 de processus fig (II.4).

$$N_x = \prod_{i=1}^m \frac{|m(G_{12}/G_{11})|^{-s+z}}{s+z^*} \quad (\text{II.7})$$

Où z^* représente le conjugué de z les termes de découpleur ont la forme donnée par (2.33) puisque $\|m(G_{12}/G_{11})\| < \|m(G_{21}/G_{22})\|$, N_x garde D_{21} réalisable. Le système découple à la forme de (2.6).

II.4.3. Les avantages de découpleur inversé :

- La structure de découplage inversé évite les inconvénients de découplage conventionnel.
- La structure de découpleur inversé est simple.
- la synthèse du contrôleur sera aussi simple.

II.5. Application de découpleur inversé sur la colonne de distillation

Etant donné les avantages apportés en utilisant le découpleur inversé avec la configuration présentée dans la figure II.2, dont la réduction de couplage dans les systèmes multivariables, le calcul des deux termes de découpleur D_{12} et D_{21} pour le système multivariable de la colonne de distillation, on trouve : [20]

$$\begin{cases} D_{12}(S) = -\frac{18,9(16,6s+1)e^{-2}}{12,8(21s+1)} \\ D_{21}(S) = -\frac{6,6(14,4s+1)}{19,4(10,9s+1)}e^{-4} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

II.6. Applications des régulateurs PI décentralisés : BLT, IMC-PI, Astrom et Fruehauf

Une fois les découpeurs partiels sont obtenus, les contrôleurs PI sont conçus séparément pour les deux boucles. Par conséquent, comme le montre la figure II.3, quatre contrôleurs sont utilisés : deux contrôleurs classiques PI de rétroaction, plus deux découpeurs, D_{12} et D_{21} .

Les signaux d'entrées des deux découpeurs à D_{12} et D_{21} , sont conçus pour compenser les interactions indésirables du processus, et les signaux de réaction des sorties des régulateurs PI. Les fonctions de transfert de ces deux contrôleurs PI peuvent être écrites comme suit :

$$G_{r,i} = \frac{U_i(s)}{E_i(s)} = K_{p_i} \left(1 + \frac{1}{T_{I-i}s}\right) \quad i=1,2 \quad (\text{II.9})$$

Où U_i est la variable manipulée et E_i est le signal d'erreur.

K_{p_i} , T_{I-i} : représentent le gain proportionnel et le temps d'intégration respectivement du contrôleur PI d'une boucle i .

On obtient les différents paramètres pour les deux contrôleurs, qui sont représentés dans les tableaux II.1-II.4 pour la première et la seconde boucle, respectivement.

Dans le domaine de Laplace, équation de commande (II.9) peut être écrite comme suit :

$$U_i = \left(K_{p_i} + \frac{K_{I-i}}{s}\right) E_i(s) \quad i = 1,2 \quad (\text{II.10})$$

Où K_{L_i} : est le gain intégral du régulateur de boucle i .

a). Régulateur PID par BLT

Dans ce chapitre, nous sommes appelés à faire une comparaison de la méthode BLT (Biggest Log-modulus Tuning), qui est la méthode la plus populaire pour le réglage du contrôleur PI décentralisé. Celle-ci est utilisée dans différents travaux parmi lesquels on cite à titre indicatif l'article [21] avec d'autres méthodes nommées : Tuning Rules.

	Proportionnel (K_{p_i})	Temps d'intégration (T_{I-i})
Boucle 1	0,38	8,29
Boucle 2	-0.075	12,6

Tableau II.1 : les paramètres de régulateur PI par la méthode BLT

b). Régulateur d'Astrom et Hagglund (1995) [22][23]

$$\begin{cases} K_{p_i} = \frac{0.36T_{ij}}{K_{ij}\theta_{ij}} \\ T_{I-i} = 0.32\theta_{ij} \end{cases} \quad i=j=1,2 \quad (\text{II.11})$$

	Proportionnel (K_{p_i})	Temps d'intégration (T_{I-i})
Boucle 1	0.8219	3.2
Boucle 2	-0.1558	9.6

Tableau II.2 : les paramètres de régulateurs PI par la méthode d'Astrom et Hagglund (1995)

c). Régulateur de Fruehauf, et al. (1993) [23][24]

$$\begin{cases} K_{p_i} = \frac{5T_{ij}}{9K_{ij}\theta_{ij}} \\ T_{I-i} = 5\theta_{ij} \end{cases} \quad i=j=1,2 \quad (\text{II.12})$$

	Proportionnel (K_{p_i})	Temps d'intégration (T_{I-i})
Boucle 1	0.7248	5
Boucle 2	-0.0863	15

Tableau II.3 : les paramètres de régulateur PI par la méthode de Fruehauf, et al. (1993)

d). Régulateur IMC-PI [20]

Pour calculer les paramètres PI, le modèle interne de commande (IMC) l'adaptation des règles est adoptée [25].

-Le régulateur IMC-PI est utilisé le plus souvent dans les procédés industriels en raison de ses nombreux avantages :

-Sa simplicité

-Sa performance robuste

-Sa forme analytique qui est plus facile à mettre en œuvre en temps réel.

Les paramètres du régulateur PI sont [26]:

$$\begin{cases} K_{p,i} = \frac{2T_{ij} + \theta_{ij}}{2K_{ij}(\theta_{ij} + \beta)} \\ T_{I-i} = \frac{1}{(\theta_{ij} + \beta)} \end{cases} \quad i=j=1,2 \quad (\text{II.13})$$

Le paramètre β devrait satisfaire : $\beta > 0.2T_{ij}$ et $\beta > 0.25 \theta_{ij}$.

	Proportionnel ($K_{p,i}$)	Temps d'intégration (T_{I-i})	β
Boucle 1	0.3054	17.25	3.4
Boucle 2	-0.0863	15.98	6.5

Tableau II.3 : les paramètres de régulateurs PI par la méthode IMC-PI [20]

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre des généralités sur les systèmes multivariable et leur commande ont été présentées.

Un des phénomènes qui rend la commande d'un système multivariable difficile est la présence des interactions entre les variables du système. Comme les techniques de découplage présentent des limites de réalisation physique, il est préférable d'opter pour un système de commande multiboucle. Vu les avantages de cette dernière, elle reste la méthode la plus utilisée en industrie.

Découplage inverse est proposée pour les systèmes multivariables stables même en présence des temps de retards et des zéros instable.

Plusieurs PI décentralisés combinés avec découplage inversé ont été utilisés pour commander chaque boucle unique de la colonne de distillation.

Le régulateur par la méthode IMC-PI permet d'obtenir la meilleure réponse dans les deux boucles (concentration de distillat et la concentration de résidu) avec un suivi de référence rapide et sans dépassement, un bon rejet de perturbation et une erreur statique nulle et un couplage éliminé en présence de découplage inversé.

chapitre III :

SYNTHESES DE CONTROLEURS

ROBUSTES BASE sur

H_{∞} STRUCTURÉE

III.1. Introduction

Le régulateur PI décentralisé a été utilisé dans le chapitre précédent, il a donné de bonnes performances dont la mesure où le système réel régit par le modèle nominal établi. Nous savons que tout processus, voire ses paramètres s'exposent à une dérive au fur et à mesure que le temps passe. Les colonnes de distillations sont parmi ces systèmes, qui subissent durant leurs cycles de fonctionnement, des contraintes, de variations de pression et de température, provoquant des variations dans les paramètres d'où on se retrouve avec des incertitudes.

Il convient donc de chercher d'autres lois de commandes, afin de garantir la stabilité et les performances même en présence des incertitudes dues aux erreurs de modélisation.

Le modèle obtenu par identification est aussi appelé modèle nominal, il représente d'une manière approximative le système réel. Il décrit le comportement du système non linéaire de la colonne de distillation W.B. Des incertitudes sont dues à la linéarisation autour des points de fonctionnement, et aux retards approximatés. Pour obtenir un contrôleur robuste qui doit satisfaire un compromis entre la robustesse de la stabilité et les performances; ou l'une des conditions seulement, il existe plusieurs méthodes de robustesse, parmi lesquelles on trouve: LQG, la méthode H_2 , la méthode H_∞ . Ces méthodes donnent des résultats très efficaces mais dans une plage fréquentielle limitée.

Notre but est de concevoir une loi de commande dite robuste afin d'assurer la stabilité et les performances nominales même en présence des incertitudes et de perturbation.

Dans notre cas, nous allons présenter la méthode de robustesse qui fait l'objet de ce chapitre : La méthode H_∞ .

III.2. La commande H_∞

III.2.1. Concept de base

III.2.1.1. Rappel des Principaux outils mathématiques

Plusieurs outils mathématiques constituent les pierres angulaires de la commande H_∞ [27]. Nous présentons dans ce paragraphe un aperçu de ces derniers. Pour plus d'informations, nous indiquons à titre indicatif les références suivantes : [28][29]

a). La valeur singulière

Les valeurs singulières d'une matrice $A \in \mathbb{C}^{m \times n}$, notées $\sigma_i(A)$, sont les racines carrées des valeurs propres λ_i de la matrice A^*A . Où A^* désigne la matrice transposée conjuguée de A .

Si $m > n$, sinon de AA^* :

$$\sigma_i(A) = \sqrt{\lambda_i A^* A} = \sqrt{\lambda_i AA^*} \quad \text{(III.1)}$$

Elles sont des quantités réelles positives ou nulles. Le nombre de valeurs singulières non nulles est égal au rang de la matrice A .

La décomposition de A en valeurs singulières s'écrit :

$$A = U \Sigma V^* \tag{III.2}$$

Où $U \in \mathbb{C}^{m \times m}$ et $V \in \mathbb{C}^{n \times n}$ sont deux matrices unitaires : $UU^* = I_m$ et $VV^* = I_n$.

Les colonnes de U et V sont respectivement les vecteurs propres de AA^* et A^*A .

Avec, $\Sigma \in \mathbb{C}^{m \times m} = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_m)$ pour $m=n$, sinon Σ est complétée par des zéros. Les plus grandes et les plus petites valeurs singulières sont notées $\bar{\sigma}(A)$ et $\underline{\sigma}(A)$ respectivement .

b). La Norme H_∞

C'est la norme induite par la norme des fonctions H_2 . De plus, cette norme mesure le gain maximal (pic de résonance) de la réponse fréquentielle de $G_d(e^{-j\omega})$, on obtient donc :

$$\|G_d(e^{-j\omega})\|_\infty = \max_{\omega} \bar{\sigma}[G_d(e^{-j\omega})] \tag{III.3}$$

L'équation (III.3) est encore équivalente à celle donnée par :

$$\|G_d(e^{-j\omega})\|_\infty = \text{Sup}_{U(z^{-1}) \in \mathcal{H}_2} \left(\frac{\|Y(z^{-1})\|_2}{\|U(z^{-1})\|_2} \right)$$

Dans le cas multivariable, on peut écrire tout simplement, comme le montre la figure III.1 :

$$\|G(j\omega)\|_\infty = \sup_{\omega \in R} (G(j\omega)) \tag{III.4}$$

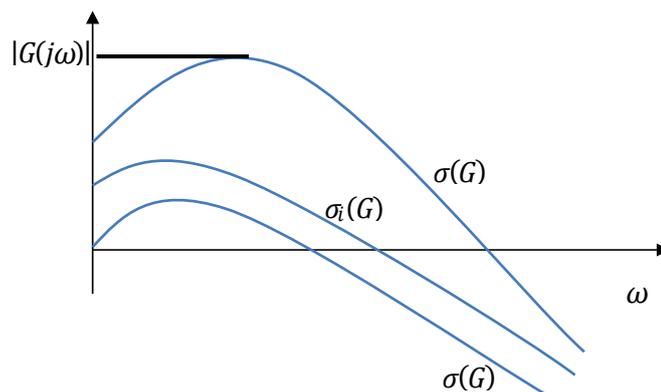


Figure III.1: Valeurs singulières et norme H_∞ d'une matrice de transfert.

La norme infinie d'une fonction de transfert est donc le majorant sur l'ensemble des pulsations ω de la norme induite par la norme H_∞ . On peut expliquer comme le gain maximum en fréquence ($G(j\omega)$) de la fonction de transfert $G(s)$.

Pour le calcul de la norme H_∞ , il y a deux méthodes dont l'une est graphique : [30]

- 1- On peut tracer la fonction $\sigma(A(jw)) = f(jw)$, et déterminer sa valeur maximale, l'inconvénient de cette méthode est de manquer un pic étroit (sous évaluer le maximum).
- 2- Le maximum est déterminé par utilisation de l'algorithme de dichotomie, c'est la méthode utilisée dans le Toolbox MATLAB
- 3- Et les performances de synthèse.

III.2.1.2. Les fonctions de sensibilités

Le système multivariable bouclé représenté par la figure III.2, où $G(s)$ est le système nominal et $K(s)$ est le contrôleur [31] [32] [33] [34].

L'avantages de la rétroaction en présence d'incertitude et la fonction de transfert de la matrice de contrôle SISO classique de conception de rétroaction pourraient être généralisés à l'aide des systèmes MIMO description de la valeur singulière de la fonction de matrice de transfert dans [CHA13] par :

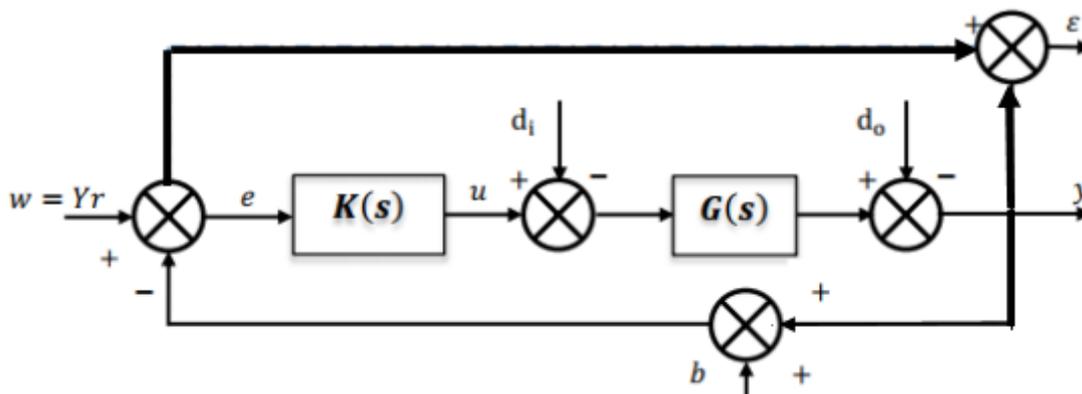


Figure III.2: Système multivariable bouclé perturbé

Les différents signaux interviennent en des points bien définis de la boucle:

w : Signal de consigne ou référence Yr .

e : Erreur de suivi de consigne

y : Signal de sortie ou de réponse

ϵ : Erreur de suivi (non mesurable)

u : Commande

d_i : Perturbation de la commande

d_o : Perturbation de la sortie b : Bruit de mesure.

Les transferts entre les entées exogènes pouvant affecter les performances du système en boucle fermée, les signaux de commande et de sorties [35]. La notation $T_{ij}(s)$ indique le transfert entre le signal d'entrée i et le signal de sortie j [32].

$$E(s) = T_{w\varepsilon}W(s) + T_{d_i\varepsilon}d_i(s) + T_{o\varepsilon}d_o(s) + T_{b\varepsilon}b(s) \quad \text{(III.5)}$$

$$Y(s) = T_{wy}W(s) + T_{d_iy}d_i(s) + T_{oy}d_o(s) + T_{by}b(s) \quad \text{(III.6)}$$

$$U(s) = T_{wu}W(s) + T_{d_iu}d_i(s) + T_{ou}d_o(s) + T_{bu}b(s) \quad \text{(III.7)}$$

Un système bouclé multivariable peut être défini complètement par quatre (04) équations de transferts différentes. Ces dernières s'écrivent en fonction de $GetK$ par les équations suivantes : [36][32]

$$S(s) = T_{wy}W(s) = [1 + K(s)G(s)]^{-1} \quad \text{(III.8)}$$

$$T(s) = T_{wy}W(s) = K(s)[1 + K(s)G(s)]^{-1} \quad \text{(III.9)}$$

$$KS(s) = T_{wu}W(s) = [1 + K(s)G(s)]^{-1} \quad \text{(III.10)}$$

$$GS(s) = T_{d_iy}W(s) = G(s)[1 + K(s)G(s)]^{-1} \quad \text{(III.11)}$$

S et T représentent la fonction de sensibilité et la fonction de sensibilité complémentaire du fait qu'elles indiquent la sensibilité des grandeurs des systèmes face aux signaux de perturbations exogènes montrées par les équations (III.5-7) [37].

III.2.1.3. Performances d'un système bouclé multivariable

Une loi de commande est dite robuste si elle conserve le bon fonctionnement du système malgré les variations d'incertitudes du modèle [29]. A partir d'un tel système, il peut être intéressant d'étudier.

a). Stabilité interne Une notion très importante est celle de stabilité interne. Soit le schéma suivant :

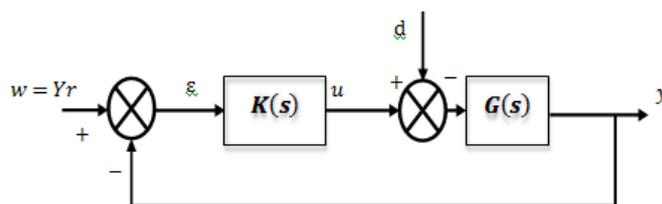


Figure III.3: Structure d'un système bouclé pour l'analyse de la stabilité interne

Où d : est la perturbation qui agisse sur le système (par exemple en entrée de celui-ci). Une boucle fermée est dite stable de façon interne si toutes les fonctions de transfert du système en boucle fermée produisent des sorties bornées (ε et u) sur la figure III.3 à partir d'entrées d'amplitude bornée (w , d).

Ainsi d'après ce qui été vu par la suite, pour qu'il y ait stabilité interne, il faut que les fonctions de transfert (s) et $T(s)$ soient simultanément stables (les pôles sont à parties réelles strictement négatives)

D'autre part, il est possible de démontrer qu'il y a stabilité interne si et seulement si la fonction de transfert (s) est stable et s'il n'y a pas de compensations pôles-zéros instables entre le système G(s) et le contrôleur k(s).

b. Performance nominale

Le régulateur calculé sur la base du modèle nominal doit permettre à la boucle fermée de tenir certaines performances dites : performances nominales.

Le comportement entrée/sortie du système de la figure III.2 est donné par la relation :

$$Y(s) = (I + (s)K(s))^{-1}G(s)K(s). (s) + (I + (s) (s))^{-1} \quad \text{(III.12)}$$

on peut alors définir la matrice de sensibilité 'S' et la matrice de sensibilité complémentaire T par : Matrice de sensibilité

$$S(s) = (I + (s) K(s)) \quad \text{(III.13)}$$

➤ Matrice de sensibilité complémentaire

$$T(s) = (I + (s) K(s))^{-1}G(s) K(s) \quad \text{(III.14)}$$

Alors l'équation (III.12) s'écrit :

$$Y(s) = S(s). (s) + T(s).W(s) \quad \text{(III.15)}$$

On a de plus:

$$U(s) = K(s) S(s) (W(s) - d(s)) \quad \text{(III.16)}$$

Et l'erreur d'asservissement est donnée par la formule suivante :

$$E(s) = W(s) - Y(s) = (1 + G(s)K(s))^{-1}(W(s) - d(s)) = S(s)(W(s) - d(s)) \quad \text{(III.17)}$$

L'expression (III.15) montre que pour atténuer l'effet des perturbations d sur les sorties, il faut minimiser la norme de 'S'.

Les expressions (III.13) et (III.14) vérifient la relation :

$$T(s) + S(s) = (1 + G(s) K(s))^{-1}G(s) K(s) + (1 + G(s) K(s))^{-1} = 1 \quad \text{(III.18)}$$

Il s'agit alors d'effectuer un compromis entre la robustesse de la stabilité et les performances.

c). Robustesse en stabilité

Si le système demeure stable en présence d'incertitude telle que les mesures de modélisation, les bruits de mesures ou les perturbations externes.

Le modèle perturbé (réel), sera stable si les valeurs singulières maximales du modèle nominal en boucle fermée, sont inférieures aux valeurs singulières maximales de l'inverse de la spécification sur la stabilité [LUN88].

$$\bar{\sigma}[S(s)] \leq \gamma \underline{\sigma}\left[\frac{1}{W_3}\right] \quad \text{(III.19)}$$

Telle que $W_3(s)$ désigne la matrice de la spécification sur la stabilité, cette dernière englobe tous les modèles perturbés dont les valeurs singulières maximales sont au-dessous de ces valeurs, si on prend en compte cette spécification, cela revient à prendre en compte tous ces modèles perturbés [38].

d). Robustesse en performance

La robustesse en performances signifie que les performances sont conservés en présence des incertitudes et perturbations (les performances pouvant se mesurer en terme de: temps de monté et de réponse, découplage des E/S des systèmes, perturbation à la sortie, des signaux de commande acceptable,...).

La robustesse en performances est évalué comme la robustesse en stabilité, on a besoin de vérifier si l'incertitude mentionnée par cahier des charges est prise en compte lors de la synthèse du contrôleur robuste.

La condition de robustesse des performances d'un système bouclé est donnée par :

$$\sigma[S(s)] \leq \gamma \underline{\sigma}\left[\frac{1}{W_3}\right] \tag{III.20}$$

Telle que $W_1(s)$ est la matrice de la spécification sur les performances.

$S(s)$ joue un rôle très important dans la description des incertitudes sur le modèle, et leurs effets sur les performances de la boucle fermée.

III.2.2. La synthèse de contrôleur H_∞

III.2.2.1. Forme standard

Il est nécessaire d'utiliser le formalisme standard, qui permet décrire le modèle du système et le cahier de charges qui donne un cadre très général pour la synthèse de lois de commande.

On note que le vecteur W : représente les entrées exogènes tels que : les signaux de références, les perturbations et les bruits. Le vecteur U : représente les commandes, le vecteur Z : associés aux objectifs de performances (représente les performances exprimant la robustesse), le vecteur Y : les mesures disponibles pour élaborer la commande.

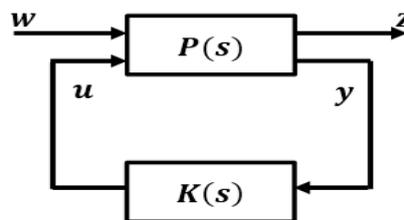


Figure III.4: La forme standard

La figure III.4, présente l'interconnexion en boucle fermée de la matrice $P(s)$ connue sous le nom de système augmenté et le contrôleur $K(s)$.

Le système $P(s)$ est formé des sous-systèmes intervenant dans l'interconnexion et de la manière dont ils sont liés les uns aux autres.

En le partitionnant convenablement en quatre (04) équations de transferts MIMO, on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} Z(s) \\ Y(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W(s) \\ U(s) \end{bmatrix} \quad \text{(III.21)}$$

La loi de commande est connue par l'équation :

$$U(s) = K(s)Y(s) \quad \text{(III.22)}$$

A partir de l'équation (III.21) et (III.22), on peut écrire $T_{zw}(s)$ de la façon suivante :

$$Y(s) = P_{21}(s)W(s) + P_{22}(s)U(s) = P_{21}(s)W(s) + P_{22}(s)K(s)Y(s) \quad \text{(III.23)}$$

$$T_{zw}(s) = F_l(P, K) = P_{11}(s) + P_{12}(s)K(s)(I - P_{22}(s)K(s))^{-1}P_{21}(s) \quad \text{(III.24)}$$

Le problème H_∞ standard dans la définition est la minimisation de la norme d'une matrice de transfert en boucle fermée entre les entrées exogènes W et les sorties régulées Z est donnée par la transformation algébrique appelée 'Linear Fractionnel Transformation' (L.F.T) inférieur. Ce qui mène à l'équation générale de l'ensemble des objectifs de commande suivante :

$$Z = T_{zw}(s).W = F_l(P, K).W \quad \text{(III.25)}$$

III.2.2.2. Le problème H_∞ standard

Le problème H_∞ standard qui est basé sur la minimisation de la norme H_∞ de la matrice de transfert $F_l(P(s), K(s))$.

Ce dernier peut être formulé sous deux formes différentes : la forme optimale et la forme sous-optimale [39][40].

Théorème 2.1 Le problème H_∞ standard sous optimal :

Il consiste à synthétiser un contrôleur $K(s)$ étant données que $P(s)$ et $\gamma > 0$; peut être menée en cherchant à:

- Assurer la stabilité du système bouclé de la figure III.4;
- Assurer $\|F_l(P(s), K(s))\|_\infty < \gamma$: Limiter le gain entre w et z à une certaine valeur γ , donc à assurer à T_{zw} une norme H_∞ inférieure à γ .

Ce problème est appelé le **problème H_∞ standard sous-optimal**, sont les régulateurs qui satisfont les deux conditions précédentes.

Théorème 2.2 Le problème H_∞ standard optimal :

Il consiste à synthétiser un contrôleur $K(s)$ étant donné que $P(s)$; peut être mené en cherchant à :

- Assurer la stabilité interne du système bouclé de la figure III.4;
- Assurer $\|F_l(P(s), K(s))\|_\infty$.

Ce problème plus contraignant, la recherche d'un tel contrôleur est souvent délicate du point de vue théorique et numérique. En pratique, il est souvent pas nécessaire et parfois indésirable de calculer un contrôleur optimal. Pour les raisons mentionnées ci-dessus, nous concentrons sur le problème H_∞ standard sous optimal [41].

Les contrôleurs correspondant à la valeur de γ la plus petite possible seront dire « **optimaux** » [42].

III.2.3. La résolution du problème H_∞

La méthode de la résolution la plus utilisée pour déterminer un contrôleur, solution du problème standard est l'**algorithme de Glover-Doyle** [43] [28] qui est basé sur les équations de Riccati.

Le contrôleur K issu est robuste en stabilité et en performance vis-à-vis des incertitudes sur le modèle. La limite de la robustesse peut être déterminée à posteriori à l'aide de l'outil μ analyse, on n'est pas intéressé à cette analyse car les incertitudes sont déjà déterminées.

III.2.3.1. Représentation d'état du système

La résolution du problème H_∞ standard utilise la forme LFT et la présentation d'état de la matrice interconnexion $P(s)$ (système augmenté), est donnée sous la forme suivante : [42][44][45]

$$P : \begin{cases} \dot{x} = Ax(t) + B_1W(t) + B_2u(t) \\ z(t) = C_1x(t) + D_{11}W(t) + D_{12}u(t) \\ y(t) = C_2x(t) + D_{21}W(t) + D_{22}u(t) \end{cases} \quad \text{(III.26)}$$

Avec: $w(t) \in \mathbb{R}^{m_1}, u(t) \in \mathbb{R}^{m_2}, z(t) \in \mathbb{R}^{p_1}, y(t) \in \mathbb{R}^{p_2}, x(t) \in \mathbb{R}^n, p_1 \geq m_2, p_2 \leq m_1$

Et la condition initiale $x(0)=0$ de sorte que : [45]

$P(s)$ Peut-être encore noté comme suit : [44]

$$\left\{ \begin{aligned} P(s) &= \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} (sI - A)^{-1} [B_1 + B_2] + \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad \text{(III.27)}$$

III.2.3.2. Les hypothèses :

Avant de résoudre le problème H_∞ standard par l'équation de Riccati, certain nombre d'hypothèse doivent être vérifiées [40][41][42][32][34]

H1 : la paire (A, B_2) est commandable et la paire (C_2, A) est observable, c'est hypothèse classique de toutes méthodes utilisant les variables d'états. Elle permet la garantie de l'existence d'une loi de commande $K(s)$ qui stabilise le système en boucle fermée. Ces conditions sont suffisantes dans cette hypothèse pour assurer que la matrice de transfert du régulateur soit propre.

$$\mathbf{H3 :} \forall w \in \mathbb{R}, \text{rang} \begin{bmatrix} A - jwI_n & B_2 \\ C_2 & D_{12} \end{bmatrix} = n+m_2$$

Cette hypothèse garantit que le transfert P_{12} n'a pas de zéro sur l'axe imaginaire.

$$\mathbf{H4 :} \forall w \in \mathbb{R}, \text{rang} \begin{bmatrix} A - jwI_n & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{bmatrix} = n+p_2$$

Après la vérification impérative des hypothèses **H1-H4**, des conditions supplémentaires seront ajoutées, permettent d'alléger les calculs et surtout de fournir des expressions analytiques relativement simples:[32][23]

$$\left\{ \begin{array}{l} D_{11} = D_{22} = 0 \\ D_{12}^T [C_1 \ D_{12}] = [0 \ I_{m_2}] \\ \begin{bmatrix} B_1 \\ D_{21} \end{bmatrix} D_{12}^T = \begin{bmatrix} 0 \\ I_{m_2} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad \mathbf{(III.28)}$$

III.2.3.3. Résolution par l'algorithme de Glover-Doyle

Généralement, la résolution de problème standard H_∞ est mise en œuvre numériquement sur un ordinateur et elle repose sur la résolution d'une série d'équations de Riccati, connue sous le nom d'algorithme de Glover-Doyle. La méthode de résolution a été programmée sous Matlab, la recherche d'un contrôleur tel que le problème H_∞ admette une solution pour la plus petite valeur de γ compris dans l'intervalle $[\gamma_{inf}, \gamma_{sup}]$ est assurée par la fonction `Hinfscd` de la boîte à outils `analysis_toolbox`.

Théorème 2.3 : sous les hypothèses **H1-H4** et les conditions supplémentaires dans l'expression (III.28), il existe un correcteur(s) le problème standard H_∞ a une solution si et seulement si les cinq conditions suivantes sont remplies : [42]

(i) La matrice $H_\infty = \begin{bmatrix} A & \gamma^{-2} B_1 B_1^T - B_2 B_2^T \\ -C_1^T & -A^T \end{bmatrix}$ n'a pas de valeur propre sur l'axe imaginaire.

- (ii) Il existe une matrice symétrique $X_\infty = (H_\infty) \geq 0$
c'est-à-dire $A^T X + X A + X(\gamma^{-2} B_1 B_1^T - B_2 B_2^T X + C_1^T C_1) = 0$.
- (iii) La matrice $J_\infty = \begin{bmatrix} A^T & \gamma^{-2} C_1 C_1^T - C_2 C_2^T \\ -C_1 C_1^T & -A \end{bmatrix}$ n'a pas de valeur propre sur l'axe imaginaire.
- (iv) Il existe une matrice symétrique $Y_\infty = (J_\infty) \geq 0$
- (v) $(X_\infty Y_\infty) < \gamma^2$

Où $\rho(\cdot)$ désigne le module de la plus grande valeur propre (rayon spectral).

La solution du problème standard est donnée par le théorème suivant :

Théorème 2.4 :

Sous les conditions du théorème 4.3, l'ensemble de tous les contrôleurs sous optimaux (s) stabilisant le système d'une manière interne et satisfait $\|T_{zw}\|_\infty < \gamma$ est égale à l'ensemble de toutes les matrices de transfert dey vers u dans la figure III.5 [28] [41] [42] .

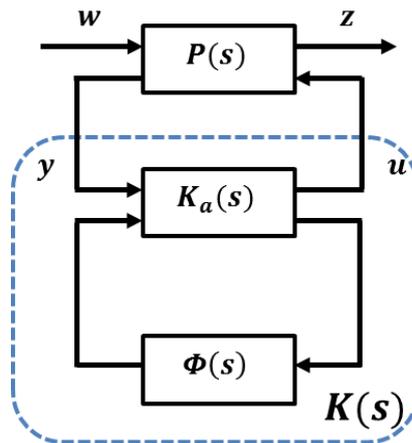


Figure III.5: L'ensemble des contrôleurs centraux stabilisant le système

L'ensemble des contrôleurs $K(s)$ répondant au problème est donc écrit par LFT $K(s) = F_L(K_a(s), \phi(s))$ ou $\phi(s) \in \mathbb{R} H_\infty$ avec $\|\phi(s)\|_\infty < \gamma$ est n'importe quelle fonction de transfert stable de $\|T_{zw}\|_\infty < \gamma$. Ou K_a est représenté par :

$$K_a(s) = \begin{bmatrix} \hat{A}_\infty & -z_\infty I_\infty & z_\infty B_2 \\ F_\infty & 0 & I_{m2} \\ -C_2 & I_{p2} & 0 \end{bmatrix} \tag{III.29}$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} \hat{A}_\infty = A + \gamma^{-2} B_1 B_1^T X_\infty - B_1 B_1^T X_\infty - B_{-1} F_\infty + Z_\infty L_\infty C_2 \\ F_\infty = B_2^T X_\infty \\ L_\infty = -Y_\infty C_2^T \\ Z_\infty = (I - \gamma^{-2} X_\infty Y_\infty)^{-1} \end{cases} \tag{III.30}$$

Le contrôleur central est un contrôleur particulier, obtenu en prenant $\phi = 0$, ce qui donne :

$$K_0(s) = \begin{bmatrix} \hat{A}_\infty & -Z_\infty L_\infty \\ F_\infty & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(III.31)}$$

La mise en œuvre de cette solution consiste à utiliser tout d'abord les résultats de théorème 4.3 pour approcher la valeur optimale de γ par Dichotomie (procédure appelée couramment γ itération). Puis on calcul ensuite le contrôleur central en appliquant théorème 4.4

III.2.4. Construction du critère H_∞

III.2.4.1. Synthèse H_∞ direct

L'un des problèmes de base de la synthèse H_∞ est présenté dans la figure III.3, avec la perturbation en entrée d qui agissent sur le système $G(s)$ et le signal de consigne w , on surveille l'évolution de deux signaux l'erreur ε et la commande u en tenant compte des deux signaux w et d en présente sous la forme matricielle suivant:[42]

$$\begin{bmatrix} E(s) \\ U(s) \end{bmatrix} = M(s) \begin{bmatrix} W(s) \\ d(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S(s) & S(s)G(s) \\ K(s)S(s) & T(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w(s) \\ d(s) \end{bmatrix} \quad \text{(III.32)}$$

III.2.4.2. Synthèse H_∞ pondérée

Critère ne permet pas d'atteindre des performances acceptables, en suivi de consigne, rejet de perturbations et robustesse vis-à-vis d'incertitude du modèle [42] [32] [36].

Pour contourner cet obstacle, généralement, dans le cadre de la synthèse H_∞ , les fonctions de transfert sont pondérées par des filtres.

Il est important de souligner dans ce contexte que les fonctions de pondération peuvent être placées à différents endroits à l'intérieur du système augmenté, de manière à savoir une matrice de transfert pondérée entre les entrées exogènes w et les sorties à minimiser z .

Considérons à cette fin le schéma de la figure III.6, dans lequel l'erreur ε est pondérée par le filtre $w_1(s)$, la commande u par $w_2(s)$, et l'entrée de perturbation d est la sortie d'un filtre par $w_3(s)$.

La formulation ci-dessus s'avère en pratique trop rigide car elle ne laisse aucun élément de choix au concepteur [42].

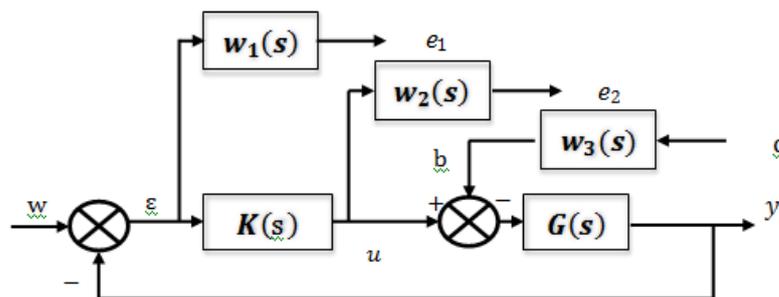


Figure III.6: Système asservi pondéré

En se référant au problème représenté par le schéma ci-dessus, où w et d comme signaux d'entrées et e_1 et e_2 comme signaux à surveiller, on peut calculer la matrice de transfert du système interconnecté, on obtient : [42] [PAL06]

$$\begin{bmatrix} E_1(s) \\ E_2(s) \end{bmatrix} = M(s) \begin{bmatrix} W(s) \\ d(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_1 S(s) & W_1 S(s)G(s)W_3 \\ W_1 K S(s) & W_2 T(s)W_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w(s) \\ d(s) \end{bmatrix} \quad (\text{III.33})$$

Comme pour le cas sans pondérations, le problème H_∞ correspondant consiste à la détermination d'une valeur γ positive et d'un contrôleur $K(s)$ qui stabilise le système et qui soit capable de satisfaire les conditions suivante : [32][42]

$$\left\| \begin{bmatrix} W_1 S(s) & W_1 S(s)G(s)W_3 \\ W_1 K S(s) & W_2 T(s)W_3 \end{bmatrix} \right\|_\infty < \gamma \quad (\text{III.34})$$

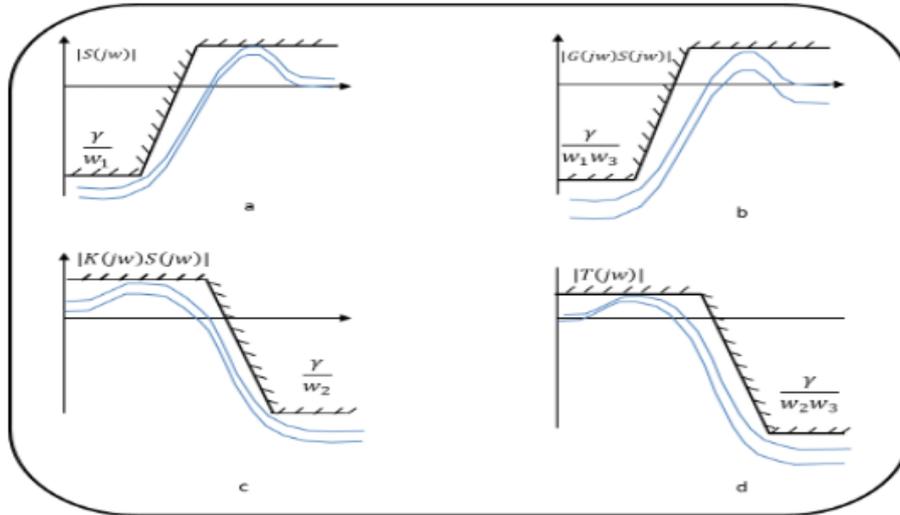


Figure III.7: Formes typiques des gabarits contraignants les fonctions de sensibilité
(a)-Gabarit sur S, (b)-Gabarit sur GS, (c)-Gabarit sur KS, (d)-Gabarit sur T

Résoudre le problème (III.34) au lieu de celui proposé précédemment sous la forme matricielle de l'équation (III.32) que leur avantage permet de modeler plus facilement les transferts $S(s)$, $K(s)$, $SG(s)$ et $T(s)$.

D'après les propriétés de la norme H_∞ , l'équation (III.34) peut être décomposée dans ses parties élémentaire afin de voir l'influence des pondérations sur les différents fonctions de transfert donc, si la conditions (III.34) est vérifiée, alors les 4 conditions le sont aussi : [42][32]

$$\|w_1(s)S(s)\|_\infty < \gamma \Leftrightarrow \forall \omega \in \mathbb{R} |S(j\omega)| < \frac{\gamma}{|w_1(j\omega)|} \quad (\text{III.35})$$

$$\|w_2(s)K(s)S(s)\|_\infty < \gamma \Leftrightarrow \forall \omega \in \mathbb{R} |K(j\omega)S(j\omega)| < \frac{\gamma}{|w_2(j\omega)|} \quad (\text{III.36})$$

$$\|w_1(s)G(s)w_3(s)\|_\infty < \gamma \Leftrightarrow \forall \omega \in \mathbb{R} \quad |S(j\omega)G(j\omega)| < \frac{\gamma}{|w_1(j\omega)w_3(j\omega)|} \quad \text{(III.37)}$$

$$\|w_2(s)T(s)w_3(s)\|_\infty < \gamma \Leftrightarrow \forall \omega \in \mathbb{R} |T(j\omega)| < \frac{\gamma}{|w_2(j\omega)w_3(j\omega)|} \quad \text{(III.38)}$$

Dans la figure III.7, On voit la réponse fréquentielle de chacune des fonctions S , KS , SG , T est contrainte par un gabarit qui dépend des filtres choisis, avec $\gamma > 0$ est le niveau de performance.

III.2.4.3. Mise sous forme standard

Une fois choisis les filtres de pondération, il reste à mettre le problème ainsi défini sous forme standard, c'est-à-dire à identifier les schémas blocs dans les figures III.4 et III.6.

Il est possible donc de générer un nouveau modèle appelé modèle augmenté à partir duquel, le correcteur est élaboré via la représentation d'état pour chaque fonction de transfert $de(s)$, $w_1(s)$, $w_2(s)$, $w_3(s)$ comme suit : [42]

$$(s): \begin{cases} \text{entrée } (u - b) \\ \text{sortie } z \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \dot{x} = A_G x + B_G (u - b) \\ z = C_G x \end{cases} \quad \text{(III.39)}$$

$$w_1(s): \begin{cases} \text{entrée } \varepsilon \\ \text{sortie } e_1 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \dot{x}_1 = A_1 x_1 + B_1 (w - z) \\ e_1 = C_1 x_1 + D_1 (w - z) \end{cases} \quad \text{(III.40)}$$

$$w_2(s): \begin{cases} \text{entrée } u \\ \text{sortie } e_2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \dot{x}_2 = A_2 x_2 + B_2 u \\ e_2 = C_2 x_2 + D_2 u \end{cases} \quad \text{(III.41)}$$

$$w_3(s): \begin{cases} \text{entrée } d \\ \text{sortie } b \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \dot{x}_3 = A_3 x_3 + B_3 d \\ b = C_3 x_3 + D_3 d \end{cases} \quad \text{(III.42)}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_G & 0 & 0 & -B_G C_3 \\ -B_1 C_G A_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -B_G C_3 \\ B_1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & B_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W \\ d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_G \\ 0 \\ B_2 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad \text{(III.43)}$$

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -D_1 C_G C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W \\ d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ D_2 \end{bmatrix} u \quad \text{(III.44)}$$

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} -C_G & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W \\ d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} u \quad \text{(III.45)}$$

La résolution du problème H_∞ standard, consiste à trouver $\gamma > 0$, et chercher un régulateur $K(s)$ stabilisant le système en boucle fermée et satisfaisant la contrainte suivante :

$$\|T_{ZW}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} W_1(1 + KG)^{-1} & W_1 G(1 + KG)^{-1} \\ W_2(1 + KG)^{-1} & W_2 T W_3 \end{bmatrix} \right\|_\infty < \gamma \quad \text{(III.46)}$$

III.2.4.4. Le choix des fonctions de pondérations

Le choix des fonctions de pondérations expriment les spécifications donnés par le cahier de charge (erreur statique, temps de montée, rejet de perturbation, commande raisonnable, découplage, incertitude) exprimé dans le domaine temporelle, sont convertis vers le domaine fréquentielle, qui sont écrites : comme étant des gabarits fréquentielle $\frac{\gamma}{\|w_i\|}$ de chacune des transferts de $\|T_{ZW}\|_\infty$ conduits à la minimisation de la norme H_∞ du transfert pondéré.

Les fonctions de pondération W_1, W_2, W_3 ne sont pas nécessairement des fonctions du premier ordre. Elles peuvent être constantes ou d'ordre supérieur à un suivant les contraintes du cahier de charges et les besoins du concepteur pour la réalisation du correcteur.

Le choix de ces fonctions n'est pas implicite et il est sujet de quelques tâtonnements pour arriver aux "meilleures" fonctions de pondération tel que : [32] [42] [35]

- **La fonction de pondération W_1**

Le choix de la fonction de pondération W_1 est permet de rejeter la perturbation et l'erreur de suivi de consigne de basse fréquences. Elle permet de définir les performances du système en boucle fermée, un filtre passe-haut minimise S par le gabarit $|W_1^{-1}|$, donc une bonne précision en régime permanent.

- **La fonction de pondération W_2**

Le choix de la fonction de pondération W_2 de tel façon que le gabarit $|W_2^{-1}|$ mettre en demeure la réponse sous la forme d'un passe-bas de transfert KS . Afin de limiter la bande passante de régulateur, borner l'énergie du signal de commande.

- **La fonction de pondération W_3**

Le choix de la fonction de pondération W_3 est permet de pour assurer la robustesse de la stabilité de la stabilité et aux incertitudes paramétrique et l'atténuation de l'effet des bruit de mesure sur la sortie, en améliorant les performances en hautes fréquences en boucle fermée.

III.2.5. Sensibilité mixte

Dans ce chapitre l'approche d'optimisation H_∞ a été introduit que la stabilisation robuste et formulé des performances nominales et robuste sous problèmes d'optimisation de la norme H_∞ de certaines fonctions de coût. Plusieurs formulations de la fonction de coût sont applicables à la conception du contrôleur robuste appelée $S/KS/T$ pondéré par les filtres de pondérations W_1, W_2, W_3 .

Le problème standard de la théorie de la commande H_∞ , est de trouver un contrôleur (s) stabilisant, et qui satisfait l'inégalité suivante :

$$\|T_{ZW}\|_\infty = \left\| \begin{array}{c} W_1 S(s) \\ W_2 K(s) S(s) \\ W_3 T(s) \end{array} \right\| < \gamma \quad \text{(III.47)}$$

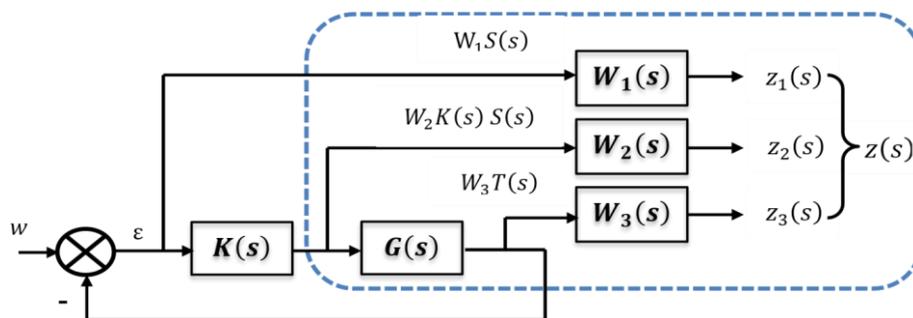


Figure III.8: Configuration du système augmenté

III.3. Procédure d'optimisation par H_∞

Nous avons présenté le problème H_∞ avec les étapes pour la détermination des contrôleurs robustes. Toutes ces étapes de calculs peuvent être jugées longues avant l'obtention de la structure du contrôleur, car il faut les effectuer pour chaque valeur du paramètre γ . Il est donc préférable de recourir à un algorithme de calculs, ce qui permettra l'obtention du contrôleur robuste de façon plus rapide et plus précise.

III.4. Conclusion :

Ce chapitre a fait l'objet de la présentation de la synthèse de contrôleurs robustes par la technique H_∞ de la colonne de distillation. Nous avons exposé la théorie pour l'obtention d'une loi de commandes robustes.

Dans un autre volet, nous avons introduit les incertitudes non structurées dans le but de vérifier la robustesse en performance du système nominal et perturbé.

Dans le chapitre suivant, nous appliquerons la commande H_∞ sur la colonne de distillation (simulation).

CHAPITRE IV :

**RÉSULTATS DE SIMULATION ET
DISCUSSION**

IV.1. Introduction :

Ce chapitre est consacré à l'application des lois de commandes décentralisée avec découplage, H_∞ respectivement sur notre modèle de la colonne de distillation dont la synthèse a été faite dans les chapitres précédents. Dans cette partie, plusieurs tests ont été faits, Ces essais ont été effectués par application des réponses indicielles et dans le cas des conditions de fonctionnement pour un système nominal et lorsque le système devient incertain.

IV.2. La commande robuste H_∞ :

Dans cette section, la synthèse du contrôleur robuste, qui stabilise le système bouclé cité dans les chapitres précédents, est effectuées seulement par la résolution du problème de H_∞ donné par le critère. Dans ce cas, le contrôleur à synthétiser par cette stratégie de commande doit assurer les spécifications ci-dessous :

- 1- Assurer la stabilité interne du système bouclé avec des énergies de commandes très réduites.
- 2- Assurer une bonne dynamique de poursuite des trajectoires de référence.
- 3- Assurer une bonne dynamique de rejection des perturbations en présence des erreurs de modélisation présentées sous forme d'incertitudes multiplicatives non structurées amenant en sortie du modèle de synthèse
- 4- Assurer une bonne dynamique d'atténuation des effets des bruits de mesure qui affectent la boucle de commande.

Nous verrons, que ces spécifications sont imposées afin d'améliorer les robustesses fournies par le contrôleur prédictif primaire. Il faut noter ici que la satisfaction simultanée des deux dernières spécifications est pratiquement impossible dans la même plage de fréquences. A cet effet, on synthétisera des contrôleurs robustes assurant un bon compromis de robustesse entre la stabilité robuste et les performances nominales du système bouclé. Pour assurer ce compromis de robustesse avec une marge de sécurité élevée, on doit passer par l'une des deux voies suivantes :

➤ Soit on assure une bonne marge de la stabilité robuste en minimisant, au mieux, les valeurs singulières maximales de la sensibilité complémentaire en hautes fréquences. En revanche, la satisfaction de la condition sur les performances nominales doit être contrôlée en basses fréquences.

➤ Soit on assure une bonne marge de performances nominales en minimisant, au maximum possible, les valeurs singulières maximales de la sensibilité directe en basses fréquences. En revanche, la satisfaction de la condition sur la stabilité robuste doit être contrôlée en hautes fréquences.

A cet effet, la réalisation de tous les objectifs suscités peut être assurée via des choix adéquats des pondérations qui sont proposées ici dans l’espace continu. Ces dernières doivent être préalablement discrétisées avant le développement du modèle augmenté généralisé et la formulation du problème de sensibilité mixte correspondant.

La figure IV.1 représente : le Schéma fonctionnel du système de contrôle

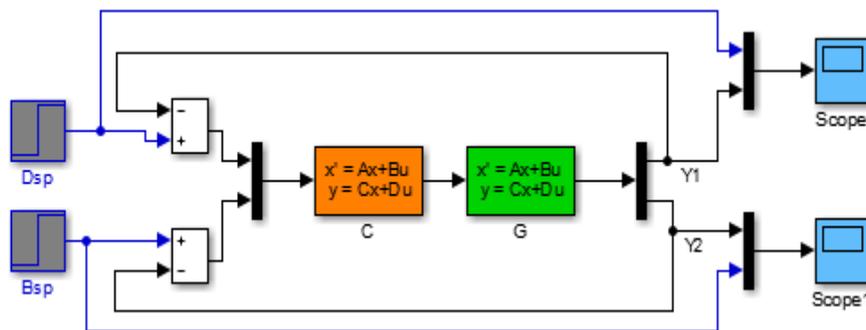


Figure IV.1: Schéma fonctionnel du système de contrôle

IV.2.1. Compromis de robustesse :

Le but de cette partie consiste à satisfaire les quatre spécifications citées précédemment. Cette satisfaction doit être assurée avec un meilleur compromis de robustesse fourni par le réglage proposé dans la première voie citée ci-dessus

A cet effet, la spécification sur les performances nominales est représentée par la pondération continue $W_1(s)$ qui a été choisie comme suit :

$$W_1(s) = \begin{pmatrix} W_{111} & 0 \\ 0 & W_{122} \end{pmatrix} (s), \text{ ou } W_{111} = W_{122} = \frac{s+0.0012}{1.2+1.2e-05}$$

Cette spécification permet d’avoir une idée sur la dynamique de réjection des perturbations du système bouclé en présence des erreurs de modélisation de type multiplicative en sortie. De plus, elle permet également d’avoir une idée sur la dynamique de poursuite des trajectoires de référence à savoir le temps de réponse, le temps de montée, l’erreur stationnaire, ..., etc.

Dès lors, la spécification sur la stabilité robuste est présentée par la pondération continue $W_3(s)$. Cette dernière a été choisie comme suit :

$W_3(s) = \begin{pmatrix} W_{3_{11}} & 0 \\ 0 & W_{3_{22}} \end{pmatrix}$, où $W_{3_{11}} = W_{3_{22}} = \frac{s+0.004167}{0.1s+0.005}$, Cette spécification permet d'avoir une idée sur la dynamique d'atténuation de plusieurs effets causés par les bruits de mesure et la dynamique négligée en hautes fréquences.

Les deux pondérations précédentes sont maintenant utilisées afin de formuler le critère de sensibilité mixte correspondant. La solution optimale de celui-ci peut fournir la représentation d'état du contrôleur robuste K_H , on obtient donc :

$$A_{cp} = 1.0e + 09 * \begin{bmatrix} -2.5374 & -0.0000 & -0.0000 & -0.0894 & 0.0262 & 0.0002 \\ -0.0000 & -0.0011 & 0.0055 & -0.0000 & -0.0000 & 0.0017 \\ 0.0000 & 0.0000 & -0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & -0.0000 \\ 0.0004 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & -0.0000 & -0.0000 \\ 0.000 & -0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & -0.0000 & -0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & -0.0000 & 0.0000 & -0.0000 & -0.0000 \end{bmatrix}$$

$$B_{cp} = \begin{bmatrix} -0.0000 & -0.0000 \\ -0.0000 & 0.0000 \\ -0.0161 & 0.0129 \\ -0.0129 & -0.0161 \\ 0.4334 & 0.5355 \\ -0.5352 & 0.4332 \end{bmatrix}$$

$$C_{cp} = \begin{bmatrix} -8.9641 & 0.0039 & -0.0196 & -0.3146 & 0.0926 & -0.0055 \\ 8.9782 & 0.0039 & -0.0196 & 0.3151 & -0.0926 & -0.0066 \end{bmatrix}$$

$$D_{cp} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

IV.2.2. Réponse fréquentielle :

La **figure IV.2** représente la stabilité robuste :

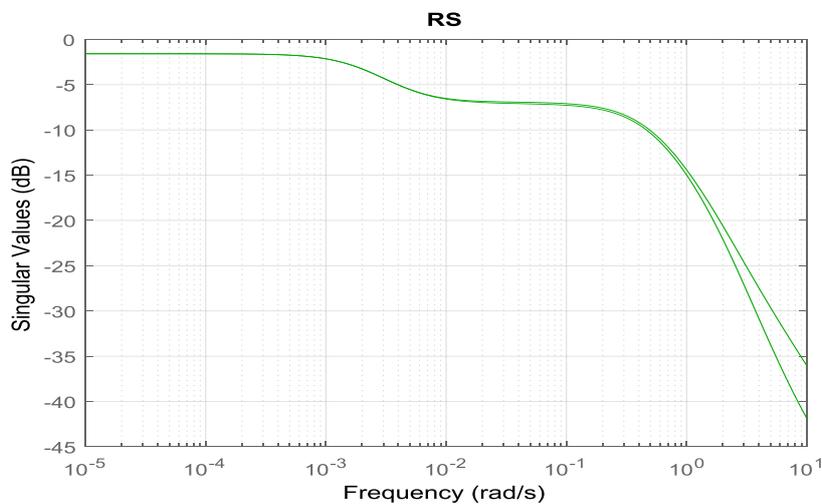


Figure IV.2 : stabilité robuste

La robustesse du système bouclé a été analysée dans la même plage des fréquences mentionnées dans le chapitre précédent. Par conséquent, la **Figure IV.3** présente la condition sur la stabilité robuste du système bouclé par le contrôleur cité ci-dessus. On obtient donc la figure suivante :

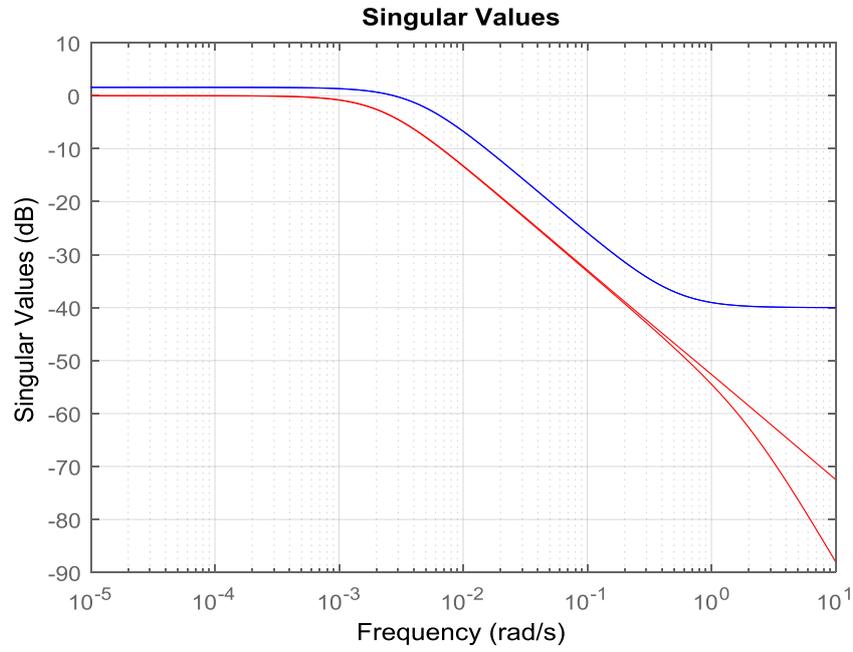


Figure IV.3 : stabilités robustes fournies par le contrôleur

La **Figure IV.3** montre clairement la satisfaction de la condition de robustesse précédente obtenue par le contrôleur synthétisé par la méthode H_∞ et cela pour chaque fréquence appartenant au gabarit fréquentiel $\omega_{min} \leq \omega \leq \omega_{max}$.

La **figure IV4** représente la performance nominale :

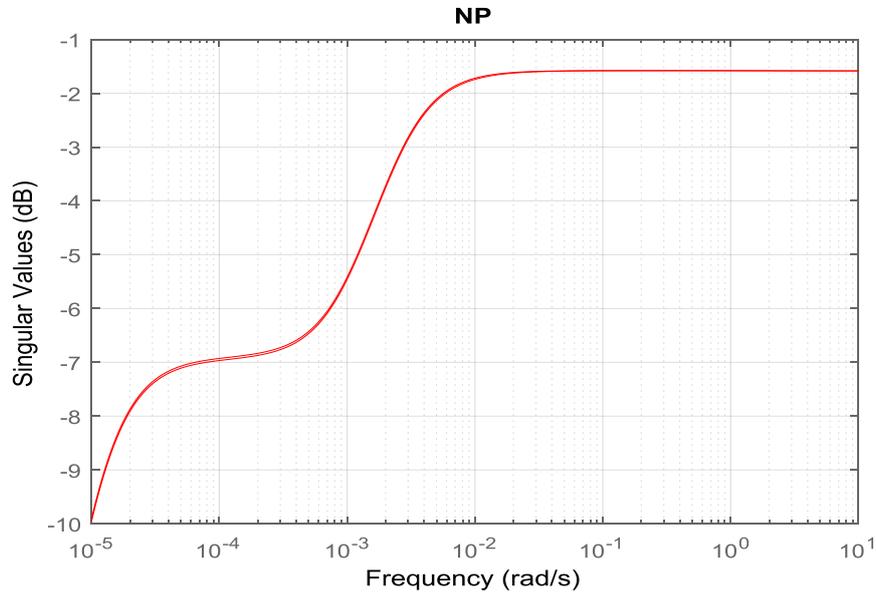


Figure IV.4 : performances nominales

La **Figure IV.5** présente la condition sur les performances nominales du système bouclé par le contrôleur robuste de la méthode H_{∞} . On obtient la figure suivante :

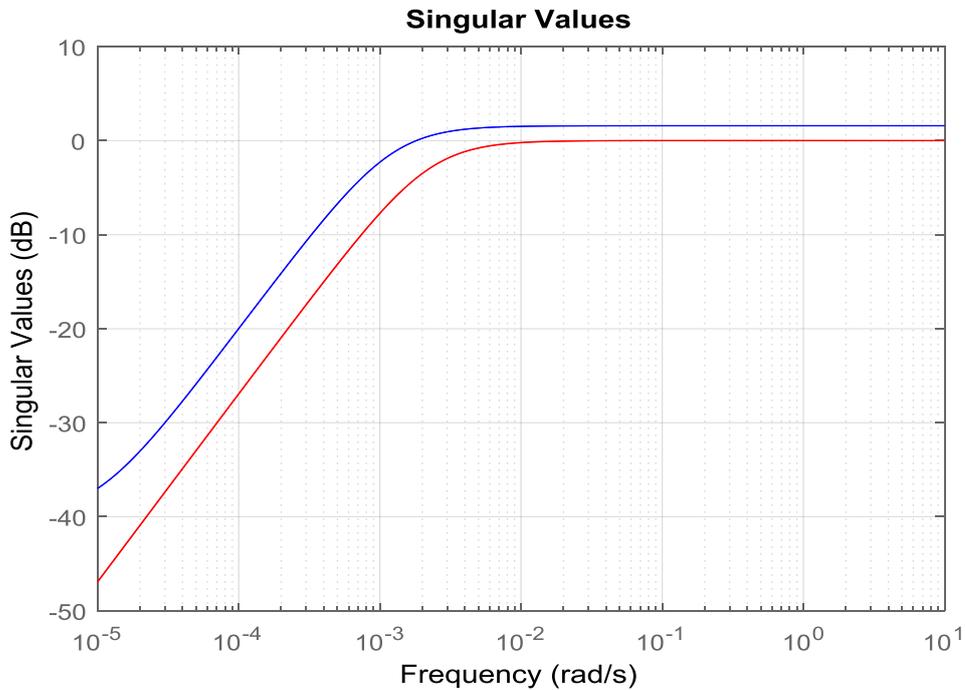


Figure IV.5 : performances nominales fournies par le contrôleur

Sur la **Figure IV.2**, on constate clairement nettement que la condition de robustesse sur les performances nominales est respectée par le contrôleur de la méthode H_∞ .

le compromis de robustesse « stabilité robuste-performances nominales » reste bien respecté par la méthode H_∞ dans toute la plage fréquentielle.

La **figure IV.6** représente la sensibilité mixte : sa forme est :

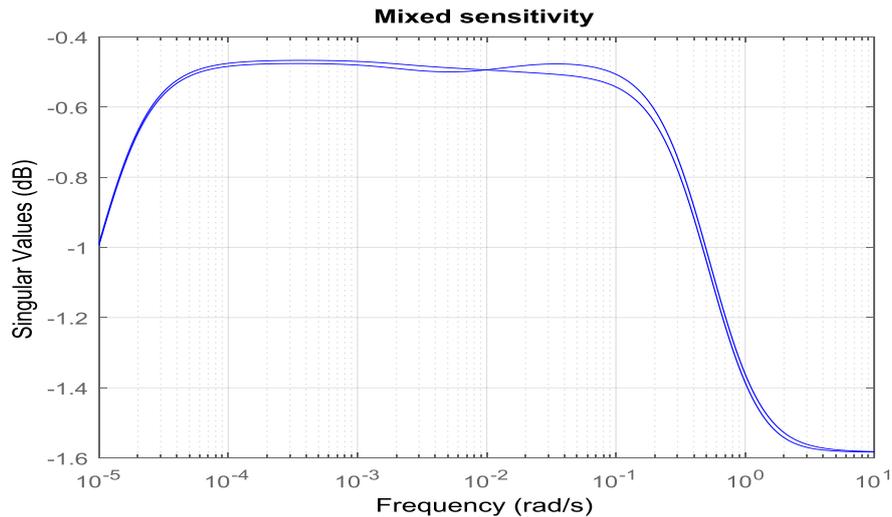


Figure IV.6: Sensibilité mixte

IV.2.3. Réponse temporelle :

Lorsque les deux régimes permanents sont atteints :

Une consigne de 1 est appliquée sur Y1, à l'instant $t=0$ (sec).

Une variation de consigne de 0 à 1 est appliquée sur Y2, à l'instant $t=2000$ (sec).

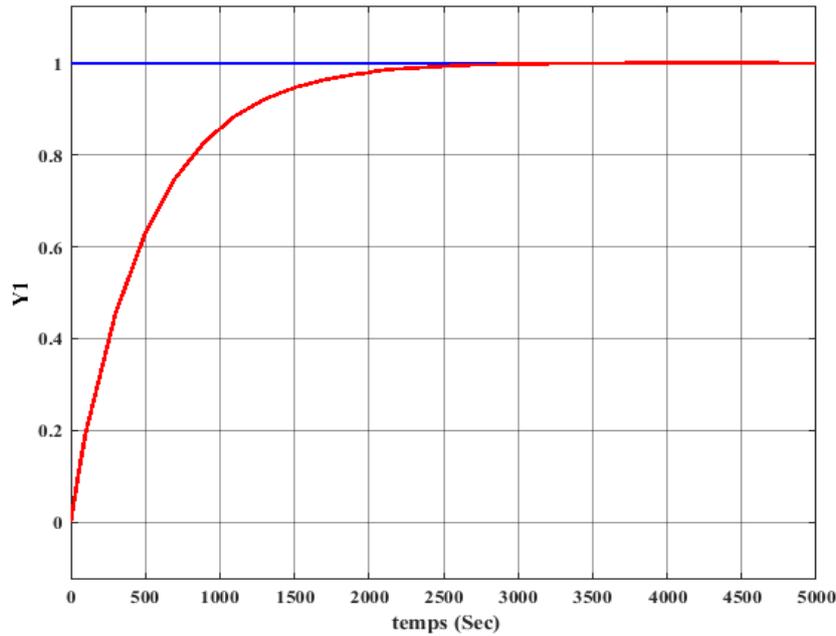


Figure IV.7 : Simulations pour changements de consignes sur Y1

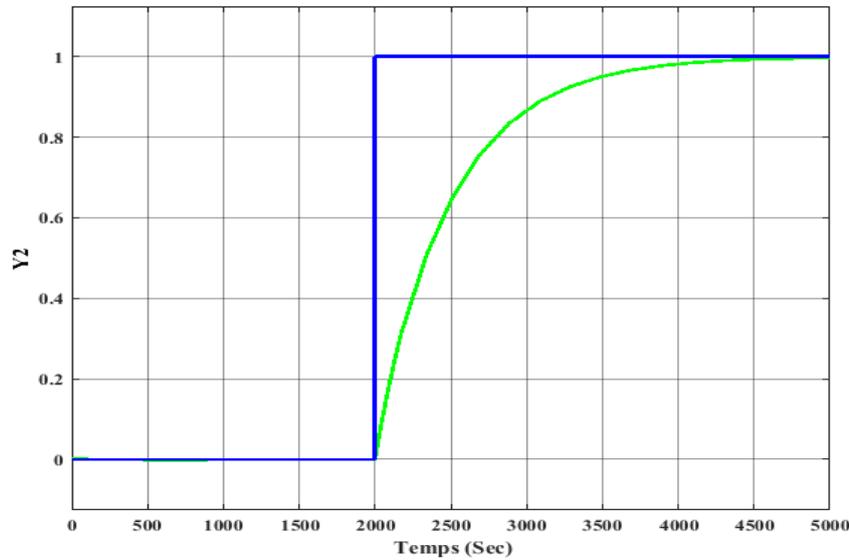


Figure IV.8: Simulations pour changements de consignes sur Y2

D'après les **figures IV.7** et **IV.8**, il est clair de constater que le contrôleur robuste synthétisé par la méthode H_∞ a la capacité de fournir la meilleure dynamique d'atténuation des bruits de mesure. Les dynamiques de poursuite et de réjection des perturbations de ce contrôleur sont acceptables quoiqu'elles nécessitent encore d'autres améliorations.

IV.3. Application de la méthode de découplage :

IV.3.1 Réglage du contrôleur dans Simulink avec LOOPTUNE :

IV.3.1.1 Les objectifs de contrôle :

Les objectifs de contrôle sont les suivants :

- Contrôle indépendant des concentrations sommets et bas en assurant qu'un changement du point de consigne haut Dsp a peu d'impact sur les fonds concentration B et vice versa
- Rejet rapide des perturbations d'entrée affectant le reflux effectif L et bouillir V Pour atteindre ces objectifs, nous utilisons l'architecture de contrôle présentée la **FigureIV.9**. Cette l'architecture se compose d'une matrice de découplage statique DM en série avec deux PI contrôleurs pour le reflux L et boilup V.

La configuration de découplage convenable pour ce cas est donnée comme suit :

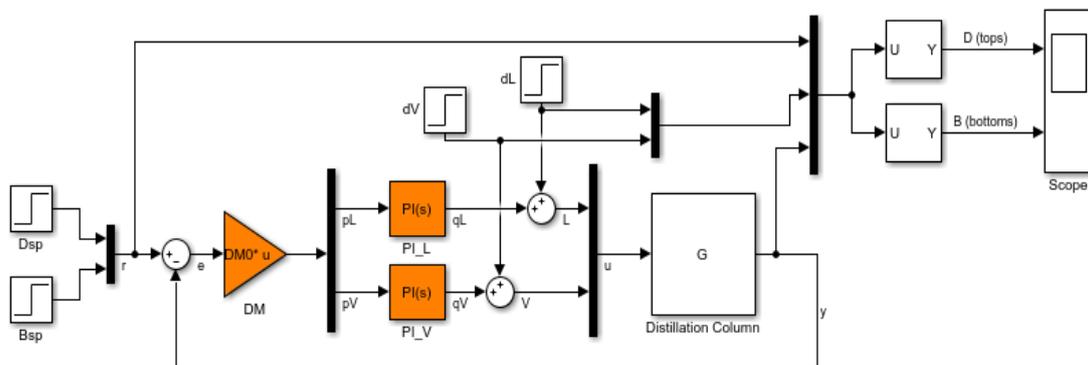


Figure IV.9 : régulateur de découpleur pour colonne de distillation

La commande looptune fournit un moyen rapide de régler les boucles de rétroaction MIMO. Lorsque le système de contrôle est modélisé dans Simulink, il vous suffit de spécifier le réglage blocs, les signaux de contrôle et de mesure, et la bande passante souhaitée, et looptune configure automatiquement le problème et règle le contrôleur paramètres. Looptune façonne la réponse en boucle ouverte pour fournir une action, roll-off et marges de stabilité MIMO adéquates.

Les paramètres des systèmes : Gain de crête = 1, itérations = 46

Valeur de gain cible atteinte, Gain cible = 1.

$$\text{Découpleur : } D = \begin{bmatrix} 4.228 & -3.33 \\ -5.62 & 4.56 \end{bmatrix}$$

$$PL = Kp + Ki = \frac{1}{s} \text{ avec } Kp = 7.08, Ki = 0.0938$$

$$PV = Kp + Ki = \frac{1}{s} \text{ avec : } Kp = -5.26, Ki = -0.0726$$

IV.3.1.2 Réponses fréquentielles :

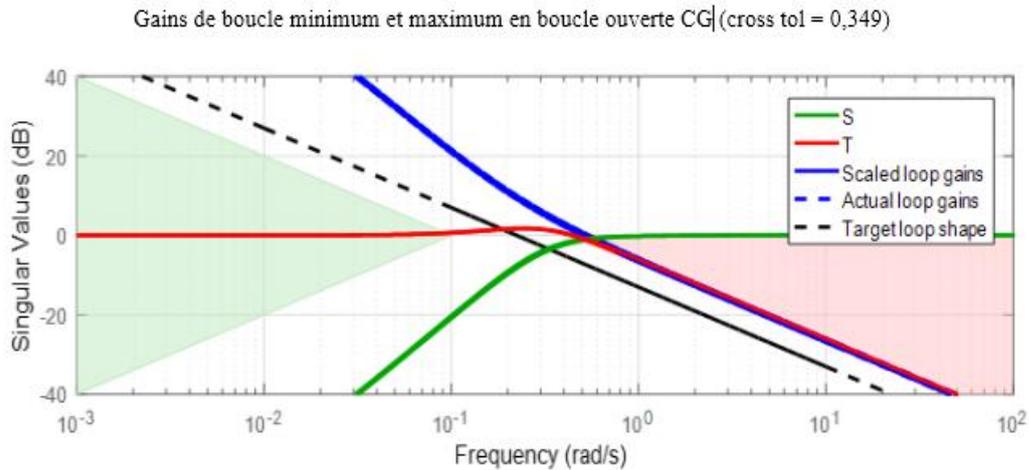


Figure IV.10 : les gains min, max en boucle ouverte

IV.3.1.3. Réponses temporelles :

Ensuite, nous tracerons les réponses en boucle fermée à partir de la référence Et la turbulence dans les concentrations des pics et des creux. Réponses contrôlées Démontrez un bon compromis entre le suivi et le rejet des perturbations **Figure IV.11** et **Figure IV.12**

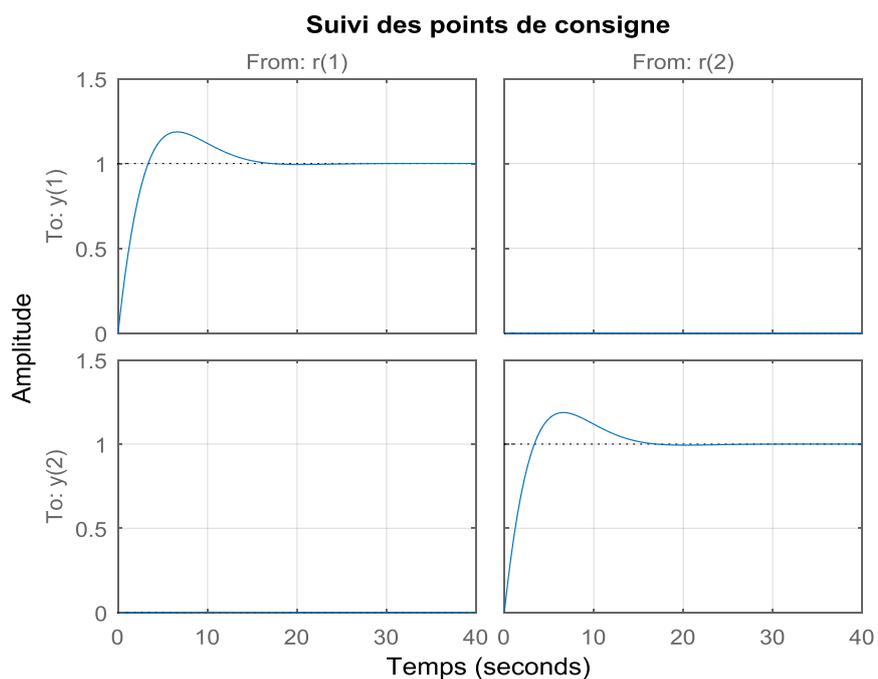


Figure IV.11 : Simulations pour suivi des points de consigne

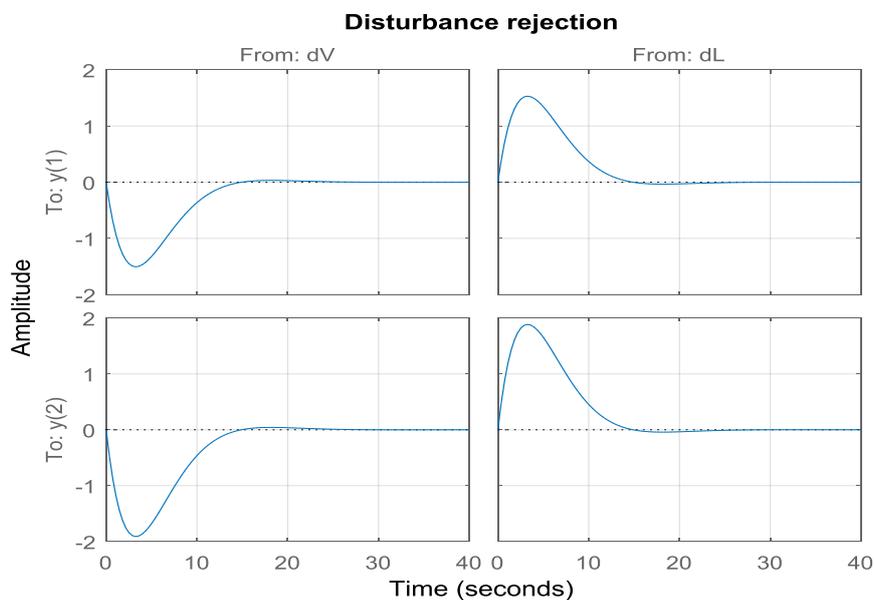


Figure IV.12 : Simulations pour rejet de perturbation

IV.3.2. Réglage du contrôleur dans MATLAB :

IV.3.2.1. Test de suivi de consigne :

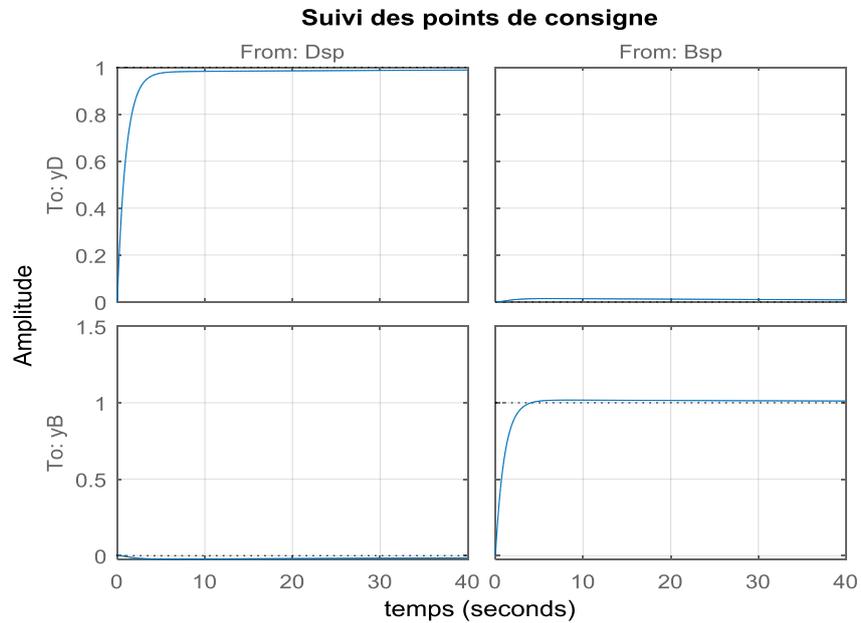


Figure IV.13 : suivi des points de consigne

Sur l'évolution des sorties de la figure (3.11), on remarque une amélioration des performances du procédé en boucle fermée : les erreurs statiques sont nulles ; le temps de réponse à 5% est égal à 4 s ; les dépassements sont éliminés ; le découplage total des entrées/sorties du procédé est réalisé.

IV.3.2.2. Test de rejet de perturbation :

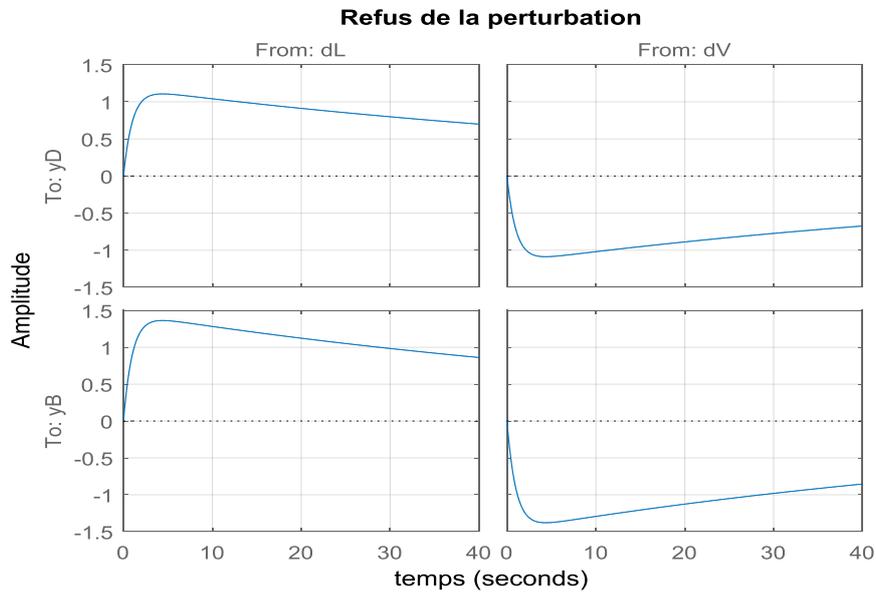


Figure IV.14 : rejet de perturbation

On relève de bonnes performances sur les réponses indicielles, car :

- les erreurs statiques sont nulles
- le temps de réponse à 5% est égal à 4 s.
- le découplage des entrées/sorties du procédé en boucle fermée est réalisé.

IV.3.2.3. Rejet des perturbations d'entrée :

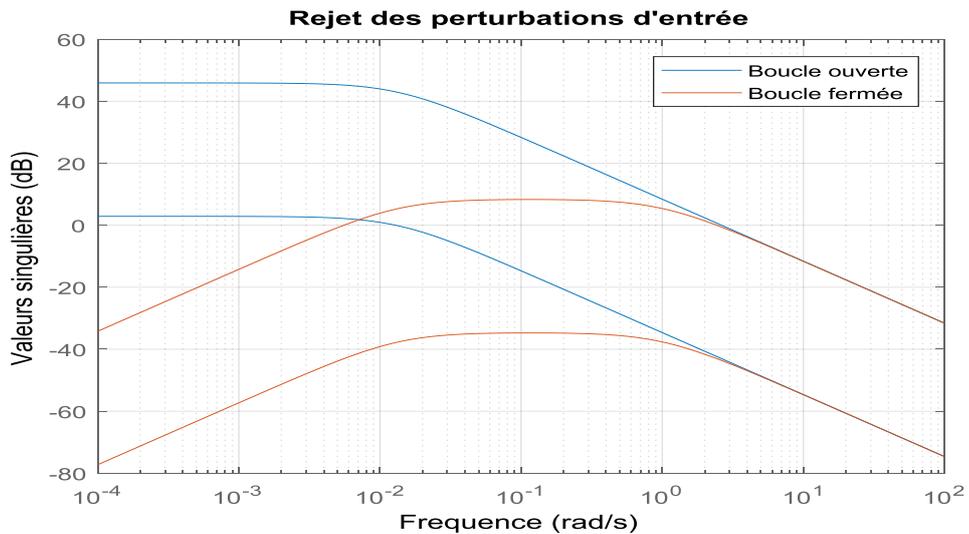


Figure IV.15 : rejet de perturbation d'entrée en boucle ouverte et fermée

Les résultats sont quasiment identiques à ceux obtenus dans Simulink

IV.4. Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à la synthèse par la méthode H^∞ et découplage appliquée sur la colonne de distillation. Une analyse en boucle ouverte a montré que le système en boucle ouverte est stable. Néanmoins, pour un meilleur fonctionnement, une loi de commandes est nécessaire pour l'amélioration de ses performances.

L'algorithme d'optimisation par H^∞ utilisé sur ce procédé a permis d'avoir une stabilisation de la boucle fermée en plus de la garantie des performances désirées dans la synthèse

Conclusion Générale

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans cette mémoire porte sur la modélisation et le contrôle robuste d'une colonne de distillation.

L'objectif de notre recherche est d'élaborer une commande robuste afin d'assurer la Stabilité et les performances nominales même en présence d'incertitudes et des Perturbations.

Au début, nous avons fait une recherche documentaire liée à la colonne de distillation et sa définition et ses types. et nous avons expliqué le fonctionnement de la colonne de distillation, le modèle est donné sous forme d'une matrice de transfert qui est facile à introduire dans les logiciels de la simulation.

Ensuite, on a présenté les équations, les hypothèses simplificatrices et la modélisation non linéaire du bilan de matière à l'intérieur de la colonne pour comprendre l'écoulement de matière dans le modèle obtenu par identification de W.B, linéarité autour des points de fonctionnement, qui ont été adoptés dans le cadre de notre travail, une simulation en boucle ouverte nous montre que le système présente des dépassements et des interactions d'où le besoin d'analyser ces interactions et introduire un régulateur en boucle fermée afin de contrôler les compositions en tête et en bas de colonne.

On a développé des règles d'ajustement des paramètres d'un contrôleur PI classique en se basant sur la méthode IMC, la méthode Fruehauf et al. Et d'Astrom et al. Un découplage inversé est appliqué avec des régulateurs décentralisés ont montré l'efficacité de découplage proposé. Une étude comparative a été faite en comparant ces différentes méthodes proposées avec la commande BLT.

A l'issue de ce travail, des comparaisons des performances des lois de commandes proposées ont clairement montré l'avantage de contrôleur robuste H_∞ dans le maintien de l'indice de performance. Ces performances sont interprétées par la robustesse du contrôleur H_∞ vis-à-vis des variations des gains et des variations des gains et des retards simultanément par rapport aux autres commandes : IMC-PI et MPC sans utilisation d'un découplage inversé.

On a obtenu des très bons résultats (rapidité, rejet de perturbation) par l'utilisation de la commande robuste H_∞ à la colonne de distillation.

Références Bibliographiques

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1]: R. Kessas, “*Cours : Operations unitaires du génie chimique : Rectification continue*”, Faculté des sciences, Dépt. Chimie, Option: Génie chimie. USTO-MB, 20 Oct. 2007.
- [2] : J.L. Humphrey, G. E. Keller, “*Procédés de séparation : techniques, sélection, dimensionnement*”, Editeur : Dunod Paris, Collection : Technique et ingénierie, 2001.
- [3] :J.G. Stichlmair, J.R. Fair, “*Distillation principles and practices*”, Wiley-VCH, New York, 1998.
- [4] : Viktória Varga, “*Distillation extractive discontinue dans une colonne de rectification et dans une colonne inversée*”. Génie des Procédés et de l’Environnement. Thèse de doctorat enco-tutelle: Soutenue le lundi 27 Nov. 2006 à l’Institut National Polytechnique de Toulouse (France) & l’Université des Sciences Techniques et Economiques de Budapest (Hongrie)
- [5] : AL-LOUCH Rabei Mohammed, “*Automatisation d’une installation distillation*”, Mémoire d’Ingénieur Industriel Finalité Automatique :2005-2006. Ecole d’ingénieurs et d’Architectes de Fribourg (Suisse).
- [6] Benjamin Bradu, “*Multivariable prédictives control and process optimization with HITO and EcosimPro*”, Projet de Fin d’Etudes, ESIEE and Valladolid university, 2006.
- [7] G. Guy, “*distillation*”, présentation de cours à l’ETS SYS 823, été : 2010.
- [8] M. Bordji, A. Shat, “*Rénovation de l’automatisation d’une colonne de distillation*”, mémoire d’ingénieur, dépt. Automatique, 2010.
- [9] P. Trambouze, “*Le Raffinage du Pétrole Tome 4: Matériels et équipements*”. Edition: Technip, Paris, 1998, pp.112
- [10] J.C. Cicile, “*Distillation. absorption, Etude pratique*”, Techniques de l’ingénieur J2615, 10 septembre 1999.
- [11] W.L.Luyben . «*process Modelling.Simulation and control for chemical Engineers* », second edition.Process Modelling and control center. Department of Chemical Engineering Lehigh University International Edition 1990.
- [12] King «*Separation processes* » ,2^{eme}Edition,Mc Graw Hill Book Company ,1980.
- [13] A Khelassi et C. Bouyaiooui, «*Methodologie de developpement de modèle mathématique de colonne de distillation* »,1^{ere}seminaire nationl sur Automatisation et Electrification ,07-08 december 1999,Universite de Boumerdes, pp,71-75
- [13] S.Skogestad, «*Dynamic and Control of Distillation-a ceritical survey* »,Modeling. Identification and Contol 1997, Vol 18,NO.3,177-217.
- [15] P.B. Desphande, “*Multivariable process control*”, Instrument Society of America, NC, 1989.
- [16] A MAIDI«*Analyse des Interaction dans les systèmes Grande Echelle :application a la commande multiboucle des systèmes fortement couples* », thèse de magister, Université de Boumerdes,2001.

- [17] L. Xutao, L. Xiaogeng, J. Xiaohong, J. jie, z. Ke. «Design of Decoupling Control System Withe High angel of Attack Based en PV Criterion ». Proceedings of the 2009 Internation Symposium on Web Information Systems and Application (WISA ,09) Nanchang. R China ,May 22-24,2009,pp.178-181.
- [18] P. Chen, W ZHANG. «Improvement on an inverted decoupling technique for a class of stable linear multivariable processes». Department of Automation, Shanghai Jiao tong.
- [19] Benabdallah Tassadit, “*Les techniques de découplage explicite et implicite des systèmes multivariables. Application sur un modèle d’une colonne de distillation binaire*”, Thèse de Magister, Université de Boumerdès, Septembre 2011.
- [20] I.K. MEKKI, M. Bouhamida, M. Benghanem, “Comparative study of predictive multivariable control and decentralized control for a distillation column”, *International Review of Automatic Control (IREACO)*, Vol.6, No.4, July 2013.
- [21] A. Benaskeur, A. Desbiens, “Backstepping-based PID design for TITO decentralized control”, *Proceedings of the 10th Mediterranean Conference on Control and Automation - MED2002*, Lisbon, Portugal, p.7, July 9-12, 2002
- [22] K.J. Astrom, T. Hagglund, “*PID controllers: Theory, design and tuning*”, Instrument Society of America, Research Triangle Park, North Carolina, 2nd Edition, 2005.
- [23] A. O'Dwyer, “A summary of PI and PID controller tuning rules for processes with time delay. Part 1: PI controller tuning rules”, *Proceedings of PID'00: IFAC Workshop on Digital Control*, Terrassa, Spain, pp. 175-180, Apr. 4-7, 2000.
- [24] P.S. Fruehauf, I-L Chien, and M.D. Lauritsen, “Simplified IMC-PID tuning rules”. *Proceedings of the ISA/93 Advances in Instrumentation and Control Conference*, McCormick Place, Chicago, Illinois, pp. 1745-1766, 1993.
- [25] M. Ramzi, H. Youlal, M. Haloua, “Continuous time identification and decentralized PID controller of an aerothermic process”, *International Journal on Smart Sensing and Intelligent Systems*, Vol. 5, No. 2, pp. 205-2014, Jun. 2012
- [26] Guillermo J. Silva, Aniruddha Datta and S.R. Bhattacharyya, “*PID controllers for time-delay systems*”, Editor Birkhauser Boston, 2005.
- [27] H. Kwakernaak, “*Robust control and optimization*”, Springer Verlag 1991.
- [28] J.C. Doyle, B.A. Francis, A. R. Tannenbaum, “*Feedback control theory*”, Maxwell MacMillan International Editions, 1990.
- [29] G. Duc, “*Robustesse des systèmes linéaires multivariables*”. Polycopie de l'Ecole Supérieure d'Electricité, 1993.
- [30] P. Apkarian, “*Eléments de la théorie de la commande robuste*”, Hypertext PDF document, 1993
- [31] J.S. Freudenberg, C.V. Hollot and Looze D. P., “*A first graduate course in feedback control*”, 2003.

- [32] A. Lahmer, “*Implantation expérimentale de la commande robuste par un contrôleur H_∞* ”, Mémoire de Magister, Université de Batna, 12 Janvier 2011
- [33] F. Demourant, “*Interactions identification-commande robuste: Méthodes et applications à l’avion souple*”, Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure de l’Aéronautique et de l’Espace, décembre 2002
- [34] Salim Ziani, “*Contrôle multiobjectif via la paramétrisation de youla et l’optimisation LMP*”, Mémoire de Magister, Université de Mentouri, 28 Nov. 2006.
- [35] H. Camblong, “*Minimisation de l’impact des perturbations d’origine éolienne dans la génération d’électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable*”, Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure d’Arts et Métiers Centre de Bordeaux, 2003.
- [36] G. Scorletti, V. Fromion, “*Introduction à la commande multivariable des systèmes : méthodes de synthèse fréquentielle H_∞* ”, polycopié de cours de l’ENSI de Caen, septembre 2001.
- [37] J.S. Freudenberg, C.V. Hollot and Looze D. P., “*A first graduate course in feedback control*”, 2003.
- [38] P. Lundstrom, S. Skogestad, and J.C. Doyle, “Two-degree-of-freedom controller design for an ill-conditioned distillation process using μ -synthesis”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 7, No. 1, pp. 12–21, 1999
- [39] D. Alazard, C. Cumer, P. Apkarian, M. Gauvrit, G. Ferreres, “*Robustesse et commande optimale*”, Cépaduès, 1999.
- [40] L. Palladino, “*Analyse comparative de différentes lois de commande en vue du contrôle global du Châssis*”, Thèse de Doctorat, Université Paris-Sud XI, 04 Déc. 2006
- [41] K. Zhou, J.C. Doyle, “*Essentials of robust control*”, Prentice-Hall, 1999.
- [42] G. Duc, S. Font, “*Commande H_∞ et μ -Analyse*”, Polycopie de l’Ecole Supérieure d’Electricité, 1999.
- [43] K. Glover, J.C. Doyle, “State-space formulae for all stabilizing controllers that satisfy an H_∞ norm bound and relations to risk sensitivity”, *Systems & control Letters*, Vol. 11, No.8, pp. 167-172, 1988.
- [44] B. Clément, “*Synthèse multiobjectifs et séquençement de gains: Application au pilotage d’un lanceur spatial*”, Thèse de doctorat, Université Paris XI Orsay, 2001
- [45] V. Bompart, “*Optimisation non lisse pour la commande des systèmes de l’aéronautique*”, Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier Toulouse III, 23 Novembre 2007.