

Date: 2005-12-01

Design Report

ETUDE SIMPLIFIEE DES BOUCLES DE COURANT R-S-T POUR LES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE DU LHC

Abstract

Ce document a pour objet de décrire succinctement les boucles de courant RST implantées dans le FGC2. Nous n'aborderons pas ici l'étude complète de la régulation ni celle des filtres numériques, qui feront l'objet d'un document ultérieur. Nous nous limiterons simplement à la description des algorithmes de régulation et de leurs règles de mise en oeuvre.

Préparé par :
H. Thiesen
AB-PO

A destination de :

Pour information :

History of Changes

<i>Rev. No.</i>	<i>Date</i>	<i>Pages</i>	<i>Description of Changes</i>
1	30 nov. 2005		Première version
1.1	5 déc. 2005		Première correction

Table of Contents

1.	MODELISATION DU SYSTEME CONTINU A REGULER	4
2.	STRUCTURE DE LA BOUCLE DE REGULATION	5
3.	REGULATION NUMERIQUE RST	6
3.1	NUMERISATION DU SYSTEME ANALOGIQUE.....	6
3.2	STABILITE ET FONCTIONS DE TRANFERT.	6
3.2.1	FONCTIONS DE TRANSFERT	7
3.2.2	STABILITE ET ONDULATION	7
3.3	REGULATEURS RST UTILISES POUR LE LHC	9
4.	REGULATION POUR CHARGE SUPRACONDUCTRICE	11
4.1	MODELE ECHANTILLONNE DE LA CHARGE	11
4.2	DEFINITION DES POLYNOME $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ ET $T(z^{-1})$	11
4.2.1	DEFINITION DU POLYNOME $S(z^{-1})$	12
4.2.2	DEFINITION DU POLYNOME $P(z^{-1})$	13
4.2.3	DEFINITION DU POLYNOME $R(z^{-1})$	15
4.2.4	DEFINITION DU POLYNOME $T(z^{-1})$	15
4.3	EXEMPLE AVEC 0.1 H ET 1 M Ω	15
4.4	REGULATION AVEC FILTRES COMPLEMENTAIRES	15
5.	REGULATION POUR CHARGE INDUCTIVE-RESISTIVE.....	17
5.1	MODELE ECHANTILLONNE DE LA CHARGE	17
5.2	DEFINITION DES POLYNOME $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ ET $T(z^{-1})$	18
5.2.1	DEFINITION DE k_r	18
5.2.2	DEFINITION DES COEFFICIENTS DU REGULATEUR R-S-T	18
5.3	EXEMPLE AVEC 0.04 H ET 0.04 Ω	19
6.	REGULATION POUR CHARGE PUREMENT RESISTIVE.....	20
6.1	MODELE ECHANTILLONNE DE LA CHARGE	20
6.2	DEFINITION DES POLYNOME $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ ET $T(z^{-1})$	21
6.2.1	DETERMINATION DE k_r	21
6.2.2	DEFINITION DES COEFFICIENTS DU REGULATEUR R-S-T	21
6.3	EXEMPLE AVEC 1 m Ω	22
7.	REGULATION POUR CHARGE SUPRACONDUCTRICE AVEC RESISTANCE D'AMORTISSEMENT	23
7.1	MODELE ECHANTILLONNEE DE LA CHARGE.....	23
7.2	DETERMINATION DES POLYNOMES $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ ET $T(z^{-1})$	24
7.3	EXEMPLE AVEC $r_s = 0.5$ m Ω , $R_p = 1.2$ Ω ET $L_s = 1.2$ H.....	24

1. MODELISATION DU SYSTEME CONTINU A REGULER

L'étape la plus importante dans la définition des boucles de régulation est la recherche d'un modèle satisfaisant pour le système à réguler. Un modèle trop simple peut apporter des instabilités et des performances médiocres, alors qu'un modèle complexe génère des boucles de régulation complexe et est difficile à mettre en oeuvre.

Dans le cas qui nous intéresse, le système à réguler peut être représenté par le schéma bloc suivant :

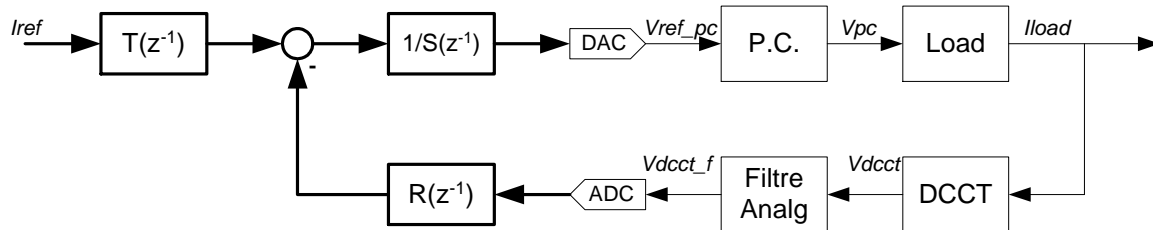


Figure 1 : Schéma bloc du système analogique à réguler.

Afin de déterminer le modèle qui sera utilisé pour définir les boucles de régulation, nous devons comparer les différents sous systèmes entre eux et définir le comportement dynamique principal.

1. Dans le cas du LHC, les fréquences contenues dans la référence de courant sont généralement basses (< 0.1 Hz). De plus, la constante de temps de la charge est assez grande (> 10 s). D'où, nous pouvons considérer que dans la majorité des cas une bande passante pour la boucle de courant de 1 Hz suffit pour répondre aux besoins du LHC. Dans ce cas, la période d'échantillonnage de la boucle de courant sera comprise entre 10 ms et 100 ms ($\text{bande passante}/25 < T_{\text{échantillonnage}} < \text{bande passante}/6$).
2. Les DCCTs ont une bande passante généralement supérieure à 10 kHz. Ils peuvent être considérés comme transparent pour la régulation et être modélisé par des simples gains.
3. Les convertisseurs sont généralement à découpage avec une boucle de tension supérieur à 100 Hz. D'où, ils peuvent aussi être considérés comme transparent pour la boucle de régulation et être modélisés par des simples gains.
4. Enfin, les filtres analogiques ne doivent pas modifier les fréquences utiles pour la boucle de courant. D'où, nous les considérerons comme des simples gains unitaires.
5. Finalement, nous ne retiendrons, comme modèle pour le système, que le modèle de la charge. Ce modèle peut parfois s'avérer comme insuffisant dans les cas où la bande passante du convertisseur est faible (< 10 Hz), celle de la charge grande (> 1 Hz) et que les fréquences contenues dans la référence sont hautes (> 1 Hz).

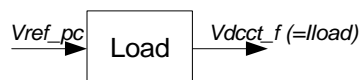


Figure 2 : Modèle utilisé pour la régulation RST du LHC.

Enfin, afin de simplifier les équations, les gains des DCCTs et du convertisseur de puissance seront considérés comme unitaire. Dans ce cas, pour prendre en compte ces gains lors de l'implantation du régulateur RST dans le FGC2, il suffit simplement de multiplier la mesure par G_{dcct} et de diviser la référence par $1/G_{pc}$.

2. STRUCTURE DE LA BOUCLE DE REGULATION

La boucle de régulation utilisée pour le LHC est une boucle numérique RST. Autour de cette boucle, nous trouvons les filtres numériques, l'un à un 1kHz l'autre à la fréquence de calcul de la boucle, et une boucle auxiliaire, DTU_loop, qui compense les erreurs calcul du FGC2.

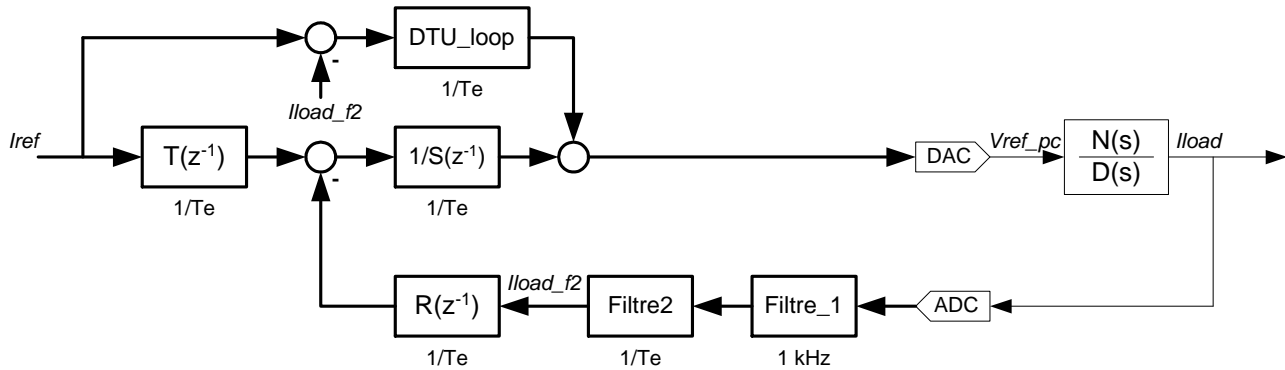


Figure 3 : schéma bloc de la régulation du LHC.

1. La boucle RST est l'élément principal de la régulation digitale du courant de sortie du convertisseur. C'est cette partie qui sera l'objet de notre étude.
2. La boucle DTU_loop est une boucle de régulation auxiliaire ajoutée afin de compenser les erreurs de calcul éventuel du FGC2. Elle se compose d'un simple intégrateur basse fréquence dont la sortie (à voir avec Q.K.).
3. Les filtres numériques ont pour rôles d'éliminer le bruit mesure. En principe, ils n'ont pas d'influence sur la régulation et sur la stabilité du système en boucle fermée.
4. Enfin, les ADC et DAC peuvent avoir une influence non négligeable sur le comportement du système en boucle fermée. Cependant, nous considérerons qu'ils sont transparents pour la définition de la boucle de courant RST.

Finalement, le système utilisé pour la définition de la boucle de courant sera le système décrit par le schéma bloc suivant :

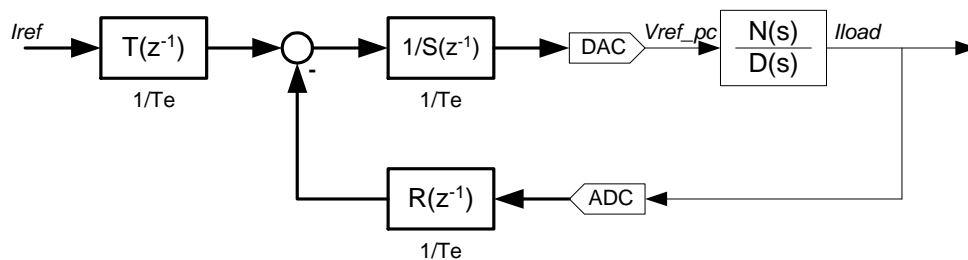


Figure 4 : Système utilisé pour la définition de la boucle de courant RST du LHC.

3. REGULATION NUMERIQUE RST

3.1 NUMERISATION DU SYSTEME ANALOGIQUE.

L'utilisation d'un modèle continu (système analogique) pour la définition de boucle numérique n'est pas pratique. Afin de résoudre ce problème, nous remplaçons le modèle analogique par un modèle numérique équivalent. Celui-ci est obtenu en résolvant les équations différentielles décrivant le système continu et dépend de certains paramètres comme la période d'échantillonnage de la régulation et des comportements des ADC et DAC.

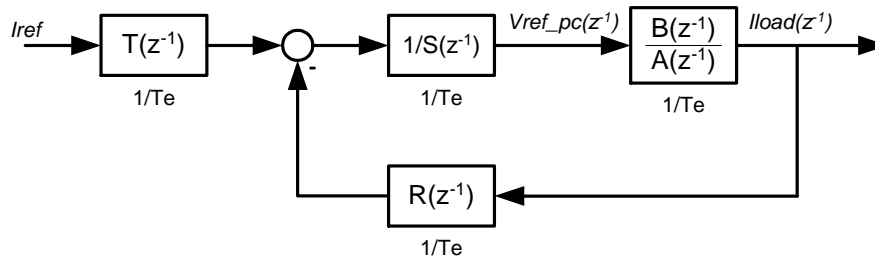


Figure 5 : Système numérique équivalent au système continu avec ADC et DAC.

3.2 STABILITE ET FONCTIONS DE TRANFERT.

Le schéma bloc suivant représente une boucle de régulation RST classique :

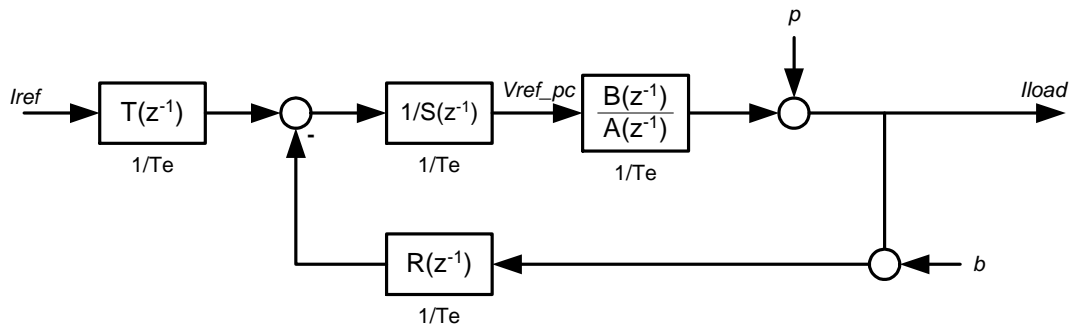


Figure 6 : Régulation RST classique.

En plus du signal de référence, nous introduisons deux autres signaux :

1. Le signal de perturbation "p" représentant les différentes variations de la sortie non prise en compte par le modèle. Ces variations sont des variations réelles du courant que nous désirons éliminer par la régulation.
2. Le signal de bruit "b" représentant toutes les variations "indésirables" du courant. Ces bruits de mesure peuvent être réelles (ex : résidu de découpage) ou non (ex : modulation du DCCT). Dans les deux cas, nous désirons que le bruit ne soit pas pris en compte pour la régulation.

Au niveau du signal à réguler, sortie de l'ADC, il est strictement impossible de faire la différence entre le bruit et la perturbation à moins qu'ils aient des fréquences distinctes, c'est à dire qu'il y ait au moins un ordre de grandeur entre les fréquences des deux signaux. De plus, il est préférable que les fréquences du bruit soient supérieures aux fréquences de la perturbation.

3.2.1 FONCTIONS DE TRANSFERT

Pour la définition de la boucle de courant, nous nous intéressons à trois fonctions de transfert en particulières.

1. La fonction de transfert sortie/référence. Elle décrit le comportement la sortie vis-à-vis la référence.

$$\frac{I_{load}}{I_{ref}} = \frac{T(z^{-1}) \cdot B(z^{-1})}{S(z^{-1}) \cdot A(z^{-1}) + R(z^{-1}) \cdot B(z^{-1})} \quad (1)$$

2. La fonction de transfert sortie/perturbation. Elle décrit comment une perturbation est rejetée par la régulation.

$$\frac{I_{load}}{p} = \frac{S(z^{-1}) \cdot A(z^{-1})}{S(z^{-1}) \cdot A(z^{-1}) + R(z^{-1}) \cdot B(z^{-1})} \quad (2)$$

3. La fonction de transfert sortie/bruit. Elle décrit l'influence du bruit sur la grandeur à réguler.

$$\frac{I_{load}}{b} = \frac{-B(z^{-1}) \cdot R(z^{-1})}{S(z^{-1}) \cdot A(z^{-1}) + R(z^{-1}) \cdot B(z^{-1})} \quad (3)$$

D'autres fonctions de transfert peuvent être intéressantes à étudier comme V_{ref_pc}/p et V_{ref_pc}/b . Cependant, nous n'en parlerons pas dans ce document afin de ne pas compliquer l'étude.

3.2.2 STABILITE ET ONDULATION

Souvent, nous avons tendance à utiliser le terme "stabilité" pour deux phénomènes totalement différents :

1. **La stabilité** : Du point de vue de l'automatique, la stabilité décrit la propriété d'un système à revenir à sa position initiale suite à une excitation de type impulsionnel.

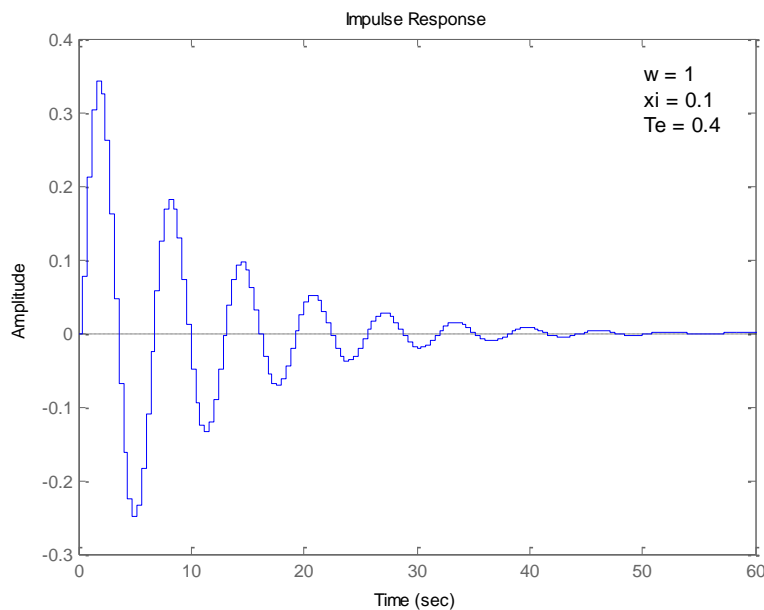


Figure 7 : Exemple de système stable.

La stabilité dépend de la position des pôles du système, c'est-à-dire des solutions de son polynôme caractéristiques :

$$P(z^{-1}) = S(z^{-1}) \cdot A(z^{-1}) + R(z^{-1}) \cdot B(z^{-1}) \quad (4)$$

Pour qu'un système soit stable, il faut que tous ses pôles soient dans le cercle unitaire.

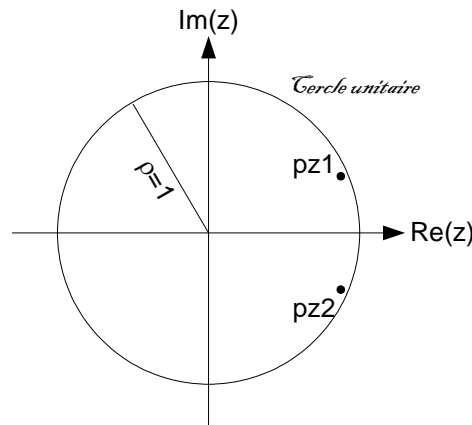


Figure 8 : Exemple de position des pôles pour un système stable.

Rem : Nous constatons que toutes les fonctions de transfert du système ont le même dénominateur qui est le polynôme caractéristique. La stabilité est donc une notion globale et ne dépend pas de la façon dont est excité le système (Iref, p ou b). De plus, nous constatons que le polynôme $T(z^{-1})$ n'a pas d'influence sur la stabilité du système.

2. L'ondulation : Nous définissons l'ondulation comme étant toutes les variations du signal de sortie lorsque sa référence est constante (Iref = Cte).

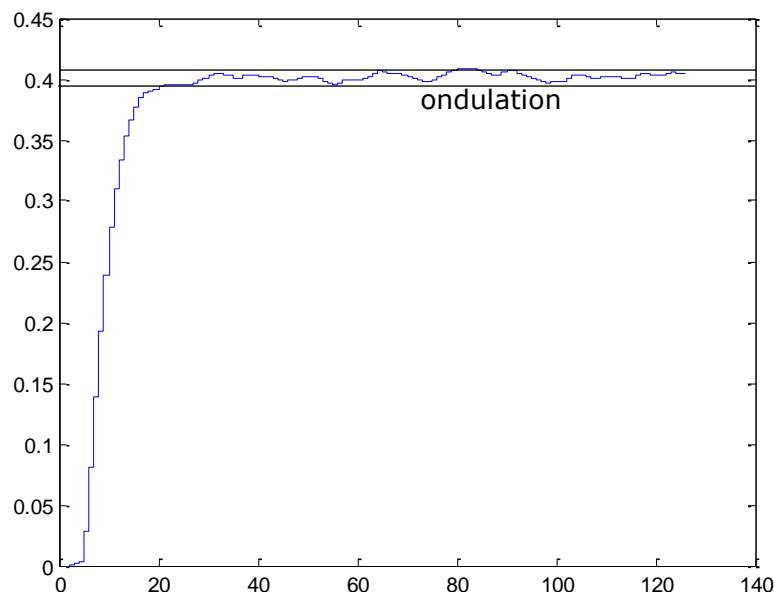


Figure 9 : Exemple d'ondulation pour un système stable.

L'ondulation peut être soit le reste d'une perturbation rejetée par la boucle, en effet une perturbation n'est jamais totalement éliminée, soit l'influence du bruit sur la sortie.

Dans les deux cas, il est important de connaître précisément l'origine de l'ondulation afin de la minimiser. En effet, la minimisation de l'ondulation est faite grâce à l'optimisation des fonctions de transfert I_{load}/p et I_{load}/b . Cette optimisation ne peut se faire qu'en connaissant précisément les caractéristiques, essentiellement fréquentielle, des perturbations et du bruit.

Rem : Nous constatons que le polynôme $T(z^{-1})$ n'a pas d'influence sur l'ondulation. En effet, le polynôme $T(z^{-1})$ agit uniquement sur le signal de référence alors que l'ondulation a pour origine les perturbations ou le bruit.

3.3 REGULATEURS RST UTILISES POUR LE LHC

Pour définir un régulateur, nous devons prendre en compte deux points importants :

1. le modèle du système à contrôler.
2. les performances à optimiser

Pour le LHC, nous avons défini différentes versions de régulation RST. Toutes ces régulations utilisent le même algorithme, seul le calcul des coefficients des polynômes $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ et $T(z^{-1})$ change.

1. Régulation pour charge supra : r_s , L_s .

La charge est constituée d'une résistance de faible valeur (câble DC) en série avec une inductance de forte valeur (aimant supraconducteur). Elle se caractérise par une grande constante de temps (> 10 s) et un gain important (> 10).

Ce type de régulation est actuellement utilisé principalement sur les bancs de tests des aimants supraconducteurs du LHC.

Au niveau des performances, le courant dans le convertisseur doit pouvoir suivre une référence de type main dipôle du LHC ($di/dt < 10 \text{ As}^{-1}$) sans erreur de tracking (< 5 ppm), sans overshoot à l'arrivée (< 5 ppm) et avoir une faible ondulation (< 5 ppm dans la plage de fréquence < 1 Hz).

2. Régulation pour charge supra avec résistance en parallèle : r_s , L_s et R_p .

C'est le même type de charge que précédemment mais avec une résistance d'amortissement en parallèle avec l'aimant (R_p/L_s).

Ce type de régulation est actuellement utilisé principalement sur les bancs de tests des aimants supraconducteurs du LHC.

Au niveau des performances, elles sont les mêmes que pour le cas précédent.

3. Régulation pour charge résistive et faiblement inductive : R_s , L_s :

Nous utilisons pour la charge le même modèle que dans le premier cas. Cependant dans ce cas, la résistance série (câbles DC et aimant) est nettement plus importante et la valeur de l'inductance (partie inductive de l'aimant) plus faible. La charge se caractérise donc par une faible constante de temps (< 1 s).

Ce type de régulation est essentiellement utilisé pour les tests de précision des convertisseurs du LHC au A7.

Au niveau des performances, nous désirons optimiser l'ondulation quitte à avoir une erreur de tracking et un overshoot.

4. Régulation pour court circuit : R

La charge se compose uniquement des câbles DC ou de résistance. Dans ce cas, la charge se caractérise par une très faible constante de temps (< 0.01 s) et un très fort gain statique (> 100).

Ce type de régulation est essentiellement utilisé pour les tests en court circuit des convertisseurs pendant la première phase du commissioning du LHC.

Au niveau des performances, nous désirons optimiser la stabilité du système quitte à avoir une erreur de tracking et une ondulation importantes.

5. Régulation manuelle :

Dans les modes de régulation précédents, les coefficients des polynômes R, S et T sont directement calculés par le FGC2. Dans ce dernier mode, ils doivent être définis par l'opérateur. Ce dernier mode, permet alors d'adapter le régulateur RST à n'importe quels charge ou de l'optimiser en fonction du comportement particulier du système.

4. REGULATION POUR CHARGE SUPRACONDUCTRICE

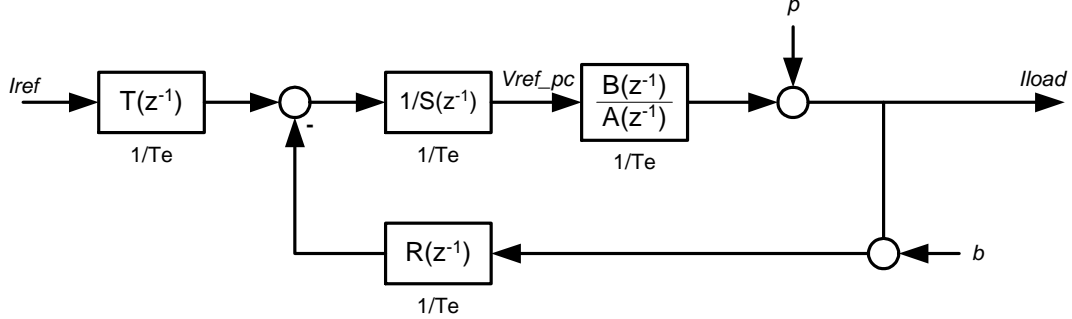


Figure 10 : Rappel de la structure de la régulation RST.

4.1 MODELE ECHANTILLONNE DE LA CHARGE

La fonction de transfert du système continu est :

$$\frac{I_{load}}{V_{ref_pc}} = \frac{1/rs}{1 + Ls/rs \cdot s} = \frac{G_{load}}{1 + \tau_{load} \cdot s} \quad (5)$$

Avec :

$$\begin{cases} G_{load} = 1/rs \\ \tau_{load} = Ls/rs \end{cases} \quad (6)$$

D'où, nous obtenons pour le modèle échantillonné (de période d'échantillonnage T_e) :

$$\frac{I_{load}}{V_{ref_pc}} = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{(1 - e^{-T_e/\tau_{load}}) \cdot z^{-1}/rs}{1 - e^{-T_e/\tau_{load}} \cdot z^{-1}} = \frac{b1 \cdot z^{-1}}{1 + a1 \cdot z^{-1}} \quad (7)$$

Avec :

$$\begin{cases} b1 = (1 - e^{-T_e/\tau_{load}})/rs \\ a1 = -e^{-T_e/\tau_{load}} \end{cases} \quad (8)$$

Nous constatons que le système à réguler ne possède pas de zéro et un seul pôle en :

$$pz1 = -a1 \quad (9)$$

4.2 DEFINITION DES POLYNOME $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ ET $T(z^{-1})$

Pour définir les polynômes R, S et T il faut revenir un moment sur les deux fonctions de transfert I_{load}/I_{ref} et I_{load}/p :

$$\begin{cases} \frac{I_{load}}{I_{ref}} = \frac{T(z^{-1}) \cdot z^{-1} \cdot B'(z^{-1})}{S(z^{-1}) \cdot A(z^{-1}) + R(z^{-1}) \cdot z^{-1} \cdot B'(z^{-1})} \\ \frac{I_{load}}{P} = \frac{S(z^{-1}) \cdot A(z^{-1})}{S(z^{-1}) \cdot A(z^{-1}) + R(z^{-1}) \cdot z^{-1} \cdot B'(z^{-1})} \end{cases} \quad (10)$$

Avec :

$$B(z^{-1}) = z^{-1} \cdot B'(z^{-1}) \quad (11)$$

4.2.1 DEFINITION DU POLYNOME $S(z^{-1})$

1. Nous désirons que le courant de sortie suive "parfaitement" le courant de référence. Pour cela, il faut que la fonction de transfert I_{load}/I_{ref} soit indépendante du polynôme $B'(z^{-1})$, c'est-à-dire qu'il faut compenser le polynôme $B'(z^{-1})$ en posant :

$$S(z^{-1}) = B'(z^{-1}) H_{s1}(z^{-1}) \quad (12)$$

Cette compensation n'est possible que si les solutions de $B'(z^{-1}) = 0$ sont stables. En effet, cette compensation implique d'avoir des "pôles cachés" solution de $B'(z^{-1}) = 0$. Dans le cas présent, il n'y a pas de problème de stabilité étant donné que $B'(z^{-1})$ est un simple gain non nul.

2. Nous désirons ne pas avoir d'erreurs statiques ni d'erreur de drainage (pendant la rampe). Pour cela, le régulateur RST doit posséder deux intégrateurs c'est-à-dire que le polynôme $S(z^{-1})$ doit comporter deux termes en $(1-z^{-1})$

$$S(z^{-1}) = (1-z^{-1})^2 \cdot H_{s2}(z^{-1}) \quad (13)$$

Finalement, nous prendrons pour le polynôme $S(z^{-1})$:

$$S(z^{-1}) = B'(z^{-1}) \cdot (1-z^{-1})^2 = \frac{(1-e^{-te/\tau_{load}})}{rs} \cdot (1-z^{-1})^2 \quad (14)$$

Soit :

$$S(z^{-1}) = s[0] + s[1] \cdot z^{-1} + s[2] \cdot z^{-2} \quad (15)$$

Avec :

$$\begin{cases} s[0] = b1 = \frac{(1-e^{-te/\tau_{load}})}{rs} \\ s[1] = -2 \cdot b1 = \frac{-2 \cdot (1-e^{-te/\tau_{load}})}{rs} \\ s[2] = b1 = \frac{(1-e^{-te/\tau_{load}})}{rs} \end{cases} \quad (16)$$

4.2.2 DEFINITION DU POLYNOME $P(z^{-1})$

Lorsque nous étudions la fonction de transfert I_{load}/p , nous constatons qu'elle possède trois zéros, deux zéros en $zz = 1$, afin d'assurer la rejection de perturbations de type échelon ou de type rampe, et un zéro en $zz = -a1$ dû à la charge.

Comme pour les systèmes continus, il faut alors que le système en boucle fermée possède au moins un nombre égal de pôles c'est-à-dire trois. Nous posons alors :

$$P(z^{-1}) = (1 - pz_1 \cdot z^{-1}) \cdot (1 - pz_2 \cdot z^{-1}) \cdot (1 - pz_3 \cdot z^{-1}) \cdot Hp(z^{-1}) \quad (17)$$

Théoriquement, nous pouvons ajouter à $P(z^{-1})$ autant de pôles que nous le voulons, $H(z^{-1})$ #Cte, et placer ces pôles supplémentaires où nous le désirons. Cependant, il est préférable de minimiser le nombre de pôles d'où :

$$\begin{aligned} P(z^{-1}) &= B'(z^{-1}) \cdot (1 - pz_1 \cdot z^{-1}) \cdot (1 - pz_2 \cdot z^{-1}) \cdot (1 - pz_3 \cdot z^{-1}) \\ &= B'(z^{-1}) \cdot P'(z^{-1}) \end{aligned} \quad (18)$$

Pour choisir les pôles du système en boucle fermée, nous définissons leurs équivalents dans le domaine continu et passons ensuite dans le domaine discret grâce à la transformée : **(mettre plus de commentaires sur le choix du comportement du système en boucle fermée)**

$$pzi = e^{psi \cdot Te} \quad (19)$$

Où pzi représente le pôles dans le domaine discret et psi le pôles dans le domaine continu.

Comme pour le nombre de pôles, théoriquement nous avons peu de contrainte sur l'emplacement des pôles. Cependant, afin de minimiser la sensibilité du système au bruit de mesure, il est préférable de placer les pôles en boucle fermée au plus prêt de ceux du système à réguler. De plus, nous avons vu plus haut que la bande passante du système en boucle fermée doit être de l'ordre du Hz pour les applications du LHC. Nous nous limiterons donc à placer les pôles du système dans cette gamme de fréquences qui est, pour le cas des aimants supraconducteur, déjà très élevée par rapport aux fréquences des pôles du système.

Plusieurs répartitions des pôles sont maintenant possibles dans le plan complexe, Tchebychev, Butterworth, elliptique, etc...

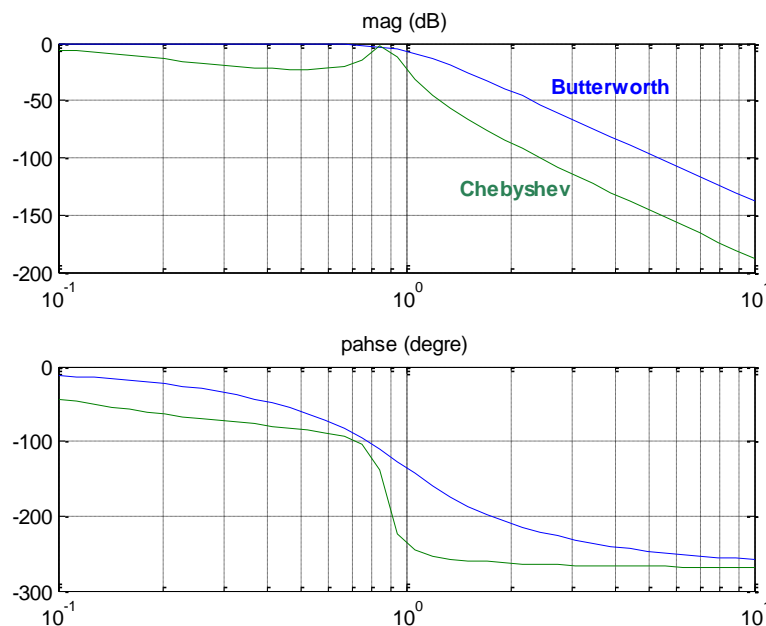


Figure 11 : Différents types de filtre passe bas.

Pour l'application présente, nous avons privilégié la stabilité du gain au détriment de la phase. Nous obtenons alors trois pôles à la même fréquence dont deux sont complexes conjugués avec un facteur d'amortissement de 0.5.

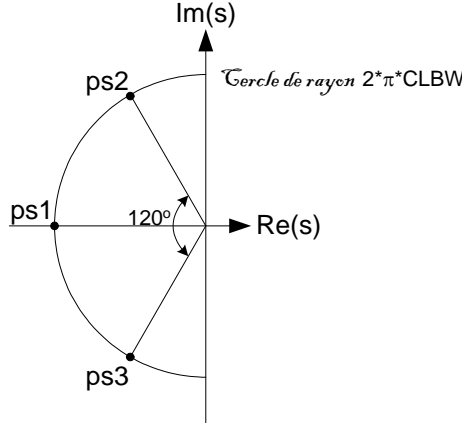


Figure 12 : Placement des pôles de type Butterworth (CLBW2=CLBW et XI=0.5).

Finalement, nous obtenons pour le choix des pôles du système en boucle fermée :

$$\begin{cases} ps1 = -2 \cdot \pi \cdot CLBW \\ ps2 = -2 \cdot \pi \cdot CLBW2 \cdot \left[XI + j \cdot \sqrt{1 - XI^2} \right] \\ ps3 = -2 \cdot \pi \cdot CLBW2 \cdot \left[XI - j \cdot \sqrt{1 - XI^2} \right] \end{cases} \quad (20)$$

Où CLBW représente la fréquence du pôle simple s1, CLBW2 représente la fréquence des pôles complexes conjugués et XI représente l'amortissement des pôles complexes conjugués (Z dans les paramètre iloop du FGC2, mais cette notation n'a pas été retenue dans ce document par risque de confusion avec l'opérateur z qui représente la transformée en "z").

En effet, avec le FGC2, nous avons gardé la possibilité d'avoir des fréquences différentes entre le pôle simple et les pôles complexes conjugués et d'avoir un facteur d'amortissement différent de 0.5. Cependant, nous n'avons pas jugé nécessaire de garder la possibilité d'avoir trois pôles simples (XI > 1).

Finalement, à partir des équations (17), (18) et (19), nous obtenons :

$$P'(z^{-1}) = (1 + c1 \cdot z^{-1}) \cdot (1 + d1 \cdot z^{-1} + d2 \cdot z^{-2}) \quad (21)$$

Avec :

$$\begin{cases} c1 = -ps1 = -e^{-Te \cdot 2 \cdot \pi \cdot CLBW} \\ d1 = -(ps2 + ps3) = -2 \cdot e^{-Te \cdot 2 \cdot \pi \cdot CLBW2 \cdot XI} \cdot \cos\left(Te \cdot 2 \cdot \pi \cdot CLBW2 \cdot \sqrt{1 - XI^2}\right) \\ d2 = ps2 \cdot ps3 = e^{-Te \cdot 4 \cdot \pi \cdot CLBW2 \cdot XI} \end{cases} \quad (22)$$

4.2.3 DEFINITION DU POLYNOME $R(z^{-1})$

Etant donné que les polynômes $S(z^{-1})$ et $P(z^{-1})$ sont définis, le polynôme $R(z^{-1})$ est déterminé par identification **(4)** :

$$R(z^{-1}) = \frac{P(z^{-1}) - S(z^{-1}) \cdot A(z^{-1})}{z^{-1} \cdot B'(z^{-1})} = \frac{P'(z^{-1}) - (1 - z^{-1})^2 \cdot (1 + a1 \cdot z^{-1})}{z^{-1}} \quad (23)$$

Soit :

$$R(z^{-1}) = r[0] + r[1] \cdot z^{-1} + r[2] \cdot z^{-2} \quad (24)$$

Avec :

$$\begin{cases} r[0] = c1 + d1 + 2 - a1 \\ r[1] = c1 \cdot d1 + d2 - 1 + 2 \cdot a1 \\ r[2] = c1 \cdot d2 - a1 \end{cases} \quad (25)$$

4.2.4 DEFINITION DU POLYNOME $T(z^{-1})$

Comme pour le polynôme $R(z^{-1})$, le polynôme $T(z^{-1})$ sera définis par identification. Nous désirons que le courant de sortie du convertisseur suive "parfaitement" sa référence, pour cela nous imposons alors pour la fonction de transfert I_{load}/I_{ref} soit :

$$\frac{I_{load}}{I_{ref}} = z^{-1} \quad (26)$$

Soit :

$$T(z^{-1}) = \frac{P(z^{-1})}{B'(z^{-1})} = (1 + c1 \cdot z^{-1}) \cdot (1 + d1 \cdot z^{-1} + d2 \cdot z^{-2}) \quad (27)$$

D'où :

$$T(z^{-1}) = t[0] + t[1] \cdot z^{-1} + t[2] \cdot z^{-2} + t[3] \cdot z^{-3} \quad (28)$$

Avec :

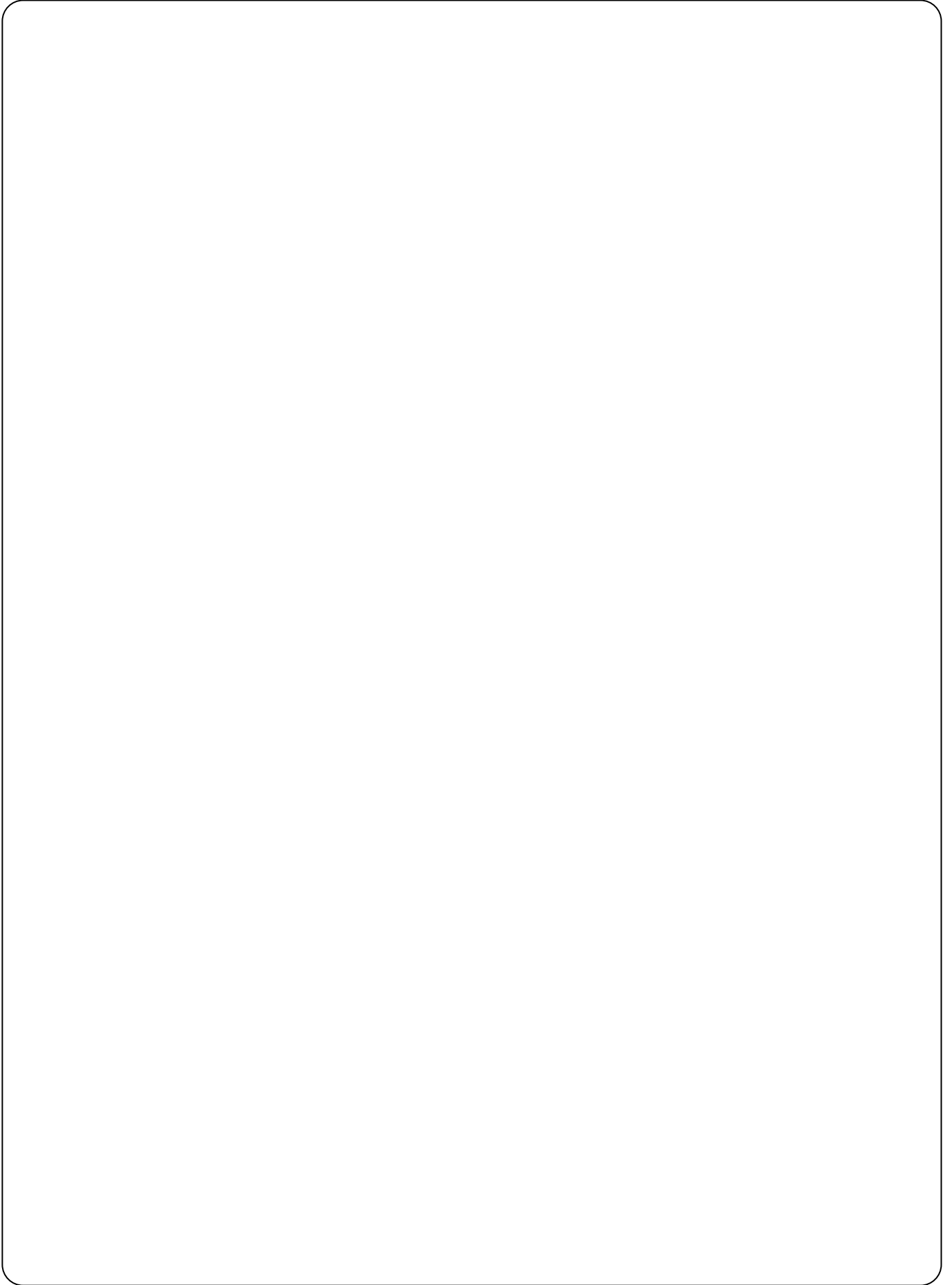
$$\begin{cases} t[0] = 1 \\ t[1] = c1 + d1 \\ t[2] = c1 \cdot d1 + d2 \\ t[3] = c1 \cdot d2 \end{cases} \quad (29)$$

4.3 EXEMPLE AVEC 0.1 H ET 1 MΩ

A rédiger

4.4 REGULATION AVEC FILTRES COMPLEMENTAIRES

A rédiger



5. REGULATION POUR CHARGE INDUCTIVE-RESISTIVE

L'objectif de cette régulation est d'améliorer l'ondulation du courant de sortie du convertisseur lorsque la charge est faiblement inductive et fortement résistive (cas des stations de tests au A7). En effet, dans ce cas, la charge est très peu filtrante et le système est particulièrement sensible au bruit de mesure. Nous avons en boucle fermée plus d'ondulation qu'en boucle ouverte en raison du rejet du bruit de mesure (DCCT, ADC et phénomène de repliement) par la régulation.

Afin de réduire l'ondulation, nous devons changer les critères de performance de la régulation. Dans le cas du A7, nous n'avons pas besoin que le courant dans le convertisseur suive "parfaitement" sa référence. De plus, seul les performances DC du convertisseur nous intéressent.

Nous décidons d'utiliser un simple régulateur PI avec compensation du pôle de la charge. Cependant, nous gardons, pour l'implantation du régulateur, la structure RST, d'où :

$$\begin{cases} R(z^{-1}) = kr \cdot A(z^{-1}) \\ S(z^{-1}) = B'(z^{-1}) \cdot (1 - z^{-1}) \\ T(z^{-1}) = R(z^{-1}) \end{cases} \quad (30)$$

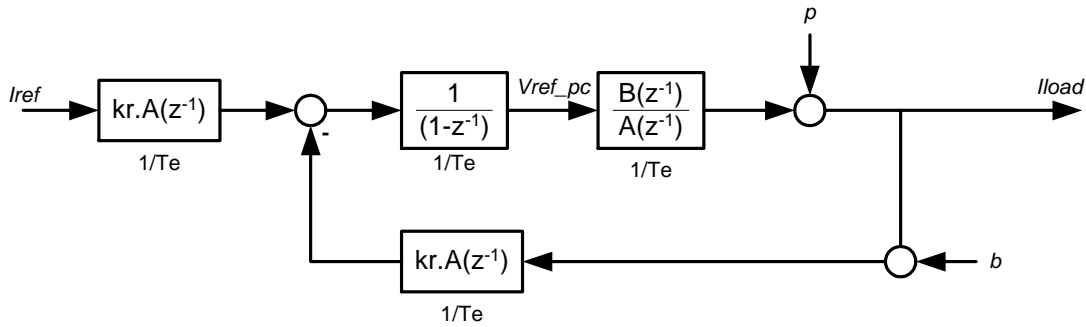


Figure 13 : Régulation RST de type PI avec compensation du pôle.

5.1 MODELE ECHANTILLONNE DE LA CHARGE

Le modèle de la charge ne changeant pas, nous retrouvons pour le modèle échantillonné du système les équations **(7)** et **(8)** :

$$\frac{I_{load}}{V_{ref_pc}} = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{(1 - e^{-Te/\tau_{load}}) \cdot z^{-1} / r_s}{1 - e^{-Te/\tau_{load}} \cdot z^{-1}} = \frac{b1 \cdot z^{-1}}{1 + a1 \cdot z^{-1}}$$

Avec :

$$\begin{cases} b1 = (1 - e^{-te/\tau_{load}}) / r_s \\ a1 = -e^{-te/\tau_{load}} \end{cases}$$

5.2 DEFINITION DES POLYNOME $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ ET $T(z^{-1})$

Dans le cas présent, les deux fonctions de transfert I_{load}/I_{ref} et I_{load}/p deviennent :

$$\begin{cases} \frac{I_{load}}{I_{ref}} = \frac{kr \cdot z^{-1}}{1 + (kr - 1) \cdot z^{-1}} \\ \frac{I_{load}}{p} = \frac{(1 - z^{-1})}{1 + (kr - 1) \cdot z^{-1}} \end{cases} \quad (31)$$

5.2.1 DEFINITION DE kr

Nous remarquons que le système en boucle fermé se comporte comme un système du premier ordre de gain unitaire. Si $CLBW$ correspond à la fréquence du pôle en boucle fermé, nous obtenons, par identification, pour kr :

$$kr = 1 - e^{-Te \cdot 2 \cdot \pi \cdot CLBW} \quad (32)$$

Détermination de $CLBW$ à rédiger (dynamique du système, etc...)

5.2.2 DEFINITION DES COEFFICIENTS DU REGULATEUR R-S-T

Pour les coefficients du régulateur RST, nous obtenons :

$$\begin{cases} R(z^{-1}) = (1 - e^{-Te \cdot 2 \cdot \pi \cdot CLBW}) \cdot (1 - e^{-Te/dload} \cdot z^{-1}) \\ S(z^{-1}) = (1 - e^{-Te/dload}) \cdot (1 - z^{-1}) / r_s \\ T(z^{-1}) = (1 - e^{-Te \cdot 2 \cdot \pi \cdot CLBW}) \cdot (1 - e^{-Te/dload} \cdot z^{-1}) \end{cases} \quad (33)$$

D'où :

$$R(z^{-1}) = r[0] + r[1] \cdot z^{-1} \quad (34)$$

Avec :

$$\begin{cases} r[0] = 1 - e^{-Te \cdot 2 \cdot \pi \cdot CLBW} \\ r[1] = -e^{-Te/dload} \cdot (1 - e^{-Te \cdot 2 \cdot \pi \cdot CLBW}) \end{cases} \quad (35)$$

$$S(z^{-1}) = s[0] + s[1] \cdot z^{-1} \quad (36)$$

Avec :

$$\begin{cases} s[0] = (1 - e^{-Te/dload}) / r_s \\ s[1] = -(1 - e^{-Te/dload}) / r_s \end{cases} \quad (37)$$

et :

$$T(z^{-1}) = t[0] + t[1] \cdot z^{-1} \quad (38)$$

Avec :

$$\begin{cases} t[0] = 1 - e^{-Te \cdot 2 \cdot \pi \cdot CLBW} \\ t[1] = -e^{-Te/\tau_{load}} \cdot \left(1 - e^{-Te \cdot 2 \cdot \pi \cdot CLBW}\right) \end{cases} \quad (39)$$

5.3 EXEMPLE AVEC 0.04 H ET 0.04 Ω

A rédiger

6. REGULATION POUR CHARGE PUREMENT RESISTIVE

L'objectif de ce type de régulation est de privilégier la stabilité du système en boucle fermé, notamment lorsque la résistance de la charge est très faible. Cependant, nous désirons tout de même, qu'en statique, le courant de sortie du convertisseur rejoigne sa référence. Pour cela, nous allons utiliser un régulateur d'où :

$$\begin{cases} R(z^{-1}) = kr \\ S(z^{-1}) = B'(z^{-1}) \cdot (1 - z^{-1}) \\ T(z^{-1}) = kr \end{cases} \quad (40)$$

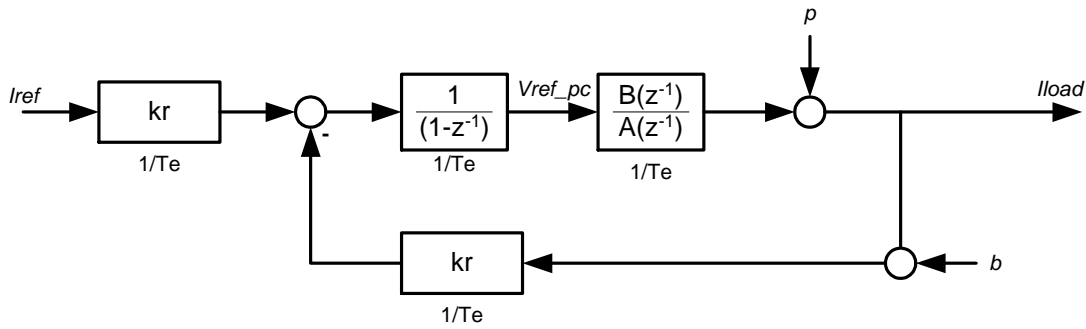


Figure 14 : Régulation RST de type I.

6.1 MODELE ECHANTILLONNE DE LA CHARGE

Nous considérons une charge comme étant purement résistive si sa constante de temps est inférieure à $T_e/5$. Dans ce cas, nous obtenons comme modèle échantillonné :

$$\frac{I_{load}}{V_{ref_pc}} = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{(1/rs) \cdot z^{-1}}{1} \quad (41)$$

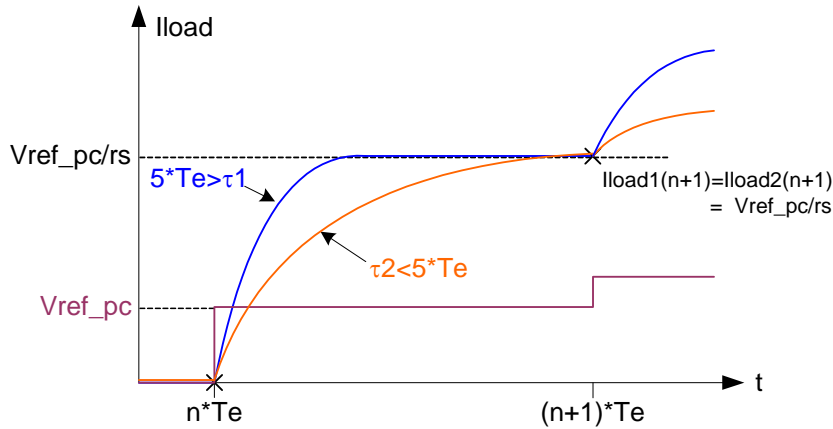


Figure 15 : Exemple de charge de type résistive.

6.2 DEFINITION DES POLYNOME $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ ET $T(z^{-1})$

Les deux fonctions de transfert I_{load}/I_{ref} et I_{load}/p deviennent :

$$\begin{cases} \frac{I_{load}}{I_{ref}} = \frac{kr \cdot z^{-1}}{1 + (kr - 1) \cdot z^{-1}} \\ \frac{I_{load}}{p} = \frac{(1 - z^{-1})}{1 + (kr - 1) \cdot z^{-1}} \end{cases} \quad (42)$$

6.2.1 DETERMINATION DE kr

Nous obtenons les mêmes fonctions de transfert que précédemment d'où :

$$kr = 1 - e^{-Te \cdot 2 \cdot \pi \cdot CLBW} \quad (43)$$

Détermination de CLBW à rédiger (voir paragraphe précédent)

6.2.2 DEFINITION DES COEFFICIENTS DU REGULATEUR R-S-T

Pour les coefficients du régulateur RST, nous obtenons :

$$\begin{cases} R(z^{-1}) = 1 - e^{-Te \cdot 2 \cdot \pi \cdot CLBW} \\ S(z^{-1}) = (1 - z^{-1})/rs \\ T(z^{-1}) = 1 - e^{-Te \cdot 2 \cdot \pi \cdot CLBW} \end{cases} \quad (44)$$

D'où :

$$R(z^{-1}) = r[0] \quad (45)$$

Avec :

$$r[0] = 1 - e^{-Te \cdot 2 \cdot \pi \cdot CLBW} \quad (46)$$

$$S(z^{-1}) = s[0] + s[1] \cdot z^{-1} \quad (47)$$

Avec :

$$\begin{cases} s[0] = 1/rs \\ s[1] = -1/rs \end{cases} \quad (48)$$

et :

$$T(z^{-1}) = t[0] \quad (49)$$

Avec :

$$t[0] = 1 - e^{-Te \cdot 2 \cdot \pi \cdot CLBW} \quad (50)$$

6.3 EXEMPLE AVEC 1 m Ω

A rédiger

7. REGULATION POUR CHARGE SUPRACONDUCTRICE AVEC RESISTANCE D'AMORTISSEMENT

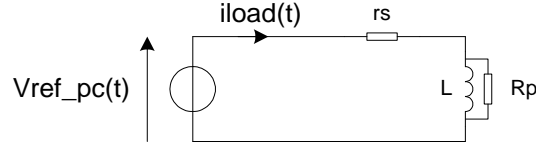


Figure 16 : Aimant supra avec résistance d'amortissement parallèle.

La présence de la résistance d'amortissement en parallèle avec l'aimant déstabilise la boucle de courant classique utilisée pour les aimant supraconducteur en raison du zéro introduit par la résistance Rp dans la fonction de transfert de la charge.

7.1 MODELE ECHANTILLONNEE DE LA CHARGE

La fonction de transfert du système continu est [2] :

$$\frac{I_{load}}{V_{ref_pc}} = \frac{R_p + Ls \cdot s}{R_p \cdot rs + (R_p + rs) \cdot Ls \cdot s} = Gs \cdot \frac{1 + \tau_1 \cdot s}{1 + \tau_2 \cdot s} \quad (51)$$

Avec :

$$\begin{cases} Gs = 1/rs \\ \tau_1 = Ls/R_p \\ \tau_2 = Ls / \left(\frac{R_p \cdot rs}{R_p + rs} \right) \end{cases} \quad (52)$$

D'où, nous obtenons pour le modèle échantillonné [1] :

$$\frac{I_{load}}{v_{ref_pc}} = b_1 \cdot z^{-1} \cdot \frac{1 + b_2 \cdot z^{-1}}{1 + a_1 \cdot z^{-1}} \quad (53)$$

Avec :

$$\begin{cases} b_1 = \frac{1}{R_p + rs} + \left(\frac{1}{rs} - \frac{1}{R_p + rs} \right) \cdot \left(1 - e^{-te/\tau_2} \right) \\ b_2 = \frac{-\frac{1}{R_p + rs} \cdot e^{-te/\tau_2}}{\frac{1}{R_p + rs} + \left(\frac{1}{rs} - \frac{1}{R_p + rs} \right) \cdot \left(1 - e^{-te/\tau_2} \right)} \\ a_1 = -e^{-te/\tau_2} \end{cases}$$

Nous constatons que le système possède un pôle pz1 et un zéro zz1 en :

$$\begin{cases} pz1 = -a1 \\ zz1 = -b2 \end{cases} \quad (54)$$

7.2 DETERMINATION DES POLYNOMES $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ ET $T(z^{-1})$

Nous nous apercevons qu'en posant :

$$S(z^{-1}) = (1 + b2 \cdot z^{-1}) \cdot S'(z^{-1}) \quad (55)$$

Nous retrouvons le cas de l'aimant supraconducteur classique, mais en utilisant le polynôme $S'(z^{-1})$ au lieu du polynôme $s(z^{-1})$.

Cependant, cette compensation du zéros de $B(z^{-1})$ n'est possible que si celui-ci est table. Or c'est bien le cas ici car $|-b2| < 1$.

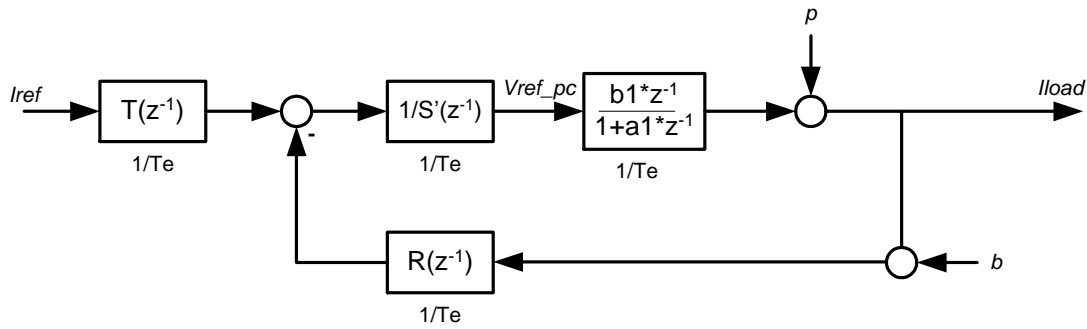


Figure 17 : Régulation RST pour aimant avec résistance d'amortissement.

Finalement nous obtenons :

$$S(z^{-1}) = b1 \cdot (1 + b2 \cdot z^{-1}) \cdot (1 - z^{-1})^2 \quad (56)$$

Soit :

$$S(z^{-1}) = s[0] + s[1] \cdot z^{-1} + s[2] \cdot z^{-2} + s[3] \cdot z^{-3} \quad (57)$$

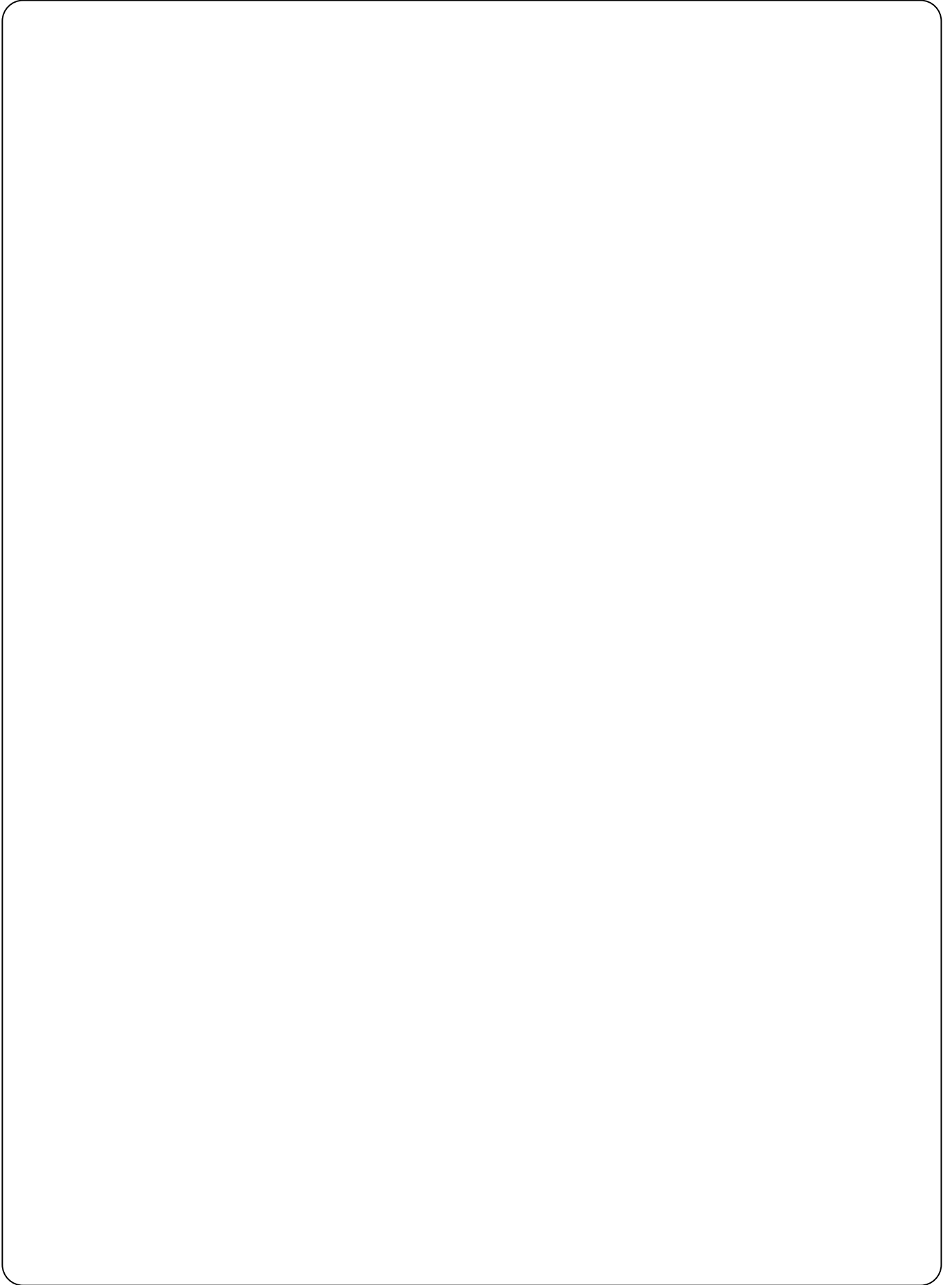
Avec :

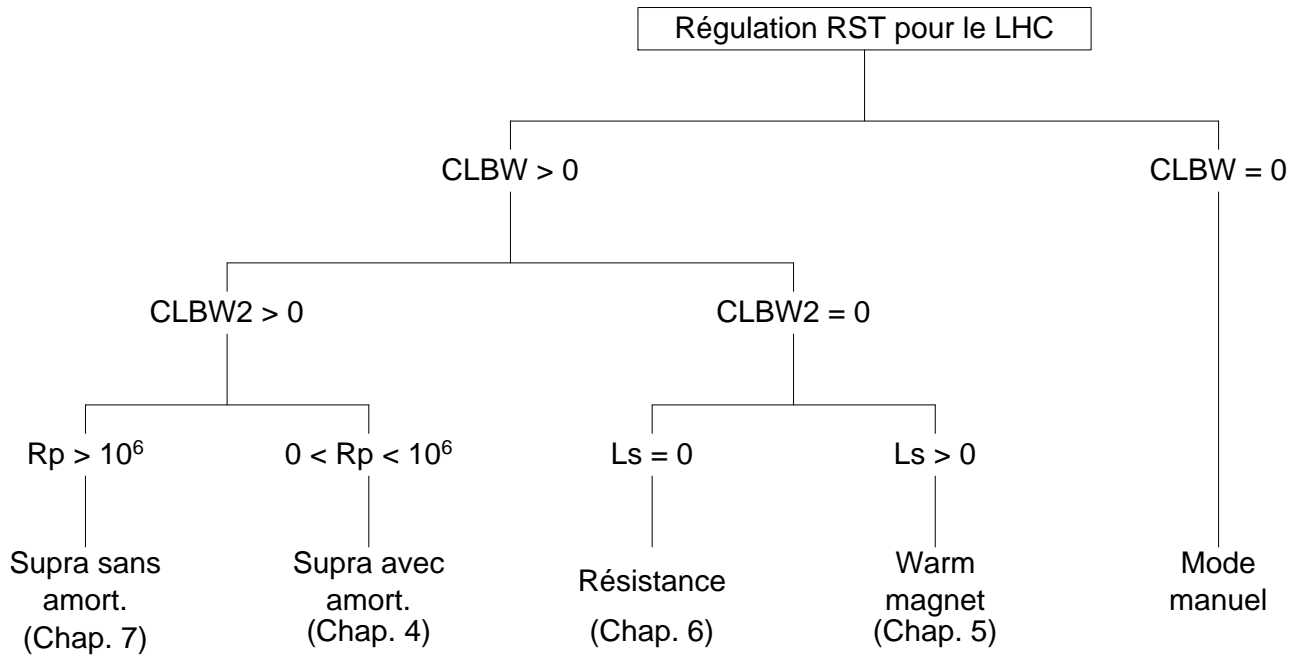
$$\begin{cases} s[0] = b1 \\ s[1] = b1 \cdot b2 - 2 \cdot b1 \\ s[2] = b1 - 2 \cdot b1 \cdot b2 \\ s[3] = b1 \cdot b2 \end{cases} \quad (58)$$

Les polynômes $R(z-1)$ et $T(z-1)$ sont définis de la même manière que dans le cas des aimants supraconducteurs sans résistance d'amortissement parallèle grâce aux pôles du système en boucle fermée définis par CLBW, CLBW2 et Xi (voir paragraphe 4). **A développer**

7.3 EXEMPLE AVEC $r_s = 0.5 \text{ m}\Omega$, $R_p = 1.2 \text{ }\Omega$ ET $L_s = 1.2 \text{ H}$

A rédiger



ANNEXE A : Différents algorithmes de régulation implantés dans le FGC2

ANNEXE B1 : Algorithme de régulation pour aimant supra

```

% parametres de la charge
rs          // valeur de la resistance des cables DC :          LOAD.OHMS_SER
Rp (>10^6)  // valeur de la resistance equivalente d amortissement : LOAD.OHMS_PAR
Ls          // valeur de l inductance de l aimant              LOAD.HENRYS

% parametres de la regulation
Te          // valeur de la periode de la regulation (ms) :      ILOOP.PERIOD
CLBW        // frequence du pole simple :                        LOAD.CLBW
CLBW2       // frequence des poles conjuges :                    LOAD.CLBW2
XI          // facteur d amortissement des poles conjuges :      LOAD.Z

% coefficients du modele continu de la charge
Gs = 1/rs          // gain statique de la charge
tau2 = Ls/rs       // constante de temps du pole de la charge

% coefficients du modele discret de la charge
b1 = (1 - exp(-Te/tau2)) / rs
a1 = -exp(-Te/tau2) // -a1 = pole discret de le charge

% coefficients du polynome caracteristique ; P(zm1) = b1 * P'(zm1)
% P'(zm1) = (1 + c1*zm1) * (1 + d1*zm1 + d2*zm2)
c1 = -exp(-Te*2*pi*CLBW) // c
d1 = -2 * exp(-Te*2*pi*CLBW2*XI) * cos(Te*2*pi*CLBW2*sqrt(1-XI*XI)) // -roteta
d2 = exp(-Te*4*pi*CLBW2*XI) // ro2

% coefficients du polynome S(zm1) = s[0] + s[1]*zm1 + s[2]*zm2 + s[3]*zm3
s[0] = b1
s[1] = -2*b1
s[2] = b1

% coefficients du polynome R(zm1) = r[0] + r[1]*zm1 + r[2]*zm2 + r[3]*zm3
r[0] = c1 + d1 + 2 - a1
r[1] = c1*d1 + d2 - 1 + 2*a1
r[2] = c1*d2 - a1

% coefficients du polynome T(zm1) = t[0] + t[1]*zm1 + t[2]*zm2 + t[3]*zm3
t[0] = 1
t[1] = c1 + d1
t[2] = c1*d1 + d2
t[3] = c1*d2

% calcul de la reference du convertisseur entre n*Te et (n+1)*Te
vref_pc_m0 = ( ( t[0]*iref_m0 + t[1]*iref_m1 + t[2]*iref_m2 + t[3]*iref_m3 )
              - ( r[0]*imeas_m0 + r[1]*imeas_m1 + r[2]*imeas_m2 )
              - ( s[1]*vref_pc_m1 + s[2]*vref_pc_m2 ) ) / s[0]

```

ANNEXE B2 : Algorithme de régulation pour aimant supra avec résistance d'amortissement

% parametres de la charge

rs // valeur de la resistance des cables DC : LOAD.OHMS_SER
Rp // valeur de la resistance equivalente d amortissement : LOAD.OHMS_PAR
Ls // valeur de l inductance de l aimant LOAD.HENRYS

% parametres de la regulation

Te // valeur de la periode de la regulation (ms) : ILOOP.PERIOD
CLBW // frequence du pole simple : LOAD.CLBW
CLBW2 // frequence des poles conjuges : LOAD.CLBW2
XI // facteur d amortissement des poles conjuges : LOAD.Z

% coefficients du modele continu de la charge

Gs = 1/rs // gain statique de la charge
tau1 = Ls/Rp // constante de temps du zero de la charge
tau2 = Ls*(Rp+rs)/(Rp*rs) // constante de temps du pole de la charge

% coefficients du modele discret de la charge

b1 = 1/(Rp+rs) + (1/rs - 1/(Rp+rs))*(1 - exp(-Te/tau2))
b2 = (-exp(-Te/tau2)/(Rp+rs)) / b1 // -b2 = zero discret de la charge
a1 = -exp(-Te/tau2) // -a1 = pole discret de le charge

% coefficients du polynome caracteristique ; P(zm1) = b1 * (1 + b2*zm1) * P'(zm1)

% P'(zm1) = (1 + c1*zm1) * (1 + d1*zm1 + d2*zm2)

c1 = -exp(-Te*2*pi*CLBW) // c
d1 = -2 * exp(-Te*2*pi*CLBW2*XI) * cos(Te*2*pi*CLBW2*sqrt(1-Xi*XI)) // -roteta
d2 = exp(-Te*4*pi*CLBW2*XI) // ro2

% coefficients du polynome S(zm1) = s[0] + s[1]*zm1 + s[2]*zm2 + s[3]*zm3

s[0] = b1
s[1] = b1*b2 - 2*b1
s[2] = b1 - 2*b1*b2
s[3] = b1*b2

% coefficients du polynome R(zm1) = r[0] + r[1]*zm1 + r[2]*zm2 + r[3]*zm3

r[0] = c1 + d1 + 2 - a1
r[1] = c1*d1 + d2 - 1 + 2*a1
r[2] = c1*d2 - a1

% coefficients du polynome T(zm1) = t[0] + t[1]*zm1 + t[2]*zm2 + t[3]*zm3

t[0] = 1
t[1] = c1 + d1
t[2] = c1*d1 + d2
t[3] = c1*d2

% calcul de la reference du convertisseur entre n*Te et (n+1)*Te

vref_pc_m0 = ((t[0]*iref_m0 + t[1]*iref_m1 + t[2]*iref_m2 + t[3]*iref_m3)
- (r[0]*imeas_m0 + r[1]*imeas_m1 + r[2]*imeas_m2)
- (s[1]*vref_pc_m1 + s[2]*vref_pc_m2 + s[3]*vref_pc_m3)) / s[0]

ANNEXE B3 : Algorithme de régulation pour aimant classique a faible constante de temps

```

% parametres de la charge
rs                // valeur de la resistance des cables DC :          LOAD.OHMS_SER
Rp ( >10^6 )      // valeur de la resistance equivalente d amortissement : LOAD.OHMS_PAR
Ls                // valeur de l inductance de l aimant              LOAD.HENRYS

% parametres de la regulation
Te                // valeur de la periode de la regulation (ms) :      ILOOP.PERIOD
CLBW              // frequence du pole simple :                      LOAD.CLBW
CLBW2 ( = 0 )     // frequence des poles conjuges :                  LOAD.CLBW2
XI                // facteur d amortissement des poles conjuges :    LOAD.Z

% coefficients du modele continu de la charge
Gs = 1/rs        // gain statique de la charge
tau2 = Ls/rs     // constante de temps du pole de la charge

% coefficients du modele discret de la charge
b1 = (1 - exp(-Te/tau2)) / rs
a1 = -exp(-Te/tau2) // -a1 = pole discret de le charge

% coefficients du polynome caracteristique ; P(zm1) = b1 * P'(zm1)
% P'(zm1) = (1 + c1*zm1)
c1 = -exp(-Te*2*pi*CLBW) // c

% coefficients du polynome S(zm1) = s[0] + s[1]*zm1 + s[2]*zm2 + s[3]*zm3
s[0] = b1        // or s[0] = 1
s[1] = -b1       // or s[0] = -1

% coefficients du polynome R(zm1) = r[0] + r[1]*zm1 + r[2]*zm2 + r[3]*zm3
r[0] = 1 + c1    // or r[0] = (1 + c1) / b1
r[1] = a1 * (1 + c1) // or r[1] = a1 * (1 + c1) / b1

% coefficients du polynome T(zm1) = t[0] + t[1]*zm1 + t[2]*zm2 + t[3]*zm3
t[0] = 1 + c1    // or t[0] = (1 + c1) / b1
t[1] = a1 * (1 + c1) // or t[1] = a1 * (1 + c1) / b1

% calcul de la reference du convertisseur entre n*Te et (n+1)*Te
vref_pc_m0 = ( ( t[0]*iref_m0 + t[1]*iref_m1 )
              - ( r[0]*imeas_m0 + r[1]*imeas_m1 )
              - ( s[1]*vref_pc_m1 ) ) / s[0]

```

ANNEXE B4 : Algorithme de régulation pour court circuit

```

% parametres de la charge
rs // valeur de la resistance des cables DC : LOAD.OHMS_SER
Rp ( >10^6 ) // valeur de la resistance equivalente d amortissement : LOAD.OHMS_PAR
Ls ( = 0 ) // valeur de l inductance de l aimant LOAD.HENRYS

% parametres de la regulation
Te // valeur de la periode de la regulation (ms) : ILOOP.PERIOD
CLBW // frequence du pole simple : LOAD.CLBW
CLBW2 ( = 0 ) // frequence des poles conjuges : LOAD.CLBW2
XI // facteur d amortissement des poles conjuges : LOAD.Z

% coefficients du modele continu de la charge
Gs = 1/rs // gain statique de la charge
tau2 = Ls/rs // constante de temps du pole de la charge

% coefficients du modele discret de la charge
b1 = 1/rs

% coefficients du polynome caracteristique ; P(zm1) = b1 * P'(zm1)
% P'(zm1) = (1 + c1*zm1)
c1 = -exp(-Te*2*pi*CLBW) // c

% coefficients du polynome S(zm1) = s[0] + s[1]*zm1 + s[2]*zm2 + s[3]*zm3
s[0] = b1 // or s[0] = 1
s[1] = -b1 // or s[0] = -1

% coefficients du polynome R(zm1) = r[0] + r[1]*zm1 + r[2]*zm2 + r[3]*zm3
r[0] = 1 + c1 // or r[0] = (1 + c1) / b1

% coefficients du polynome T(zm1) = t[0] + t[1]*zm1 + t[2]*zm2 + t[3]*zm3
t[0] = 1 + c1 // or t[0] = (1 + c1) / b1

% calcul de la reference du convertisseur entre n*Te et (n+1)*Te
vref_pc_m0 = ( t[0]*iref_m0 - r[0]*imeas_m0 - s[1]*vref_pc_m1 ) / s[0]

```

AREFERENCE

- [1] *Identification et commande des systèmes* (2^e Edition revue et augmentée)
Ioan Doré Landau, Edition Hermes 1993, ISBN : 2-86601-365-4
- [2] *Modélisation des chaînes d'aimants supraconducteurs avec résistances d'amortissement*
Hugues Thiesen, CERN AB-PO 2005, EDMS : 686170
- [3] *Synthèse d'un régulateur numérique RST*
Patrick Sabouret, CERN SL-PO 2000, EDMS : 686177
- [4] Digital controller C32 Software – Parameter group conversion functions.
Quentin King, CERN AB-PO 2005
<http://slwww.cern.ch/~pclhc/poccddev/src/fgc/sw/fgc2/c32/P20-DspProg/src/pars.c>
- [5] Digital controller C32 Software – contains RT processing functions (called from IsrMst ()).
Quentin King, CERN AB-PO 2005
<http://slwww.cern.ch/~pclhc/poccddev/src/fgc/sw/fgc2/c32/P20-DspProg/src/rt.c>