|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| LHC- - - 1999-09-22 | | | | | |
| 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 | | | | | |
| Rev. No. | Date | Pages | | Description of Changes | |
| 1  1.1 | 30 nov. 2005  5 déc. 2005 |  | | Première version  Première correction | |

Table of Contents (not compulsory, can be removed)

1. Modélisation du système continu à réguler 4

2. Structure de la boucle de régulation 5

3. Regulation numérique RST 6

3.1 Numérisation du système Analogique. 6

3.2 Stabilité et fonctions de tranfert. 6

3.2.1 Fonctions de transfert 7

3.2.2 Stabilité et ondulation 7

3.3 Regulateurs RST utilises pour le LHC 9

4. Régulation pour charge supraconductrice 11

4.1 Modèle échantillonné de la charge 11

4.2 Définition des polynôme R(z-1), S(z-1) et T(z-1) 11

4.2.1 Définition du polynome S(z-1) 12

4.2.2 Définition du polynôme P(z-1) 13

4.2.3 Définition du polynôme R(z-1) 15

4.2.4 Définition du polynôme T(z-1) 15

4.3 Example avec 0.1 H et 1 m 15

4.4 Régulation avec filtres complémentaires 15

5. Régulation pour charge inductive-Résistive 17

5.1 modèle échantillonné de la charge 17

5.2 Définition des polynôme R(z-1), S(z-1) et T(z-1) 18

5.2.1 Définition de kr 18

5.2.2 Définition des coefficients du régulateur R-S-T 18

5.3 Example avec 0.04 H et 0.04  19

6. Régulation pour charge Purement résistive 20

6.1 modèle échantillonné de la charge 20

6.2 Définition des polynôme R(z-1), S(z-1) et T(z-1) 21

6.2.1 Détermination de kr 21

6.2.2 Définition des coefficients du régulateur R-S-T 21

6.3 Example avec 1 m 22

7. Régulation pour charge supraconductrice avec résistance d’amortissement 23

7.1 Modèle échantillonnée de la charge 23

7.2 Détermination des polynômes R(z-1), S(z-1) et T(z-1) 24

7.3 Example avec rs = 0.5 m, Rp = 1.2  et Ls = 1.2 H 24

# Modélisation du système continu à réguler

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 q’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 bases (< 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 (bande passante/25 < Téchantillonnage < 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 (< 10Hz), celle de la charge grande (> 1Hz) et que les fréquences contenues dans la référence sont hautes (> 1Hz).



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 Gdcct et de diviser la référence par 1/Gpc.

# Structure de la boucle de régulation

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 sorite 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 fermé. 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 la système décrit par le schéma bloc suivant :



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

# Regulation numérique RST

## Numérisation du système 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.

## Stabilité 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.

### 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.

 **(1)**

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

 **(2)**

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

 **(3)**

D’autres fonctions de transfert peuvent être intéressantes à étudier comme Vref\_pc/p et Vref\_pc/b. Cependant, nous n’en parlerons pas dans ce document afin de ne pas compliquer l’étude.

### Stabilité 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 :

 **(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).



ondulation

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 Iload/p et Iload/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.

## 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 : rs, Ls.

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 < 10As-1) sans erreur de tracking (< 5 ppm), sans overshoot à l’arrivé (< 5 ppm) et avoir une faible ondulation (< 5 ppm dans la plage de fréquence < 1Hz).

2. Régulation pour charge supra avec résistance en parallèle : rs, Ls et Rp.

C’est le même type de charge que précédemment mais avec une résistance d’amortissement en parallèle avec l’aimant (Rp//Ls).

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 : Rs, ls :

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.

# Régulation pour charge supraconductrice



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

## Modèle échantillonné de la charge

La fonction de transfert du système continu est :

 **(5)**

Avec :

 **(6)**

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

 **(7)**

Avec :

 **(8)**

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

 **(9)**

## Définition des polynôme 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 Iload/Iref et Iload/p :

 **(10)**

Avec :

 **(11)**

### Définition 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 Iload/Iref soit indépendante du polynôme B’(z-1), c'est-à-dire qu’il faut compenser le polynôme B’(z-1) en posant :

 **(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)

 **(13)**

Finalement, nous prendrons pour le polynôme S(z-1) :

 **(14)**

Soit :

 **(15)**

Avec :

 **(16)**

### Définition du polynôme P(z-1)

Lorsque nous étudions la fonction de transfert Iload/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 :

 **(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 :

 **(18)**

Pour choisir les pôles du système en boucle fermé, 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)***

 **(19)**

Où pz*i* représente le pôles dans le domaine discret et ps*i* 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 :

 **(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 na pas était retenu 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 :

 **(21)**

Avec :

 **(22)**

### Définition du polynôme R(z-1)

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

 **(23)**

Soit :

 **(24)**

Avec :

 **(25)**

### Définition du polynôme 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 Iload/Iref soit :

 **(26)**

Soit :

 **(27)**

D’où :

 **(28)**

Avec :

 **(29)**

## Example avec 0.1 H et 1 m

***A rédiger***

## Régulation avec filtres complémentaires

***A rédiger***

# Régulation pour charge inductive-Résistive

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 :

 **(30)**



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

## modèle échantillonné de la charge

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



Avec :



## Définition des polynôme R(z-1), S(z-1) et T(z-1)

Dans le cas présent, les deux fonctions de transfert Iload/Iref et Iload/p deviennent :

 **(31)**

### Définition 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 :

 **(32)**

***Détermination de CLBW à rédiger (dynamique du système, etc…)***

### Définition des coefficients du régulateur R-S-T

Pour les coefficients du régulateur RST, nous obtenons :

 **(33)**

D’où :

 **(34)**

Avec :

 **(35)**

 **(36)**

Avec :

 **(37)**

et :

 **(38)**

Avec :

 **(39)**

## Example avec 0.04 H et 0.04 

***A rédiger***

# Régulation pour charge Purement résistive

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 :

 **(40)**



Figure 14 : Régulation RST de type I.

## modèle échantillonné de la charge

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

 **(41)**



Figure 15 : Exemple de charge de type résistive.

## Définition des polynôme R(z-1), S(z-1) et T(z-1)

Les deux fonctions de transfert Iload/Iref et Iload/p deviennent :

 **(42)**

### Détermination de kr

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

 **(43)**

***Détermination de CLBW à rédiger (voir paragraphe précédent)***

### Définition des coefficients du régulateur R-S-T

Pour les coefficients du régulateur RST, nous obtenons :

 **(44)**

D’où :

 **(45)**

Avec :

 **(46)**

 **(47)**

Avec :

 **(48)**

et :

 **(49)**

Avec :

 **(50)**

## Example avec 1 m

***A rédiger***

# Régulation pour charge supraconductrice avec résistance 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.

## Modèle échantillonnée de la charge

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

 **(51)**

Avec :

 **(52)**

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

 **(53)**

Avec :



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

 **(54)**

## Détermination des polynômes R(z-1), S(z-1) et T(z-1)

Nous nous apercevons qu’en posant :

 **(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 .



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

Finalement nous obtenons :

 **(56)**

Soit :

 **(57)**

Avec :

 **(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***

## Example avec rs = 0.5 m, Rp = 1.2  et Ls = 1.2 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 conjugues : LOAD.CLBW2

XI // facteur d amortissement des poles conjugues : 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 conjugues : LOAD.CLBW2

XI // facteur d amortissement des poles conjugues : 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 conjugues : LOAD.CLBW2

XI // facteur d amortissement des poles conjugues : 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 conjugues : LOAD.CLBW2

XI // facteur d amortissement des poles conjugues : 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* (2e 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/poccdev/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/poccdev/src/fgc/sw/fgc2/c32/P20-DspProg/src/rt.c>