

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET

FACULTÉ

DES SCIENCES APPLIQUEES

DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du Diplôme de Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Génie Electrique

Spécialité : Réseaux Electrique et Haute Tension

THÈME

**ETUDE DE LA CONTRIBUTION D'UN SMES AU MAINTIEN
DE LA STABILITE D'UN RESEAU ELECTRIQUE
MONOMACHINE**

Présenté par

Amy Dakou Dria et Doumbia Amadou Mamadou

Devant le Jury :

Nom et prénoms

M. BENAYADA Amar

M. BEKKI Brahim

M^{me}. BELHACEL Kheira

M. MOUDJAHED Mohamed

M. BEY Mohamed

Université de Tiaret

Qualité

Président

Examineur

Examinatrice

Encadreur

Co-encadreur

PROMOTION 2015 /2016

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A toute ma famille pour l'amour et la confiance portés en moi ;

*A mon binôme **Amy**, « Merci pour ta collaboration, et ton dynamisme »*

Et à tous mes amis partout où ils se trouvent.

Doumbia Amadou Mamadou

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A mes chers parents pour tout l'effort consenti, l'amour et la confiance portés en moi ;

A mes sœurs

A mes cousins et cousines

A mes neveux

A tous mes amis

*A mon binôme **Doumbia**, « Infiniment merci pour le bon moment passé ensemble ».*

Amy Dakou Dria.

Remerciements

Après avoir remercié Dieu tout puissant de nous avoir donné la volonté, le courage et les moyens d'achever ce modeste travail, nous ne saurons le présenter sans adresser nos vifs et sincères remerciements à tous ceux qui de près ou de loin ont participé à sa réalisation, contribué à notre formation, ou qui nous ont apporté une aide morale ou matérielle aussi modeste soit-elle.

Nous remercions vivement Monsieur BENAYADA Amar d'avoir bien voulu présider le jury de notre soutenance, Madame BELAHCEL Kheira et Monsieur BEKKI Brahim d'avoir bien accepté d'examiner ce modeste travail.

Nous remercions également notre directeur de Projet de Fin d'Etudes, Monsieur Mohamed MOUDJAHED qui malgré ses multiples occupations n'a ménagé aucun effort pour diriger avec patience et dévouement ce travail.

Infiniment merci à Monsieur BEY Mohamed, pour le co-encadrement de ce Projet de Fin d'Etudes. Nous avons vraiment apprécié sa gentillesse et nous le remercions pour tous les bons moments passés en sa compagnie.

Nos remerciements s'adressent aussi au personnel du Département de Génie Electrique et Informatique Industrielle ainsi qu'à tout le personnel enseignant qui a contribué à notre formation jusqu'à ce jour. Qu'il trouve ici l'expression de notre gratitude.

Enfin, nous saluons nos collègues qui nous ont chaleureusement accueillis, et pour les bons moments passés ensemble.

Amy Dakou Dria

Doumbia Amadou Mamadou

SOMMAIRE

<i>Introduction Générale</i>	1
------------------------------------	---

Chapitre 1 : Notion de stabilité des réseaux électriques

1.1 Introduction	3
1.2 Différents types de stabilité.....	3
1.2.1 Définition de la Stabilité statique	3
1.2.2 Définition de la stabilité transitoire	3
1.2.3 Méthodes d'analyse de la stabilité transitoire	5
1.2.4 Méthodes d'évaluation de la stabilité transitoire	5
1.3 Description du système monomachine	6
1.4 Equation du mouvement du générateur.....	7
1.5 Modélisation du système en régime transitoire	11
1.6 Points de fonctionnement de la machine	14
1.7 Stabilité statique du système monomachine.....	15
1.7.1 Cas où l'amortissement est négligé ($D=0$)	15
1.7.2 Cas où l'amortissement est pris en compte (D non nul).....	16
1.8 Stabilité transitoire du système monomachine	17
1.8.1 Perturbation en amont de l'alternateur	17
1.8.2 Perturbation en aval de l'alternateur.....	18
1.9 Loi des aires	19
1.10 Angle et temps critiques	22
1.11 Marge de stabilité	23
1.12 Conclusion :.....	24

Chapitre 2 : Modélisation du système

2.1 Introduction	25
2.2 Modèle de Park.....	25
2.3 Inductances propres au stator	26
2.4 Inductances propres au rotor	27
2.5 Inductances mutuelles au stator.....	27
2.6 Inductances mutuelles au rotor.....	27
2.7 Inductances mutuelles stator- rotor	27
2.8 Equations de tension.....	28
2.9 Transformation de Park	28
2.10 Equations de flux dans le repère de Park.....	29

2.11 Equations de tension dans le repère de Park	30
2.12 Modèle de la ligne	33
2.13 Modélisation des Transformateurs	34
2.14 Réseau étudié.....	34
2.14.1 Avant incident :	38
2.14.2 Durant incident :	38
2.14.3 Après incident :	39
2.15 Représentation vectorielle des tensions.....	40
2.16 Détermination des conditions initiales du système avant incident	42
2.17 Détermination de la localisation du défaut le plus contraignant	43
2.18 Détermination du temps critique d'élimination du défaut.....	45
2.19 Conclusion.....	46

Chapitre 3 : Etude de la stabilité du système

3.1 Introduction	46
3.2 Différents types de réglage.....	46
3.2.1 Réglage en fréquence	46
3.2.2 Réglage de tension.....	51
3.3 Système étudié.....	55
3.4 Simulation et résultats	57
3.5 Conclusion.....	59

Chapitre 4 : Evaluation des performances du SMES

4.1 Introduction	61
4.2 Historique	61
4.3 Caractéristiques de la supraconductivité	62
4.3.1 Grandeurs caractéristiques.....	63
4.3.2 Classification des supraconducteurs	64
4.3.3 Supraconducteurs à basse et haute température critique	65
4.3.4 Méthodes de caractérisation des supraconducteurs	65
4.3.5 Pertes dans les supraconducteurs.....	67
4.3.6 Applications des supraconducteurs	68
4.4 Types de SMES	69
4.5 Constitution du dispositif SMES	70
4.5.1 Bobine supraconductrice	70
4.5.2 Systèmes de protection et de refroidissement	72
4.5.3 Configuration du SMES	72
4.6 Simulation et résultats	79
4.7 Conclusion.....	81

<i>Conclusion Générale</i>	83
<i>Bibliographie</i>	85

Introduction Générale

Les problèmes liés au fonctionnement des réseaux électriques ont pris une importance considérable. Les contraintes de plus en plus sévères (protection de l'environnement, concurrence,.....) auxquelles sont soumis les réseaux et la recherche d'une amélioration constante de la continuité et de la qualité de service font que ces derniers deviennent de plus en plus maillés et interconnectés. Par ailleurs l'utilisation optimale de leur capacité fait que les équipements fonctionnent avec une faible marge de manœuvre. Cette utilisation du réseau proche de ses limites n'est pas sans conséquences sur son fonctionnement en cas de perturbation. Celle-ci affecte alors sa stabilité dont l'évaluation est primordiale pour la sécurité d'alimentation [1]. L'apparition massive de la production décentralisée sur les réseaux électriques conduit également à tenir compte de cette production non centralisée dans l'équilibre global des réseaux, notamment pour les problématiques de tenue à la tension. L'émergence des réseaux intelligents ou smart grids doit notamment concourir à faire cohabiter l'équilibre global du réseau de transport (fréquence, tension), avec l'équilibre local des réseaux de distribution. Les opérateurs de réseau réfléchissent à des solutions techniques pertinentes compte tenu de l'évolution progressive des modes de production aujourd'hui fortement centralisés (centrales nucléaires, hydraulique...), et demain beaucoup plus décentralisés (éolien, photovoltaïque...) [2].

Une instabilité généralisée du réseau peut conduire à des dégâts matériels (côté production, transport, distribution et clients) et/ou à la mise hors tension d'une partie ou de l'ensemble du réseau (blackout) [3].

L'un des problèmes majeurs lors de l'étude d'un réseau d'énergie électrique complexe, est celui de sa stabilité. Les études de stabilité d'un réseau électrique sont d'un grand apport à son exploitation car ils permettent de déterminer le type de protection nécessaire au réseau. Ces études conduisent à fixer les temporisations des mécanismes d'interruption de court-circuit (disjoncteurs), prévoir entre autre le réglage du plan de tensions et les marges de transfert de puissance disponible dans le réseau [4].

Les études consistent aussi à :

- a) envisager les principaux scénarios critiques tels que court-circuit, perte d'énergie mécanique, perte de source électrique, variation de charge, contraintes de process,
- b) prédire le comportement du réseau face à ces perturbations,
- c) préconiser les mesures à prendre en exploitation, telles que type de protection, réglage de relais, délestages, configurations

Ceci est dû à l'objectif de ce type d'étude qui est d'examiner le comportement du réseau face aux perturbations qu'elles soient petites ou grandes.

Ces perturbations sont à l'origine du déséquilibre entre la production et la consommation. L'écart entre production et consommation se traduit par une modification de la vitesse de rotation des alternateurs. Un réseau électrique capable de développer une réaction égale ou supérieure à celle qui le perturbe pour maintenir ses alternateurs au synchronisme est un réseau stable.

Le déséquilibre production-consommation peut être annulé par l'intermédiaire d'un dispositif pouvant échanger l'énergie avec le réseau soit par absorption soit par fourniture d'énergie et ce selon les besoins. Le SMES (Superconducting Magnetic Energy Storage) est ce dispositif. Il fait partie des outils FACTS (Flexible Alternatif Current Transmission Systems) ceux-ci s'intègrent de plus en plus dans les systèmes de réglage des réseaux contribuent à l'augmentation de la marge de manœuvre de leur exploitation dans des conditions optimales.

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à la stabilité d'un système monomachine. Nous examinons le comportement du système suite à une grande perturbation, un court-circuit localisé sur la ligne d'interconnexion entre le générateur et le nœud à puissance infinie.

Dans le premier chapitre, l'étude du réseau en régime transitoire est effectuée en l'absence de toute régulation [5].

Dans le deuxième chapitre, on détermine la localisation du défaut le plus contraignant et son temps d'élimination.

Dans le troisième chapitre, le réseau est équipé des régulations conventionnelles de tension et de vitesse. Les paramètres optimaux de régulation sont déterminés sur la base des performances établies. Cette étude a été menée en vue d'évaluer les performances du SMES par comparaison.

Dans le quatrième chapitre, on évoque l'état actuel de l'art concernant le SMES, on décrit son principe de fonctionnement, ses différents constituants et le rôle joué par chacun de ces derniers. Puis on étudie le comportement du réseau perturbé quand il est équipé du SMES. Le SMES n'intervient que par sa régulation de vitesse. Les performances du SMES sont évaluées par comparaison avec la régulation classique.

*Chapitre 1 : Notion de
stabilité des réseaux
électriques*

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous définissons les deux types de stabilité : statique et transitoire. Nous les développons dans chacun des cas pour un système monomachine en rappelant au passage quelques méthodes d'évaluation de la stabilité transitoire.

1.2 Différents types de stabilité

Le système électrique n'est pas en état de stabilité si les contraintes de fonctionnement ne sont pas respectées. Cet état est appelé : état instable ou état d'urgence. Dans un réseau qui est dans un état d'urgence, les opérateurs du centre de contrôle doivent avoir suffisamment de temps pour ramener le système à l'état stable ou au régime normal en apportant des modifications supplémentaires.

Si certaines contraintes d'exploitation ne sont pas respectées, une partie du réseau peut être délestée du système, pour permettre au reste du réseau de continuer à fonctionner normalement [4].

1.2.1 Définition de la Stabilité statique

La stabilité statique concerne les petites perturbations. Elle est aussi appelée stabilité en petits mouvements. Un réseau électrique est dit en régime de stabilité statique, si à la suite d'une "petite" perturbation quelconque, il atteint un état de régime permanent identique au régime initial ou très voisin de celui-ci. On suppose dans ce type de stabilité que les perturbations ayant provoqué le déséquilibre ne se maintiennent pas dans la durée. Le comportement du système est alors régi par des équations linéarisées [6].

1.2.2 Définition de la stabilité transitoire

La stabilité transitoire est aussi appelée stabilité en grands mouvements. Un réseau électrique est dit en régime de stabilité transitoire relativement à un cycle de perturbations "grandes" si à la suite de ce cycle de perturbations, il retrouve un état de régime permanent de marche synchrone. Les études de stabilité transitoire d'un réseau conduisent à déterminer si ce dernier est maintenu ou non au synchronisme quand il est soumis à une grande perturbation telle qu'un court-circuit, une rupture d'ouvrage (générateur, ligne, transformateur), etc...

Les conséquences de ces défauts sur les réseaux électriques peuvent être très graves, pouvant même conduire à l'effondrement complet du réseau.

Elle se manifeste à court terme sous forme d'un écart croissant de façon apériodique de l'angle du rotor. Si l'instabilité se manifeste directement suite à la perturbation plus précisément dans la première seconde qui suit l'élimination du défaut, elle est appelée instabilité de première oscillation (First Swing Instability), La courbe (1) sur la figure 1.1 ci-dessous illustre ce cas, et s'étend sur 3 à 5 secondes. L'instabilité transitoire peut aussi se manifester autrement. Elle peut résulter de la superposition des effets de plusieurs modes d'oscillation lents excités par la perturbation, provoquant ainsi une variation importante de l'angle de rotor au-delà de la première oscillation, Elle dure de 10 à 20 secondes. La courbe (2) de la figure 1.1 illustre ce cas [7].

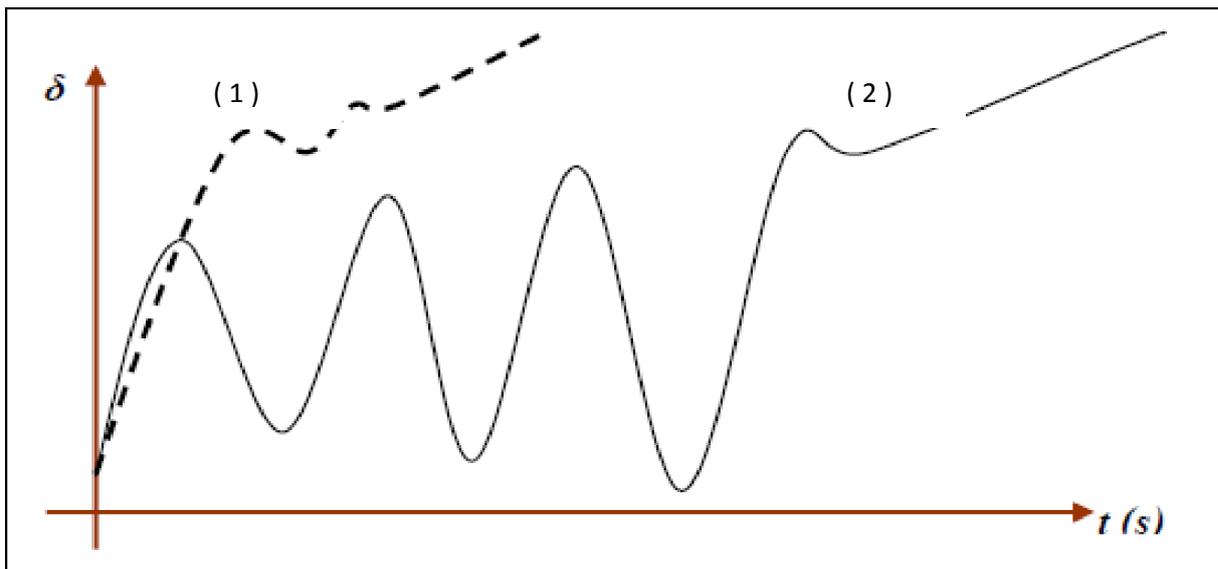


Figure 1.1. Variation d'angle de rotor

La figure 1.2 montre le comportement d'un système qui retrouve la stabilité avec une nouvelle position d'équilibre (courbe1).

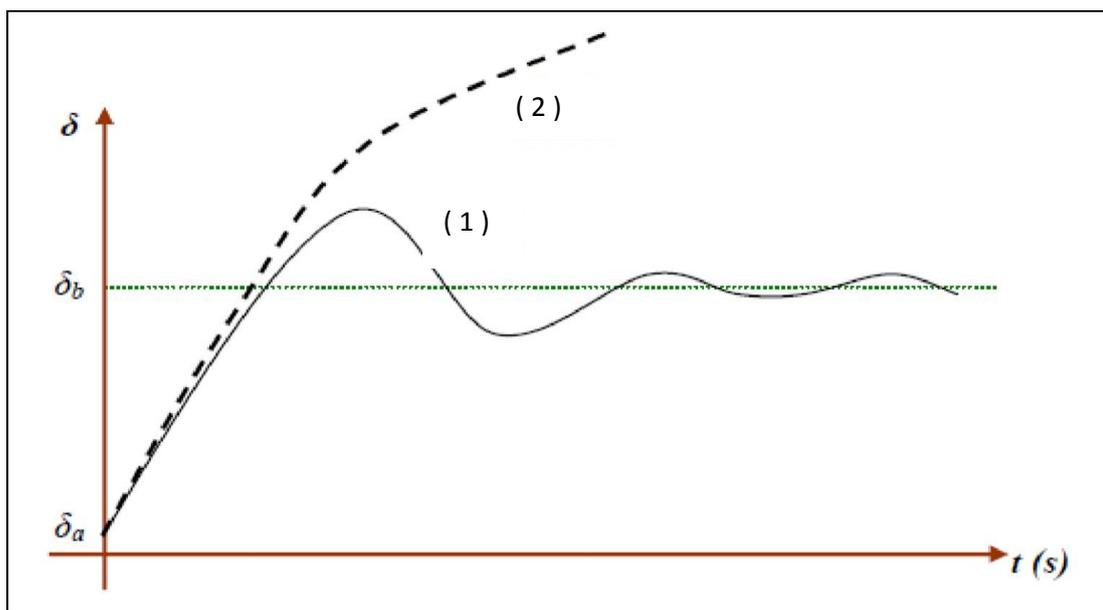


Figure.1.2. Variation d'angle de rotor

1.2.3 Méthodes d'analyse de la stabilité transitoire [4]

Ce qui importe dans une méthode d'analyse de la stabilité transitoire, c'est la rapidité et l'exactitude de données sortie.

Il y a différentes méthodes pour analyser un système de puissance dans l'état transitoire. Trois méthodes d'analyses se détachent :

- analyse en planification qui tient compte du temps de réponse des protections, du type de conducteurs, du niveau de tension de la qualité des régulateurs de tension et de vitesse
- analyse en mode préventif mettant en œuvre les méthodes numériques ou indirectes et les méthodes directes
- analyse en mode curatif aboutissant à la modification des caractéristiques des lignes permettant le contrôle de transit de puissance dans les lignes

En résumé, ce dernier mode est susceptible de fournir une solution optimale à la conduite en temps réel du réseau. Reste à savoir s'il existe des techniques appropriées à l'étude de la stabilité transitoire, et si elles sont satisfaisantes. En effet, la rapidité d'évolution des phénomènes transitoires impose aux méthodes curatives des conditions d'applicabilité particulièrement contraignantes.

Pour améliorer la stabilité transitoire, trois objectifs peuvent être fixés :

- l'amélioration du temps critique d'élimination des défauts
- l'amortissement des oscillations après la perturbation
- l'amélioration de la capacité de transfert des lignes

1.2.4 Méthodes d'évaluation de la stabilité transitoire

1.2.4.1 Approche conventionnelle temporelle

Cette méthode dite aussi indirecte évalue la robustesse du réseau vis-à-vis de grandes perturbations en déterminant son évolution temporelle par résolution, pas à pas, de l'ensemble des équations non linéaires qui régissent les phénomènes de stabilité transitoire.

L'évaluation comporte deux phases : la phase pendant le défaut et la phase après élimination du défaut :

- on cherche à savoir si le système perd le synchronisme pour un temps d'élimination du défaut donné ;
- on évalue une des deux limites de stabilité : le temps critique d'élimination pour un niveau de puissance donné ou la limite de puissance pour un temps d'élimination donné.

Les avantages des méthodes conventionnelles temporelles ou indirectes s'expriment par :

- la possibilité d'utiliser des modèles complexes avec les dimensions choisies,

- la possibilité d'avoir les réponses temporelles de toutes les variables du réseau qui contiennent les informations importantes sur la dynamique du réseau,
- la possibilité de calculer les impédances apparentes, les courants de lignes, les tensions de nœuds et les autres informations nécessaires pour simuler le fonctionnement des relais.

1.2.4.2 Approche directe

Les inconvénients des méthodes temporelles ont motivé le développement de méthodes non conventionnelles, en particulier des méthodes directes basées sur le critère de stabilité de Lyapunov et sur la construction de la fonction de même nom.

La possibilité de réduire le temps de calcul dans les méthodes directes et ainsi de pouvoir étudier tous les incidents éventuels, les rendent très attractives. Ces méthodes sont utilisées dans l'objectif d'appliquer une commande préventive au réseau avant incident. Donc, si la méthode utilisée est suffisamment rapide, il sera possible d'analyser tous les incidents éventuels.

Les avantages des méthodes directes sont :

- La rapidité (le temps de calcul court)
- La capacité d'évaluer l'indice de stabilité

1.2.4.3 Méthode SIME

SIME (Single Machine Equivalent) est une méthode hybride résultat de la combinaison de deux méthodes de stabilité transitoire, à savoir : la méthode d'intégration temporelle pas à pas appliquée au système multimachine à l'étude, et le critère d'égalité des aires appliqué sur l'unimachine équivalente que l'on appelle OMIB (One Machine Infinite Bus). Cette combinaison fournit deux informations essentielles sur la stabilité transitoire : l'identification des machines critiques, c'est-à-dire des machines responsables de la rupture éventuelle du synchronisme, et l'évaluation de la marge de stabilité.

L'idée du principe de contrôle de flux des puissances (mode curatif) existe depuis quelques dizaines d'années mais a rarement été mise en pratique dans l'histoire des réseaux électriques. Le développement récent des thyristors GTO de forte puissance a été la cause de la réapparition de cette idée. Les systèmes FACTS présentent ce potentiel de contrôler la stabilité transitoire grâce à une commande appropriée [4].

1.3 Description du système monomachine [8]

La figure 1.3 représente le schéma simple d'un générateur G connecté par un transformateur T de réactance X_T et une liaison d'impédance Z_L à un réseau de puissance infinie caractérisé par une tension \bar{V}_r constante en module et en phase quels que soient les phénomènes affectant le réseau situé en amont qui lui est raccordé. Z_S est une impédance de liaison reliant la machine à

la terre et comprenant éventuellement une charge connectée à la machine. \bar{V} et \bar{V}_i sont respectivement les tensions aux bornes du générateur et à la sortie du transformateur.

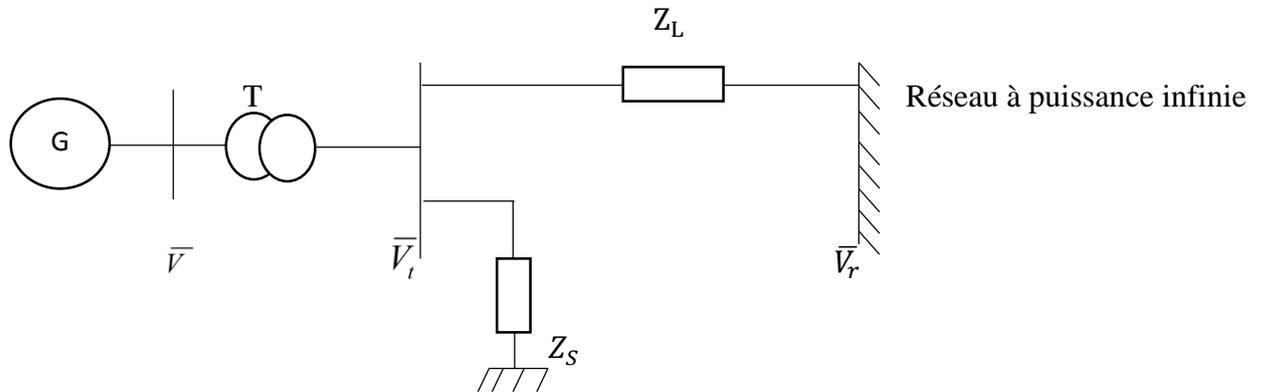


Figure 1.3 Réseau monomachine

1.4 Equation du mouvement du générateur

L'équation du mouvement du rotor de la machine qui est considérée sans amortissement est donnée par la relation :

$$J \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} = T_a = T_m - T_e \quad (1.1)$$

avec

J: moment d'inertie des masses rotoriques en kg.m^2

θ_m : position angulaire du rotor par rapport à un axe de référence fixe lié au stator en radians
mécaniques

t: temps en secondes

T_m : couple mécanique d'entraînement de la machine sans les pertes dues à la rotation en N.m

T_e : couple électromagnétique en N.m

T_a : couple d'accélération en N.m

On désigne par ω_{sm} et ω_m figure 1.4 les pulsations mécaniques du champ statorique et du champ rotorique.

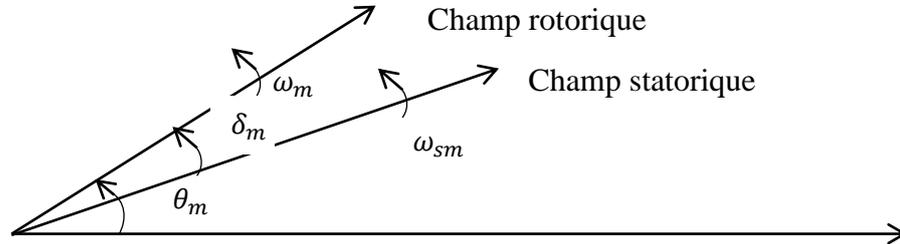


Figure 1.4 Disposition vectorielle des champs statorique et rotorique

θ_m étant mesuré par rapport à un axe fixe, c'est donc une mesure absolue de l'angle rotorique. Par conséquent, il croît d'une manière continue avec le temps même à vitesse synchrone. Comme c'est la vitesse relative du rotor par rapport à la vitesse synchrone (autrement dit la vitesse du champ rotorique par rapport à celle du champ statorique) qui nous intéresse, il est plus commode de mesurer la position angulaire du rotor par rapport à un axe de référence tournant à la vitesse synchrone. Ce sera l'angle δ_m . Dans ce cas, θ_m est tel que:

$$\theta_m = \omega_{sm} t + \delta_m \quad (1.2)$$

avec

ω_{sm} : vitesse synchrone de la machine en radians mécaniques par seconde

δ_m : position angulaire du champ rotorique par rapport à celle du champ statorique en radians mécaniques.

En utilisant (1.2), on peut écrire (1.1) sous la forme :

$$J \frac{d^2 \delta_m}{dt^2} = T_m - T_e \quad (1.3)$$

En définissant la vitesse angulaire du rotor par

$$\omega_m = \frac{d\theta_m}{dt} \quad (1.4)$$

on peut écrire (1.3) sous la forme:

$$J\omega_m \frac{d^2\delta_m}{dt^2} = P_m - P_e \quad (1.5)$$

avec

$P_m = T_m \omega_m$ est la puissance d'entraînement en watts

$P_e = T_e \omega_m$ est la puissance électromagnétique en watts

On désigne l'énergie cinétique de la machine à la vitesse synchrone par :

$$W_c = \frac{1}{2} J\omega_m^2 = \frac{1}{2} J\omega_{Sm}^2 \quad (J) \quad (1.6)$$

On définit la constante d'inertie de la machine par :

$$H = \frac{W_c}{S_{mach}} \quad (1.7)$$

où S_{mach} est la puissance apparente de la machine synchrone en VA

H est exprimée en secondes

En remplaçant dans (1.5) $J\omega_m$ par son expression tirée de (1.6) et en utilisant (1.7), on peut écrire (1.5) sous la forme:

$$\frac{2H}{\omega_{Sm}} \frac{d^2\delta_m}{dt^2} = \frac{P_m}{S_{mach}} - \frac{P_e}{S_{mach}} \quad (1.8)$$

L'angle et la pulsation électriques sont liés aux grandeurs mécaniques de même nom par les relations suivantes :

$$\delta = p\delta_m$$

$$\omega = p\omega_m$$

$$\omega_s = p\omega_{Sm}$$

où

p est le nombre de paires de pôles de la machine

δ est l'angle rotorique électrique en rad.

ω est la pulsation rotorique électrique en rad/s

ω_s est la pulsation synchrone électrique en rad/s

En tenant compte des expressions ci-dessus, l'équation (1.8) s'écrit :

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d^2\delta}{dt^2} = P_m - P_e \quad (1.9)$$

avec H et t exprimés en s

ω_s exprimée en rad/s

δ exprimé en rad

P_m et P_e exprimées en p.u

Remarque :

L'expression (1.9) est analogue à l'expression (1.8). Ceci montre que l'angle et la vitesse peuvent être exprimés dans l'équation du mouvement indifféremment en grandeurs électriques ou en grandeurs mécaniques.

La différentiation de (1.2) donne :

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_{sm} + \frac{d\delta_m}{dt} \quad (1.10)$$

En passant aux grandeurs électriques, on obtient :

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega - \omega_s \quad (1.11)$$

où δ est exprimé en rad.

ω et ω_s sont exprimées en rad/s

Les équations (1.9) et (1.11) constituent le système d'équations différentielles liées au mouvement de la machine.

Remarque : Si on tient compte des pertes par frottement dues à la rotation, l'équation (1.9) est modifiée pour en tenir compte et s'écrit alors :

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d^2\delta}{dt^2} + D\omega = P_m - P_e \quad (1.12)$$

avec ω en p.u et D le coefficient d'amortissement qui rend compte des frottements en p.u.

1.5 Modélisation du système en régime transitoire

La figure 1.5 ci-dessous représente le schéma équivalent de la machine. X_d' est la réactance transitoire directe de la machine et \bar{E}' est sa f.e.m derrière la réactance transitoire.

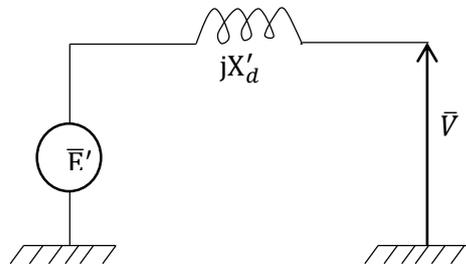


Figure 1.5 schéma équivalent de la machine

La figure 1.6 montre le système tenant compte des figures 1.3 et 1.5

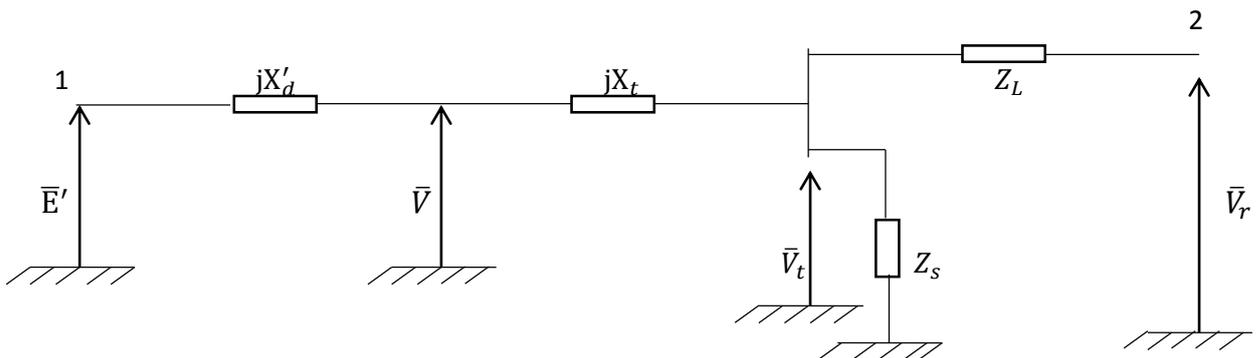


Figure 1.6 Schéma équivalent du réseau monomachine

La figure 1.7 ci-dessous permet d'illustrer le passage étoile-triangle donné par les équations (1.13) ci-dessous

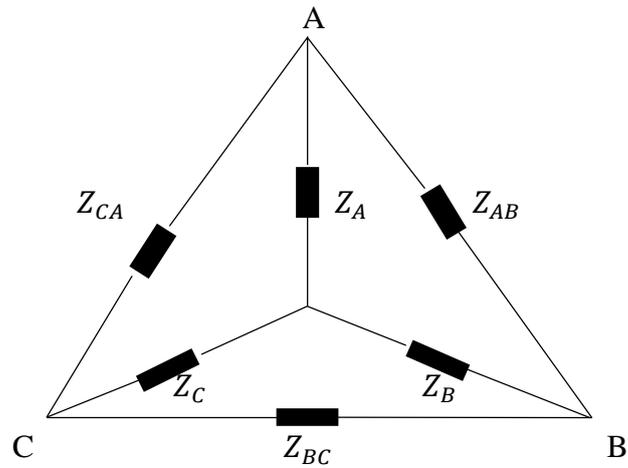


Figure 1.7

$$\begin{aligned}
 Z_{AB} &= \frac{Z_A Z_B + Z_B Z_C + Z_C Z_A}{Z_C} \\
 Z_{BC} &= \frac{Z_A Z_B + Z_B Z_C + Z_C Z_A}{Z_A} \\
 Z_{CA} &= \frac{Z_A Z_B + Z_B Z_C + Z_C Z_A}{Z_B}
 \end{aligned}
 \tag{1.13}$$

Tenant compte de la transformation étoile-triangle, la figure 1.6 conduit à la figure 1.8

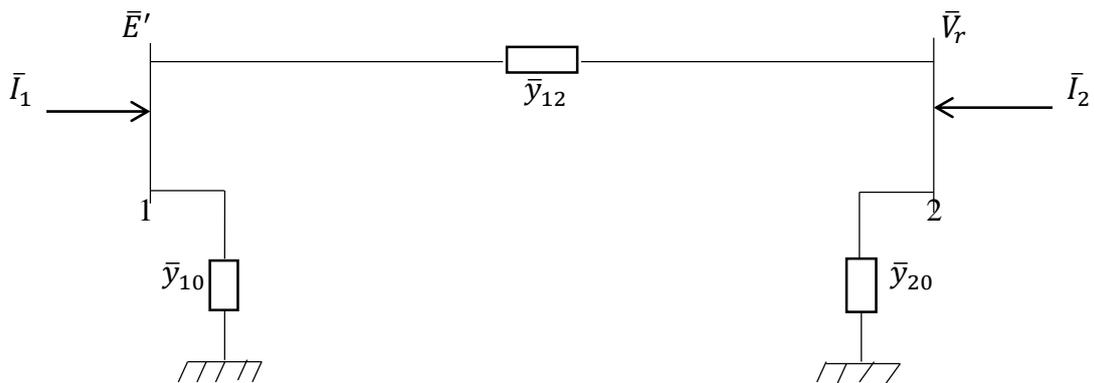


Figure 1.8 Circuit équivalent du système monomachine

$$\bar{y}_{10} = \frac{Z_L}{j(X'_d + X_T)Z_S + j(X'_d + X_T)Z_L + Z_L Z_S}$$

$$\bar{y}_{20} = \frac{j(X'_d + X_T)}{j(X'_d + X_T)Z_S + j(X'_d + X_T)Z_L + Z_L Z_S}$$

$$\bar{y}_{12} = \frac{Z_S}{j(X'_d + X_T)Z_S + j(X'_d + X_T)Z_L + Z_L Z_S}$$

Les courants injectés \bar{I}_1 et \bar{I}_2 sont tels que :

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_1 \\ \bar{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Y}_{11} & \bar{Y}_{12} \\ \bar{Y}_{21} & \bar{Y}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{E}' \\ \bar{V}_r \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

$$\text{avec } \bar{Y}_{11} = \bar{y}_{10} + \bar{y}_{12} \quad \bar{Y}_{22} = \bar{y}_{20} + \bar{y}_{12} \quad \bar{Y}_{12} = \bar{Y}_{21} = -\bar{y}_{12}$$

$$\text{On pose } \bar{Y}_{ij} = Y_{ij} e^{j\theta_{ij}}$$

En prenant la tension du réseau à puissance infinie comme tension de référence, on peut écrire : $\bar{V}_r = V_r \angle 0^\circ$ et $\bar{E}' = E' \angle \theta^\circ$. La puissance électrique S_e débitée par la machine est donnée par la relation suivante :

$$S_e = \bar{E}' \bar{I}_1^* = \bar{E}' [\bar{Y}_{11} \bar{E}' + \bar{Y}_{12} \bar{V}_r] = E' e^{j\theta} [Y_{11} e^{-j\theta_{11}} E' e^{-j\theta} + Y_{12} e^{-j\theta_{12}} V_r e^{-j0}]$$

$$S_e = E'^2 Y_{11} e^{-j\theta_{11}} + E' V_r Y_{12} e^{j(\theta - \theta_{12})}$$

$$S_e = E'^2 Y_{11} [\cos \theta_{11} - j \sin \theta_{11}] + E' V_r Y_{12} [\cos(\theta - \theta_{12}) + j \sin(\theta - \theta_{12})] \quad (1.15)$$

d'où

$$P_e = \text{Real}(S_e) = E'^2 Y_{11} \cos \theta_{11} + E' V_r Y_{12} \cos(\theta - \theta_{12}) \quad (1.16)$$

En considérant les impédances Z_L et Z_S comme inductives (c'est le cas le plus courant), on aura donc :

$$\theta_{11} = \theta_{12} = 90^\circ$$

$$Y_{12} = B_{12} = \frac{1}{X_{12}}$$

X_{12} étant la liaison f.e.m transitoire nœud rigide Figure 1.8. La puissance électrique s'exprime donc par la relation

$$P_e = \frac{E'V_r}{X_{12}} \sin \theta \quad (1.17)$$

L'expression (1.17) s'écrit aussi sous la forme (1.18) ci-dessous :

$$P_e = P_{\max} \sin \theta \quad (1.18)$$

P_{\max} est la puissance maximale transmissible. Elle est telle que :

$$P_{\max} = \frac{E'V_r}{X_{12}} \quad (1.19)$$

θ est l'angle de charge de la machine.

En désignant par δ l'angle de charge, l'expression (1.18) s'écrit donc sous la forme (1.20).

$$P_e = P_{\max} \sin \delta \quad (1.20)$$

P_{\max} est obtenue pour $\delta=90^\circ$. Cette valeur d'angle correspond à la limite de stabilité statique de la machine.

La figure 1.9 donne la variation de la puissance active P_e en fonction de l'angle de charge.

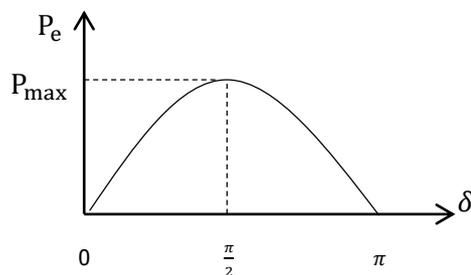


Figure 1.9 Courbe puissance active en fonction de l'angle de charge (Power angle curve)

1.6 Points de fonctionnement de la machine

En supposant que la turbine fournisse à l'alternateur une puissance mécanique d'entraînement P_m constante et que l'alternateur est exploité à excitation constante, on obtient 2 points de fonctionnement A et B de la courbe de charge comme indiqués par la figure 1.10.

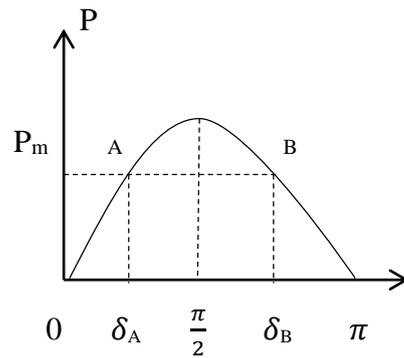


Figure 1.10 A et B points de fonctionnement de la machine

1.7 Stabilité statique du système monomachine

1.7.1 Cas où l'amortissement est négligé (D=0)

L'équation de mouvement s'écrit sous la forme suivante :

$$\frac{H}{\pi f_0} \frac{d^2 \delta}{dt^2} = P_m - P_{\max} \sin \delta \quad (1.21)$$

f_0 est la fréquence de synchronisme. Pour une petite perturbation correspondant à une variation charge donnant $\Delta\delta$, l'équation de mouvement peut être linéarisée autour du point de fonctionnement δ_0 et donner pour une puissance mécanique d'entraînement constante, la relation (1.22) :

$$\frac{H}{\pi f_0} \frac{d^2(\delta_0 + \Delta\delta)}{dt^2} = P_m - P_{\max} \sin(\delta_0 + \Delta\delta) \quad (1.22)$$

Si on considère $\Delta\delta$ petit ($\cos \Delta\delta=1$ et $\sin \Delta\delta= \Delta\delta$), on aura sur la based du développement de (1.22), la relation :

$$\frac{H}{f_0} \frac{d^2 \Delta\delta}{dt^2} = -\Delta P_e \quad (1.23)$$

Soit

$$\frac{H}{f_0} \frac{d^2 \Delta\delta}{dt^2} = -\Delta P_e \quad (1.24)$$

$$\frac{H}{f_0} \frac{d^2 \Delta\delta}{dt^2} = -P_{\max} \cos \delta_0 \cdot \Delta\delta \quad (1.25)$$

La puissance synchronisante P_s est de la forme :

$$P_S = \left(\frac{\partial P_e}{\partial \delta} \right)_{\delta_0} = P_{\max} \cos \delta_0 \quad (1.26)$$

Tenant compte de l'expression de P_S , la relation (1.25) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\frac{H}{f_0} \frac{d^2 \Delta \delta}{dt^2} + P_S \Delta \delta = 0 \quad (1.27)$$

L'équation (1.27) montre que si P_S est négatif, le système est instable, si P_S est positif, le mouvement est oscillatoire non amorti avec une pulsation naturelle d'oscillation telle que :

$$\omega_n = \sqrt{\frac{\pi f_0}{H} P_S} \quad (1.28)$$

Le système est marginalement stable. La puissance synchronisante est positive pour $0 < \delta < 90^\circ$

1.7.2 Cas où l'amortissement est pris en compte (D non nul)

L'équation de mouvement s'écrit dans ce cas :

$$\frac{H}{\pi f_0} \frac{d^2 \delta}{dt^2} + D \omega = P_m - P_{\max} \sin \delta \quad (1.29)$$

La linéarisation autour du point de fonctionnement correspondant à δ_0 permet d'avoir :

$$\frac{H}{\pi f_0} \frac{d^2 \Delta \delta}{dt^2} + D \Delta \omega = -P_{\max} \cos \delta_0 \Delta \delta \quad (1.30)$$

Tenant compte de la relation (1.26) et sachant que

$$\Delta \omega = \frac{d \Delta \delta}{dt} \quad (1.31)$$

l'équation (1.30) peut s'écrire donc sous la forme suivante :

$$\frac{d^2 \Delta \delta}{dt^2} + \frac{\pi f_0}{H} D \frac{d \Delta \delta}{dt} + \frac{\pi f_0}{H} P_S \Delta \delta = 0 \quad (1.32)$$

Tenant compte de (1.28), l'équation (1.32) s'écrit sous la forme (1.33) :

$$\frac{d^2 \Delta \delta}{dt^2} + 2\xi \omega_n \frac{d \Delta \delta}{dt} + \omega_n^2 \Delta \delta = 0 \quad (1.33)$$

avec

$$\xi = \frac{D}{2} \sqrt{\frac{\pi f_0}{HP_S}} \quad (1.34)$$

L'équation caractéristique de (1.33) est :

$$S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2 = 0 \quad (1.35)$$

Elle permet d'obtenir les racines :

$$S_1 = -\xi\omega_n - j\omega_n\sqrt{1-\xi^2} \quad (1.36)$$

$$S_2 = -\xi\omega_n + j\omega_n\sqrt{1-\xi^2} \quad (1.37)$$

La pulsation d'amortissement est :

$$\omega_d = \omega_n\sqrt{1-\xi^2}$$

d'où

$$S_1 = -\xi\omega_n - j\omega_d \quad (1.38)$$

$$S_2 = -\xi\omega_n + j\omega_d \quad (1.39)$$

Le système est stable si les parties réelles de S_1 et S_2 sont négatives c'est-à-dire si P_S est positive.

1.8 Stabilité transitoire du système monomachine

On utilise le critère des aires pour déterminer si le système est stable ou non. Ce critère est basé sur une interprétation graphique qui analyse l'énergie accumulée dans les masses tournantes laquelle détermine si la stabilité du système peut être maintenue ou pas. Cette méthode n'est applicable qu'à un système monomachine. Le réseau peut être déséquilibré soit par une action en amont de l'alternateur (modification de P_m) soit par une action en aval de l'alternateur (modification de P_e)

1.8.1 Perturbation en amont de l'alternateur

Une modification brusque de la puissance mécanique d'entraînement, soit par exemple une augmentation de la puissance mécanique d'entraînement de la machine qui varie de P_{m0} à P_m . La figure 1.11 montre l'augmentation de P_m . δ_e est l'angle de charge correspondant à la valeur de la puissance électrique P_e qui équilibre la puissance mécanique P_m . Au point b, il y a eu accumulation d'énergie correspondant à l'aire A_1 . Le système restitue cette énergie et cette restitution correspond à A_2 . Au point d, l'énergie est restituée mais $P_e > P_m$ d'où ralentissement

de l'alternateur (accélération négative) et le système se retrouve au point b accompagné d'une nouvelle accumulation d'énergie qu'il restituera au point a mais en ce point P_m est de nouveau supérieur à P_e d'où accélération du système et nouvelle accumulation d'énergie puis restitution et ainsi de suite ... En l'absence de tout amortissement, on aura le système qui oscillera entre a et d indéfiniment. En cas d'amortissement, le système oscillera entre a et d et se stabilisera au nouveau point de fonctionnement b qui correspond à la stabilité du système et pour lequel P_m est égal à P_e .

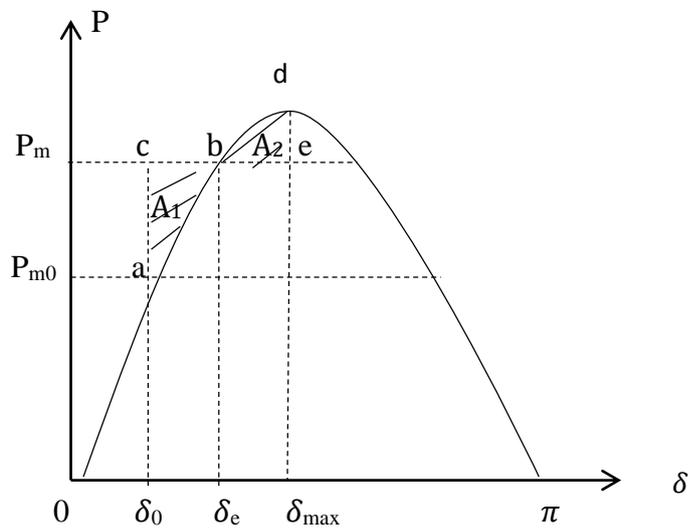


Figure 1.11

une allure avant défaut, une autre durant défaut et une dernière après élimination du défaut. Ceci est montré par la figure 1.12 qui fait apparaître les aires d'accumulation A_1 et de restitution A_2 .

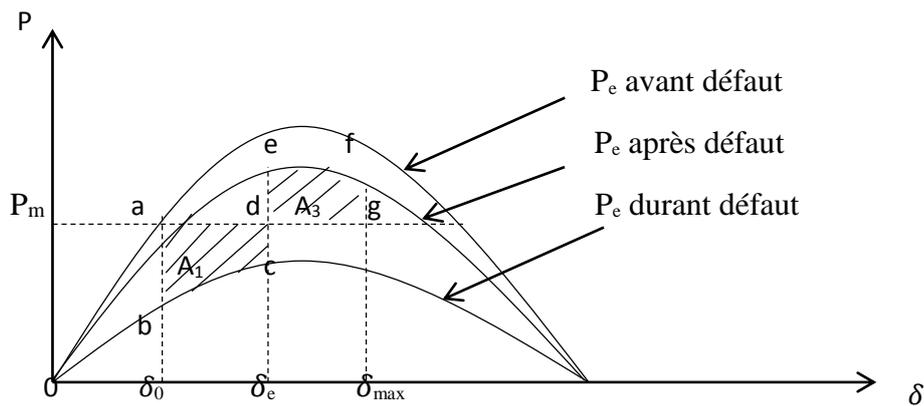


Figure 1.12

1.9 Loi des aires

Cette loi est basée sur une interprétation graphique qui analyse l'énergie accumulée dans les masses tournantes laquelle détermine si la stabilité du système est maintenue. Cette méthode n'est applicable qu'à un système monomachine. Pour illustrer cette loi, on considère le réseau de la figure 1.13 siège d'un court-circuit (défaut latéral) tel qu'indiqué sur la figure. D1 et D2 représentent les disjoncteurs aux extrémités de la ligne.

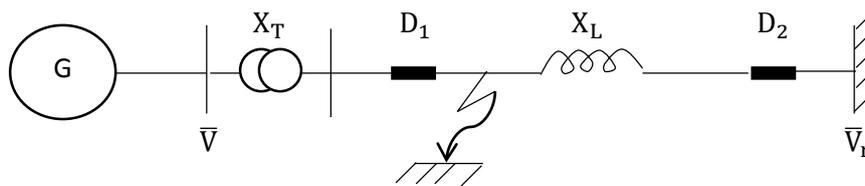


Figure 1.13 Court-circuit latéral

A l'instant initial ($t=0$) avant la perturbation, l'alternateur tourne à la vitesse synchrone, la position angulaire du rotor est δ_0 et la puissance mécanique d'entraînement P_m est égale à la puissance électrique P_e . En cas de court-circuit, P_e devient nulle. En l'absence de toute régulation, la puissance P_m due à la turbine reste constante. Durant le défaut c'est à dire pour $t < t_e$, t_e étant l'instant d'élimination du court-circuit, on a d'après l'expression (1.9) :

$$\frac{d^2\delta}{dt^2} = \frac{\omega_s}{2H} P_m \quad (1.40)$$

D est supposé négligeable.

$$\frac{d\delta}{dt} = \int_0^t \frac{\omega_s}{2H} P_m dt = \frac{\omega_s}{2H} P_m t \quad (1.41)$$

La variation de la position angulaire rotorique est donnée par l'expression (1.42) ci-dessous :

$$\delta = \frac{\omega_s}{4H} P_m t^2 + \delta_0 \quad (1.42)$$

A l'instant d'élimination du défaut t_e , on a :

$$\delta_e = \frac{\omega_s P_m}{4H} t_e^2 + \delta_0 \quad (1.43)$$

Quand le défaut est éliminé ($\delta=\delta_e$), la puissance électrique augmente brusquement à la valeur correspondant au point d de la courbe de charge comme indiqué par la figure 1.14

Au point d, P_e est supérieure à P_m donc l'accélération est négative. Par conséquent le rotor ralentit pour atteindre la vitesse synchrone en e et la position rotorique δ_x . En ce point l'énergie accumulée (aire A_1) a été restituée (aire A_2), mais l'accélération est toujours négative donc la vitesse du rotor ne sera pas maintenue à la vitesse synchrone et continuera de diminuer jusqu'au point a où de nouveau, il y a accumulation d'énergie représentée par l'aire A_3 comme indiqué par la figure 1.15. Au-delà du point a, P_m est de nouveau supérieur à P_e et donc la vitesse du rotor augmente pour atteindre la vitesse de synchronisme en f où l'aire A_3 est compensée par l'aire A_4 . La vitesse continue d'augmenter jusqu'au point a où il y a de nouveau accumulation d'énergie qui sera restituée au point e, ... En l'absence d'amortissement, le rotor oscillera suivant la séquence f-a-e,e-a-f, etc...avec des vitesses égales à la vitesse synchrone en e et f, Figure 1.15.

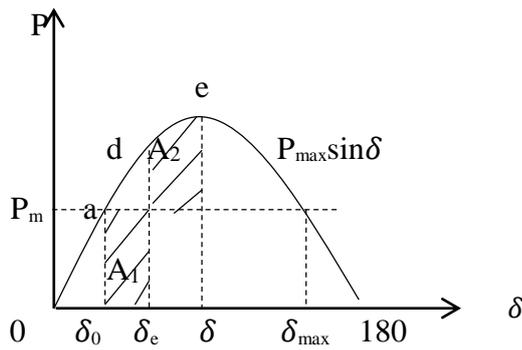


Figure 1.14

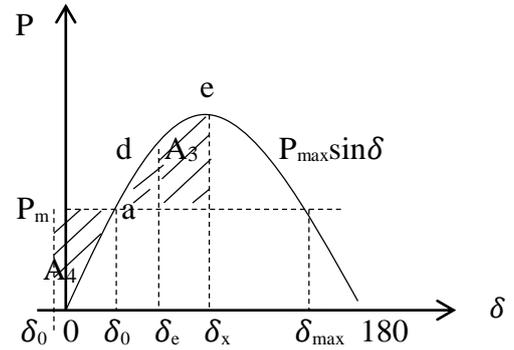


Figure 1.15

En définissant la vitesse relative du rotor par

$$\omega_r = \omega - \omega_s \quad (1.44)$$

Les équations (1.9) et (1.11) s'écriront :

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d\omega_r}{dt} = P_m - P_e \quad (1.45)$$

$$\omega_r = \frac{d\delta}{dt} \quad (1.46)$$

En multipliant les 2 membres de (1.45) par (1.46), on obtient :

$$\frac{H}{\omega_s} 2\omega_r \frac{d\omega_r}{dt} = (P_m - P_e) \frac{d\delta}{dt} \quad (1.47)$$

d'où par intégration entre 2 points correspondant aux positions rotoriques δ_1 et δ_2 où la vitesse du rotor est synchrone:

$$\frac{H}{\omega_s} (\omega_{r2}^2 - \omega_{r1}^2) = \int_{\delta_1}^{\delta_2} (P_m - P_e) d\delta \quad (1.48)$$

Aux points de synchronisme, on a :

$$\omega_{r1} = \omega_{r2} = 0$$

Et par suite

$$\int_{\delta_1}^{\delta_2} (P_m - P_e) d\delta = 0 \quad (1.49)$$

Les positions rotoriques δ_1 et δ_2 correspondent au synchronisme. On déduit à partir de la figure 5.13 où a et e sont atteintes pour la vitesse synchrone et correspondent à δ_0 et δ_x :

$$\int_{\delta_0}^{\delta_e} (P_m - P_e) d\delta + \int_{\delta_e}^{\delta_x} (P_m - P_e) d\delta = 0 \quad (1.50)$$

$$\text{Soit } \int_{\delta_0}^{\delta_e} (P_m - P_e) d\delta = \int_{\delta_e}^{\delta_x} (P_e - P_m) d\delta \quad (1.51)$$

L'intégrale de gauche de (1.51) due à la période durant le défaut, et celle de droite due à la période après élimination du défaut correspondent respectivement aux aires hachurées A_1 et A_2 de la figure 1.14 sont donc égales. La même approche permet de montrer que A_3 est égale à A_4 figure 1.15.

1.10 Angle et temps critiques

Si le défaut est éliminé pour un angle rotorique supérieur à δ_{\max} , alors le synchronisme est perdu. Il existe donc un angle critique δ_c tel que montré par la figure 1.16 correspondant à un temps limite d'élimination du défaut (appelé aussi temps critique) t_c qui est le temps maximal pendant lequel un défaut donné peut être maintenu sans que le réseau ne devienne instable après son élimination.

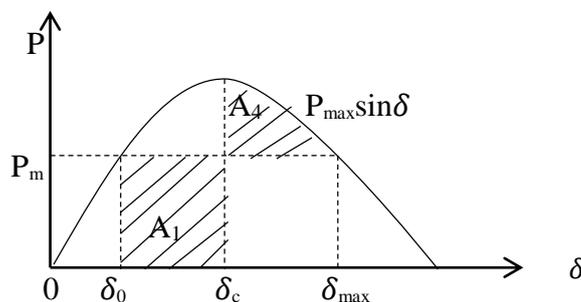


Figure 1.16

Dans ce cas, l'aire A_1 est telle que :

$$A_1 = \int_{\delta_o}^{\delta_c} P_m d\delta = P_m (\delta_c - \delta_o) \quad (1.52)$$

L'aire A_2 est telle que :

$$A_2 = \int_{\delta_c}^{\delta_{\max}} [P_{\max} \sin \delta - P_m] d\delta = P_{\max} [\cos \delta_c - \cos \delta_{\max}] - P_m [\delta_{\max} - \delta_c] \quad (1.53)$$

De l'égalité des aires A_1 et A_2 , on déduit :

$$\cos \delta_c = \cos \delta_{\max} + \frac{P_m}{P_{\max}} (\delta_{\max} - \delta_o) \quad (1.54)$$

or d'après la courbe de charge de la figure 1.16,

$$\delta_{\max} = \pi - \delta_o \quad (1.55)$$

et

$$P_m = P_{\max} \sin \delta_o \quad (1.56)$$

En remplaçant δ_{\max} et P_m dans l'expression (1.54) par leurs expressions (1.55) et (1.56), on obtient:

$$\delta_c = \arccos[(\pi - 2\delta_o) \sin \delta_o - \cos \delta_o] \quad (1.57)$$

En utilisant (1.43), on obtient la valeur du temps critique d'élimination du défaut t_c tel que :

$$t_c = \sqrt{\frac{4H(\delta_c - \delta_o)}{\omega_s P_m}} \quad (1.58)$$

1.11 Marge de stabilité

Pour le réseau de la figure 1.13 et les conditions de défaut citées pour ce réseau, la marge de stabilité désigne la distance qui sépare le point de fonctionnement A du point limite C telle qu'indiquée par la figure 1.17. Cette marge peut être augmentée en réduisant la puissance fournie au réseau en diminuant la puissance mécanique d'où le point de fonctionnement A' Figure 1.17 ou en augmentant la f.e.m E (action sur l'excitation) par la fourniture de puissance active comme indiqué par la figure 1.18 où C se déplace en s'offrant une plus grande marge de stabilité.

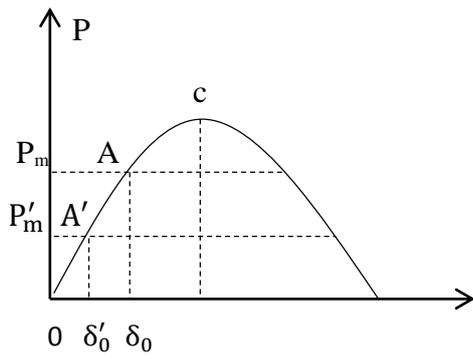


Figure 1.17 Action sur P_m

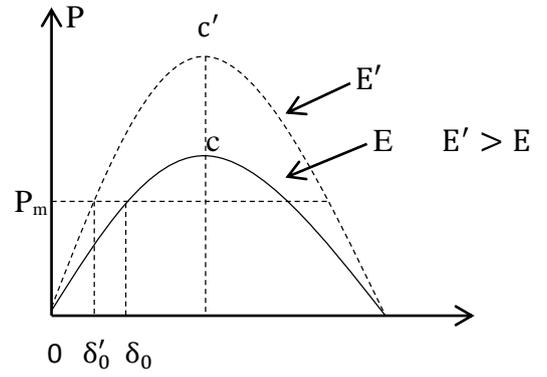


Figure 1.18 Action sur E

1.12 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons examiné deux types de stabilité, et rappelé les méthodes d'évaluation de la stabilité transitoire d'un système monomachine. La notion de temps critique d'élimination du défaut a été introduite sur la base du critère des aires.

Chapitre 2 : *Modélisation du système*

2.1 Introduction

Dans ce chapitre nous modélisons le système électrique. La machine synchrone est modélisée dans Park avec les hypothèses suivantes :

- * le circuit magnétique est non saturé ce qui permet d'exprimer les flux en fonction des courants d'une manière linéaire,

- * le circuit magnétique est parfaitement feuilleté donc seuls les enroulements inducteurs, induit et amortisseurs sont parcourus par des courants,

- * la densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire)

La transformation est représentée par sa réactance de court-circuit. Le schéma en π est retenu pour les lignes.

2.2 Modèle de Park [8]

Le modèle de Park est très utilisé dans la représentation mathématique des machines et permet de bien saisir l'interprétation physique des phénomènes étudiées que ce soit en régime permanent ou en régime transitoire. L'inducteur tournant ou rotor comporte l'enroulement inducteur et les amortisseurs selon l'axe Od. L'induit fixe ou stator est muni d'un enroulement triphasé a,b,c. La position de l'inducteur est caractérisée par θ l'angle que fait Oa avec Od. L'inducteur est animé d'une vitesse de rotation ω_r telle que :

$$\omega_r = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.1)$$

La figure 2.1 est une représentation schématique des 6 enroulements de la machine

- * 3 enroulements triphasés a,b,c
- * 1 enroulement inducteur f
- * 2 enroulements amortisseurs D et Q

L'enroulement amortisseur d'axe direct D a son axe magnétique dirigé selon Od et l'enroulement amortisseur d'axe Q a son axe magnétique dirigé selon l'axe Oq en quadrature avec Od.

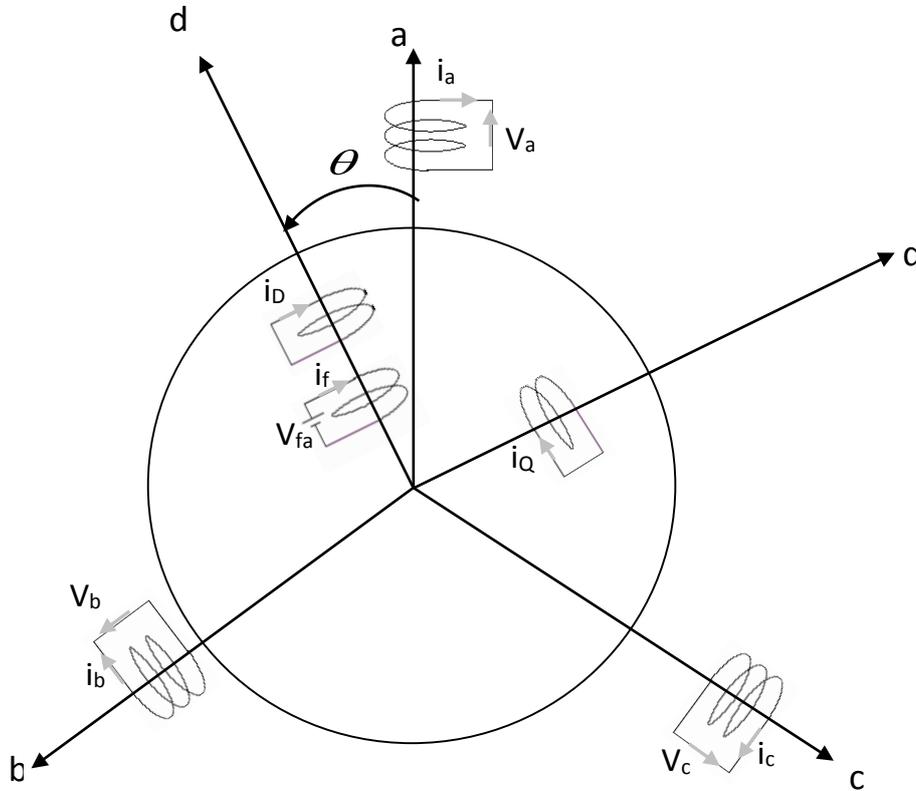


Figure 2.1 Schéma général de la machine

La relation flux-courants s'exprime sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \\ \varphi_f \\ \varphi_D \\ \varphi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{af} & L_{aD} & L_{aQ} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bf} & L_{bD} & L_{bQ} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cf} & L_{cD} & L_{cQ} \\ L_{fa} & L_{fb} & L_{fc} & L_{ff} & L_{fD} & L_{fQ} \\ L_{Da} & L_{Db} & L_{Dc} & L_{Df} & L_{DD} & L_{DQ} \\ L_{Qa} & L_{Qb} & L_{Qc} & L_{Qf} & L_{QD} & L_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

avec L_{jk} comme inductance propre du circuit quand $j=k$ et mutuelle quand $j \neq k$

2.3 Inductances propres au stator

On montre qu'elles sont de la forme

$$\begin{aligned} L_{aa} &= L_s + L_m \cos 2\theta \\ L_{bb} &= L_s + L_m \cos[2(\theta - 2\pi/3)] \\ L_{cc} &= L_s + L_m \cos[2(\theta + 2\pi/3)] \end{aligned} \quad (2.3)$$

Avec $L_s \gg L_m$ et L_s et L_m constants

2.4 Inductances propres au rotor

$$L_{ff} = L_f \quad L_{DD} = L_D \quad L_{QQ} = L_Q \quad (2.4)$$

Les inductances ci-dessus sont considérées comme constantes.

2.5 Inductances mutuelles au stator

$$\begin{aligned} L_{ab} = L_{ba} &= -M_s - L_m \cos 2(\theta + \pi/6) \\ L_{bc} = L_{cb} &= -M_s - L_m \cos 2(\theta - \pi/2) \\ L_{ca} = L_{ca} &= -M_s - L_m \cos 2(\theta + 5\pi/6) \end{aligned} \quad (2.5)$$

avec $M_s > L_m$

2.6 Inductances mutuelles au rotor

La mutuelle inductance entre les enroulements f et D est constante et ne dépend pas de θ .

$$L_{fD} = L_{Df} = M_R \quad L_{fQ} = L_{Qf} = 0 \quad L_{DQ} = L_{QD} = 0 \quad (2.6)$$

2.7 Inductances mutuelles stator- rotor

$$\begin{aligned} L_{af} = L_{fa} &= M_f \cos \theta \\ L_{bf} = L_{fb} &= M_f \cos(\theta - 2\pi/3) \\ L_{cf} = L_{fc} &= M_f \cos(\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (2.7)$$

On aura de même pour les enroulements D et Q

$$\begin{aligned} L_{aD} = L_{Da} &= M_D \cos \theta \\ L_{bD} = L_{Db} &= M_D \cos(\theta - 2\pi/3) \\ L_{cD} = L_{Dc} &= M_D \cos(\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} L_{aQ} = L_{Qa} &= M_Q \sin \theta \\ L_{bQ} = L_{Qb} &= M_Q \sin(\theta - 2\pi/3) \\ L_{cQ} = L_{Qc} &= M_Q \sin(\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (2.9)$$

2.8 Equations de tension

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_a &= -r_a \mathbf{i}_a - \frac{d\varphi_a}{dt} \\ \mathbf{v}_b &= -r_b \mathbf{i}_b - \frac{d\varphi_b}{dt} \\ \mathbf{v}_c &= -r_c \mathbf{i}_c - \frac{d\varphi_c}{dt} \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$\mathbf{v}_f = r_f \mathbf{i}_f + \frac{d\varphi_f}{dt} \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned} 0 &= r_D \mathbf{i}_D + \frac{d\varphi_D}{dt} \\ 0 &= r_Q \mathbf{i}_Q + \frac{d\varphi_Q}{dt} \end{aligned} \quad (2.12)$$

r_a , r_b et r_c sont les résistances des phases a, b et c de l'induit.

r_f , r_D et r_Q sont respectivement la résistance de l'inducteur, de l'amortisseur d'axe d et de celui de l'axe q.

φ_k (k=a,b,c, f, D, Q) est le flux d'enroulement k.

2.9 Transformation de Park

La transformation de Park permet de passer des grandeurs statoriques a, b, c à de nouvelles grandeurs liées au rotor et tournant avec lui. Ces nouvelles grandeurs sont repérées dans un nouveau système de référence lié au rotor dit repère de Park constitué de 3 axes o,d et q :

le 1^{er} est un axe stationnaire. Il est appelé aussi axe homopolaire.

le 2^e est un axe orienté suivant l'axe de l'enroulement inducteur. Il est appelé axe direct (longitudinal)

le 3^e est un axe en quadrature avec le 2^e et est appelé axe en quadrature ou transversal.

Le passage donc de la grandeur \mathbf{g}_{abc} dans le repère statorique à la grandeur \mathbf{g}_{odq} dans le repère de Park se fait par la relation :

$$\mathbf{g}_{odq} = \mathbf{P} \mathbf{g}_{abc} \quad (2.13)$$

où

$$\mathbf{g}_{abc} = \begin{bmatrix} g_a \\ g_b \\ g_c \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{g}_{odq} = \begin{bmatrix} g_o \\ g_d \\ g_q \end{bmatrix}$$

P la matrice de Park est telle que :

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

Si la grandeur est donnée dans le repère de Park, elle sera obtenue dans le repère triphasé statorique par la transformation inverse (2.14) ci-dessous :

$$\mathbf{g}_{abc} = \mathbf{P}^{-1} \mathbf{g}_{odq} \quad (2.14)$$

avec

$$P^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos \theta & \sin \theta \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

2.10 Equations de flux dans le repère de Park

L'expression (2.2) s'écrit aussi sous forme compacte (matricielle) :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{abc} \\ \varphi_{fDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{SS} & L_{SR} \\ L_{RS} & L_{RR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{abc} \\ \dot{i}_{fDQ} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

avec

L_{SS} inductances stator-stator

L_{SR}, L_{RS} inductances stator-rotor

L_{RR} inductances rotor-rotor

A partir de l'expression ci-dessus (2.15), on peut obtenir :

$$\begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{abc} \\ \varphi_{fDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{SS} & L_{SR} \\ L_{RS} & L_{RR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^{-1} & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{abc} \\ \dot{i}_{fDQ} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

U_3 est la matrice identité. Elle est telle que :

$$U_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Le développement de (2.16) donne :

$$\begin{bmatrix} \varphi_0 \\ \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_f \\ \varphi_D \\ \varphi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_d & 0 & kM_f & kM_D & 0 \\ 0 & 0 & L_q & 0 & 0 & kM_Q \\ 0 & kM_f & 0 & L_f & M_R & 0 \\ 0 & kM_D & 0 & M_R & L_D & 0 \\ 0 & 0 & kM_Q & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_0 \\ \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{i}_f \\ \dot{i}_D \\ \dot{i}_Q \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

avec

$$\mathbf{L}_d = \mathbf{L}_s + \mathbf{M}_s + \frac{3}{2} \mathbf{L}_m$$

$$\mathbf{L}_q = \mathbf{L}_s + \mathbf{M}_s - \frac{3}{2} \mathbf{L}_m$$

$$\mathbf{L}_0 = \mathbf{L}_s - 2\mathbf{M}_s$$

$$\mathbf{k} = \sqrt{\frac{3}{2}}$$

L'expression (2.17) montre que φ_d le flux est selon l'axe O_d et tourne avec le rotor. De même que le flux φ_q qui est selon l'axe O_q tourne avec le rotor. Le flux φ_0 est complètement découplé par rapport aux autres circuits puisqu'il ne dépend que de i_0 et de L_0 . On remarque également que les inductances obtenues par Park dans l'expression (2.17) sont constantes. La matrice liant le flux au courant est symétrique et peut donc être représentée physiquement par un circuit équivalent.

2.11 Equations de tension dans le repère de Park

Pour un système équilibré (le courant circulant dans le neutre est nul), les équations (2.10) à (2.12) s'écrivent sous forme matricielle de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ -v_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\phi}_a \\ \dot{\phi}_b \\ \dot{\phi}_c \\ \dot{\phi}_f \\ \dot{\phi}_D \\ \dot{\phi}_Q \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$\mathbf{r}_a = \mathbf{r}_b = \mathbf{r}_c = \mathbf{r}$ résistance de l'induit

En posant

$$\mathbf{R}_{abc} = \mathbf{r}\mathbf{U}_3 \quad v_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad v_{fDQ} = \begin{bmatrix} -v_f \\ v_D \\ v_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -v_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad i_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad i_{fDQ} = \begin{bmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}$$

et

$$\dot{\phi}_{abc} = \begin{bmatrix} \dot{\phi}_a \\ \dot{\phi}_b \\ \dot{\phi}_c \end{bmatrix} \quad \dot{\phi}_{fDQ} = \begin{bmatrix} \dot{\phi}_f \\ \dot{\phi}_D \\ \dot{\phi}_Q \end{bmatrix}$$

L'expression (2.18) s'écrit alors :

$$\begin{bmatrix} v_{abc} \\ v_{fDQ} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{abc} & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_{fDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \\ i_{fDQ} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{abc} \\ \dot{\phi}_{fDQ} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

En multipliant (2.19) par $\begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix}$, on obtient l'expression (2.20) ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{abc} \\ v_{fDQ} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{abc} & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_{fDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \\ i_{fDQ} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & U_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{abc} \\ \dot{\phi}_{fDQ} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Le développement de cette expression donne :

$$\begin{bmatrix} v_{odq} \\ v_{fDQ} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{abc} & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_{fDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{odq} \\ i_{fDQ} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{odq} \\ \dot{\phi}_{fDQ} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{P}P^{-1}\phi_{odq} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Pour un système équilibré, la composante homopolaire est nulle. L'expression (2.21) se réduit donc à :

$$\begin{bmatrix} v_{dq} \\ v_{fDQ} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dq} \\ i_{fDQ} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{dq} \\ \dot{\phi}_{fDQ} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$\text{où } R = \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix} \quad R_r = \begin{bmatrix} r_f & 0 & 0 \\ 0 & r_D & 0 \\ 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix} \quad S = \begin{bmatrix} -\omega\varphi_q \\ \omega\varphi_d \end{bmatrix}$$

ω est la pulsation synchrone. Elle est aussi appelée vitesse synchrone de la machine.

Sous forme développée, l'expression (2.22) s'écrit :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ -v_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\varphi}_d \\ \dot{\varphi}_q \\ \dot{\varphi}_f \\ \dot{\varphi}_D \\ \dot{\varphi}_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega\varphi_q \\ \omega\varphi_d \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

La transformation de Park permet une représentation de la machine sur deux axes q et d tels que montrés par la figure 2.2 ci-dessous.

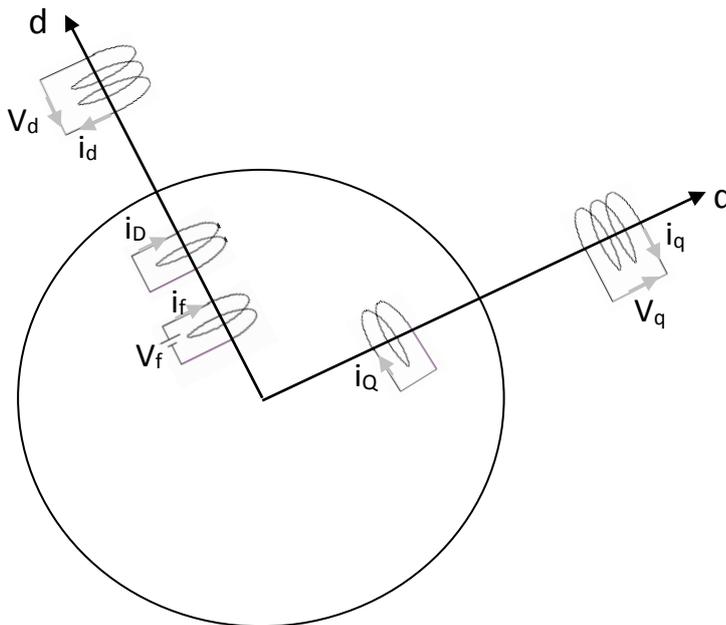


Figure 2.2: Modèle de Park de la machine synchrone.

Les équations (2.23) permettent d'avoir le schéma équivalent de la machine synchrone selon les axes d et q. tel que montré par la figure 2.3 ci-dessous

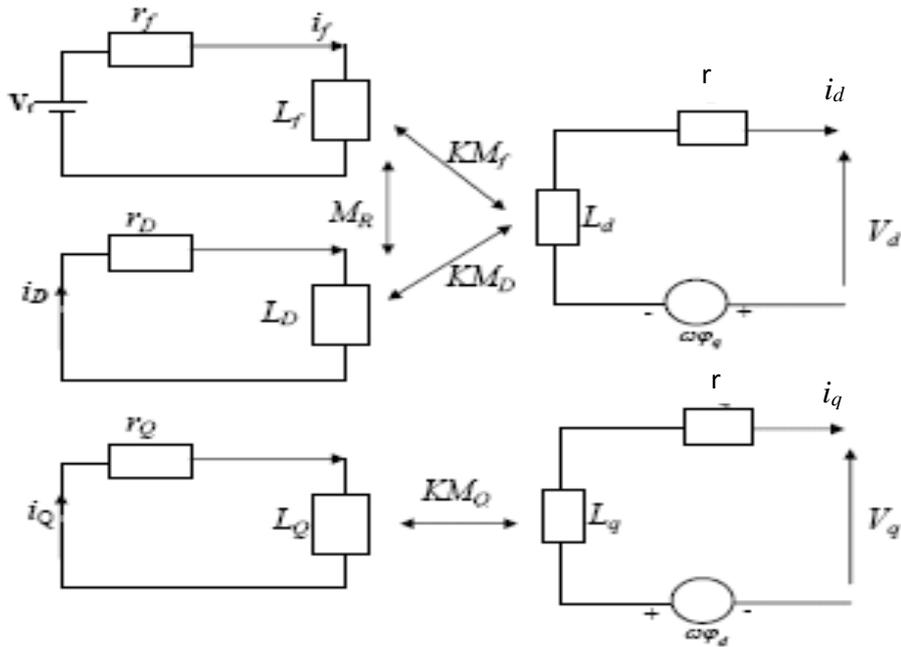


Figure 2.3 Schéma équivalent de la machine synchrone selon les axes d et q

2.12 Modèle de la ligne

Les lignes sont représentées par un quadripôle symétrique donné par un schéma en π . La figure 2.4 illustre le schéma en π de la ligne, où r_{ij} , X_{ij} et b_{ji} sont respectivement la résistance, la réactance et la demi- susceptance transversale (coté i) de la ligne i-j [3].

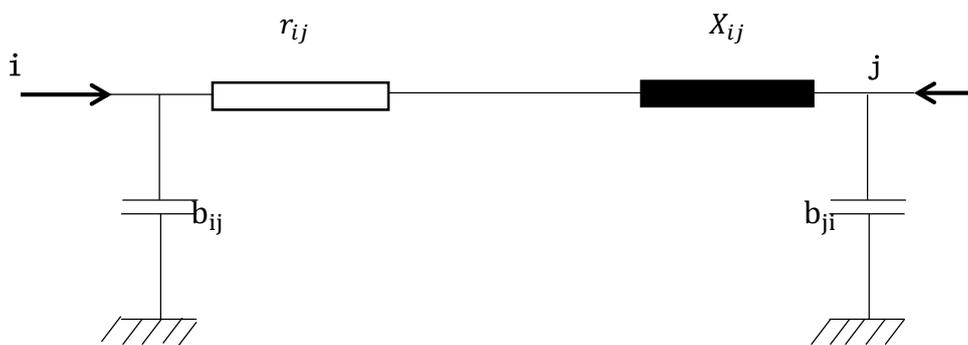


Figure 2.4 Schéma en π d'une ligne de transmission

L'admittance élémentaire de la ligne i-j est donnée par la relation :

$$y_{ij} = \frac{1}{r_{ij} + jX_{ij}} \quad (2.24)$$

2.13 Modélisation des Transformateurs [9]

Le transformateur permet d'élever l'amplitude de la tension alternative disponible à la sortie de l'unité de production pour l'amener aux niveaux requis pour le transport. A l'autre extrémité de la chaîne, côté consommateurs, les transformateurs sont utilisés pour abaisser la tension et la ramener aux valeurs utilisées dans les réseaux de distribution BT. Le transformateur est modélisé par une réactance comme indiqué sur la figure 2.5.

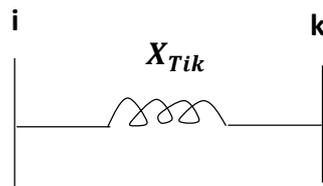


Figure 2.5 Représentation d'un transformateur.

Donc le transformateur peut être considéré comme une ligne, tel que :

$$Z_{Tik} = jX_{Tik} \quad (2.25)$$

2.14 Réseau étudié

Le réseau test utilisé est celui de la figure 2.6 ci-dessous. Le générateur alimente un réseau à puissance infinie à travers un transformateur et une liaison double terne.

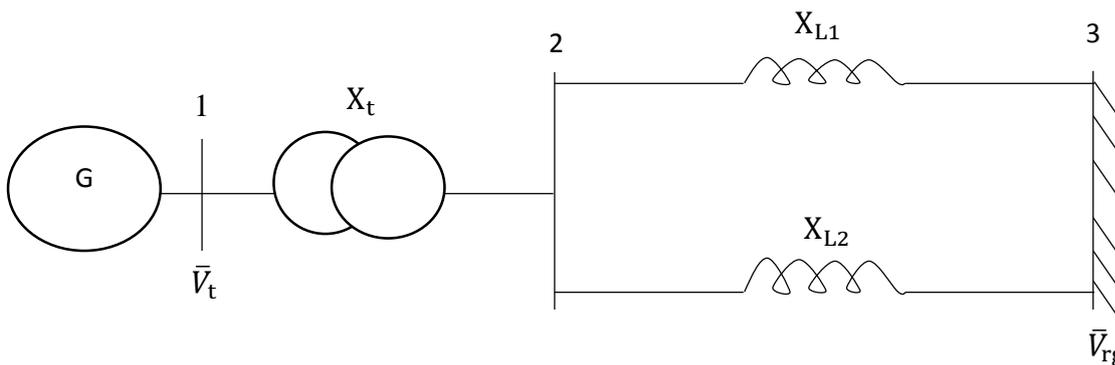


Figure 2.6 Réseau test

Les caractéristiques du réseau sont :

$$X_d = 1.31 pu ; X'_d = 0.18 pu ; X_q = 1.26 pu ; X'_q = 0.25 pu ; X_{L1} = 0.4pu; X_{L2} = 0.4pu;$$

$$X_t = 0.15 pu; T'_{d0} = 6 s ; H = 2.5 s ;$$

La puissance S_e absorbée par le réseau à puissance infinie est telle que :

$$S_e = P_e + jQ_e$$

Avec $P_e = 1 pu$; $Q_e = 0.2 pu$

Les équations qui régissent le système en l'absence de régulation sont les équations (2.26) (2.27) et (2.28).

On suppose la variation sur l'axe d nulle pour la machine $\left(\frac{dE'_d}{dt} = 0 \right)$

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega - \omega_s \quad (2.26)$$

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d\omega}{dt} = P_m - P_e \quad (2.27)$$

$$\frac{dE'_q}{dt} = \frac{[E_{fd} - E'_q - (X_d - X'_d)I_d]}{T'_{d0}} \quad (2.28)$$

Avec

ω et ω_s sont exprimées en rad/s

δ exprimé en rad

H et t exprimés en s

P_m et P_e exprimées en p.u

E_{fd} est la tension d'excitation

$\frac{dE'_q}{dt}$ est la variation sur l'axe q de la f.e.m transitoire \bar{E}'

T'_{d0} constante de temps transitoire selon l'axe d en circuit ouvert.

Le schéma équivalent du générateur est donné en régime transitoire par la figure 2.7

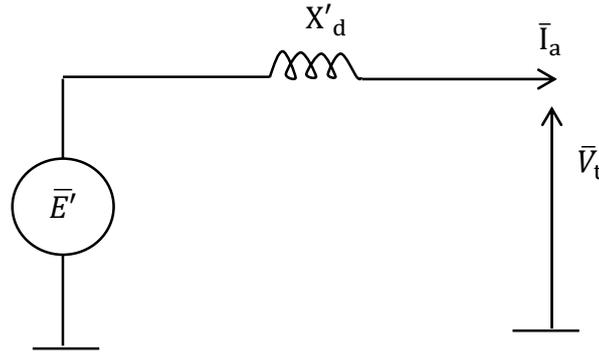


Figure 2.7 schéma équivalent du générateur

\bar{E}' est la f.e.m derrière la réactance transitoire $X'd$

\bar{V}_t est la tension aux bornes du générateur

Le schéma de la figure 2.8 ci-dessous montre la connexion qui existe entre la f.e.m \bar{E}' et la tension rigide \bar{V}_{rg} du nœud du réseau à puissance infinie.

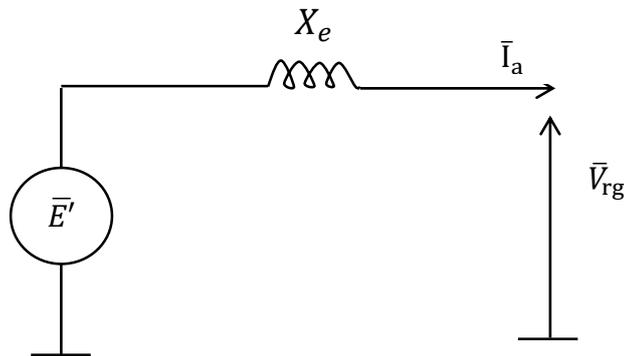


Figure 2.8 schéma montrant la connexion qui existe entre \bar{E}' et \bar{V}_{rg}

X_e est la réactance de liaison entre \bar{E}' et \bar{V}_{rg} la tension du nœud à puissance infinie.

\bar{V}_{rg} est prise comme référence d'où $\bar{V}_{rg} = V_{rg} \angle 0^\circ$

$$\bar{E}' = E' \angle \delta$$

δ est le déphasage entre \bar{E}' et \bar{V}_{rg} .

S_e est la puissance absorbée par le réseau rigide, on aura :

$$S_e = P_e + jQ_e$$

$$S_e = \bar{V}_{rg} \bar{I}_a^* = \bar{V}_{rg} \left[\frac{\bar{E}' - \bar{V}_{rg}}{jX_e} \right]^*$$

$$S_e = \frac{\bar{V}_{rg} \bar{E}'^* - V_{rg}^2}{-jX_e}$$

$$S_e = \frac{V_{rg} e^{j0} E' e^{-j\delta} - V_{rg}^2}{-jX_e}$$

$$S_e = \frac{V_{rg} E' [\cos(-\delta) + j \sin(-\delta)] - V_{rg}^2}{-jX_e}$$

$$S_e = \frac{V_{rg} E' \cos \delta - j V_{rg} E' \sin \delta - V_{rg}^2}{-jX_e}$$

$$S_e = \frac{j V_{rg} E' \cos \delta + V_{rg} E' \sin \delta - j V_{rg}^2}{X_e}$$

Par identification nous avons

$$P_e = \frac{E' V_{rg}}{X_e} \sin \delta \quad (2.29)$$

$$Q_e = \frac{E' V_{rg}}{X_e} \cos \delta - \frac{V_{rg}^2}{X_e} \quad (2.30)$$

L'étude de la stabilité du système consiste à déterminer le comportement de la machine en cas de court-circuit triphasé liée à la terre sur un terme tel que montré par la figure 2.9.

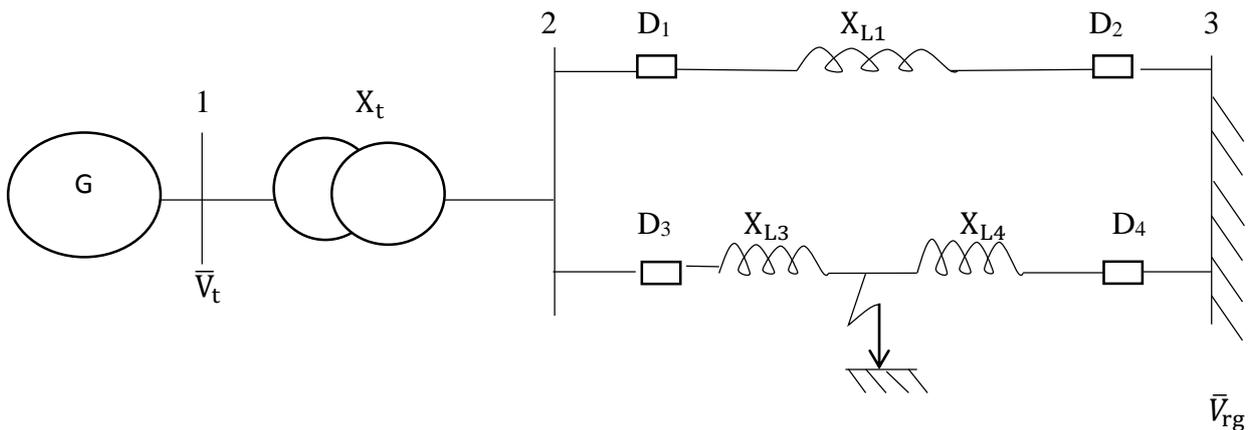


Figure 2.9 schéma montrant le court-circuit a la terre

L'élimination du défaut est provoquée par l'ouverture des disjoncteurs D_3 et D_4 qui restent ouverts après élimination du défaut. x_{L3} et x_{L4} sont les réactances de liaison par rapport à la localisation du défaut tels qu'indiqués sur la figure 2.9

Les puissances active et réactive absorbées par le réseau à puissance infinie doivent être déterminées avant, durant et après incident. Il s'agit donc de déterminer la réactance de liaison x_e entre \bar{E}' et \bar{V}_{rg} dans ces 3 états. X_{e1} , X_{e2} et X_{e3} sont les valeurs de la réactance de la liaison avant, durant et après incident respectivement.

2.14.1 Avant incident :

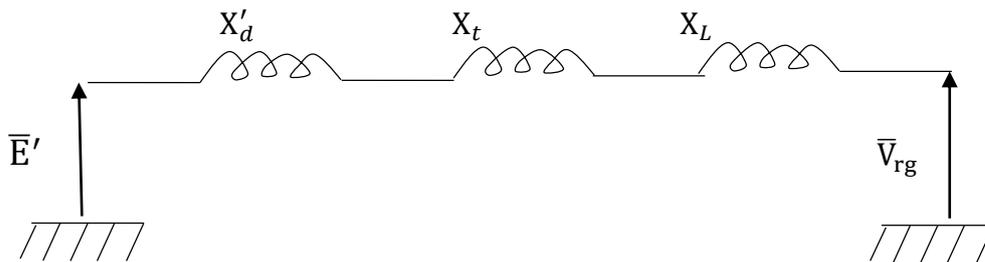


Figure 2.10 schéma équivalent de la réactance du système avant incident

$$X_L = \frac{X_{L1}X_{L2}}{X_{L1} + X_{L2}} = 0.2pu$$

$$P_e = \frac{E'V_{rg}}{X_{e1}} \sin \delta$$

$$Q_e = \frac{E'V_{rg}}{X_{e1}} \cos \delta - \frac{V_{rg}^2}{X_{e1}}$$

2.14.2 Durant incident :

Le schéma équivalent du réseau est :

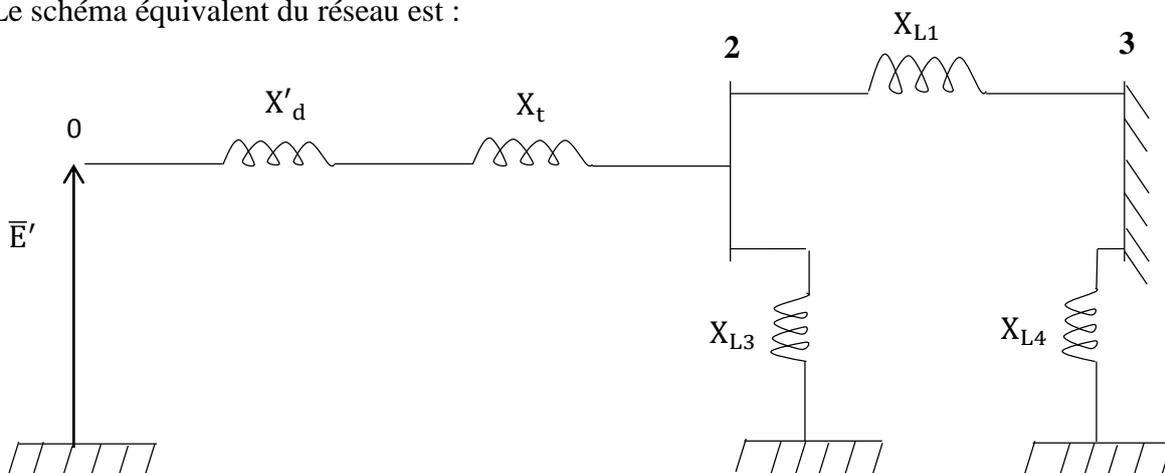


Figure 2.11 schéma équivalent du réseau durant incident

La liaison entre la f.e.m transitoire \bar{E}' et la tension du nœud à puissance infinie \bar{V}_{rg} est X_{e2}

Elle est telle que :

$$X_{e2} = \frac{[(X'_d + X_t)X_{L1} + X_{L1}X_{L3} + X_{L3}(X'_d + X_t)]}{X_{L3}} = 2.05 pu$$

d'où

$$P_e = \frac{E'V_{rg}}{X_{e2}} \sin \delta$$

$$Q_e = \frac{E'V_{rg}}{X_{e2}} \cos \delta - \frac{V_{rg}^2}{X_{e2}}$$

2.14.3 Après incident :

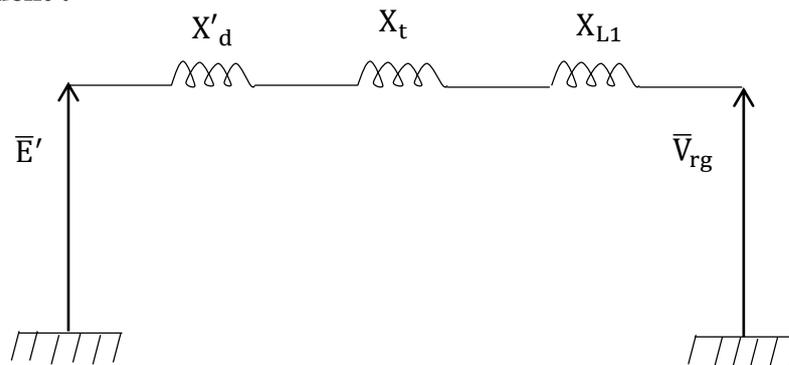


Figure 2.12 schéma équivalent de la réactance du système après incident

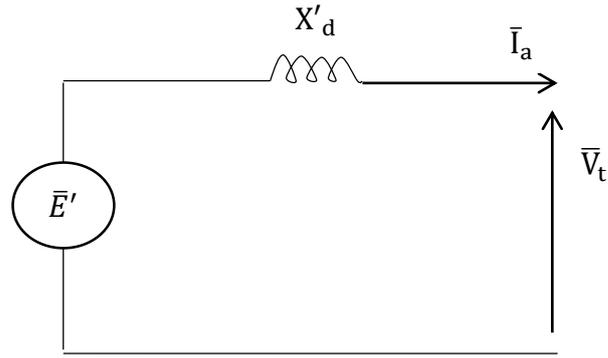
$$X_{e3} = X'_d + X_t + X_{L1} = 0.73$$

d'où

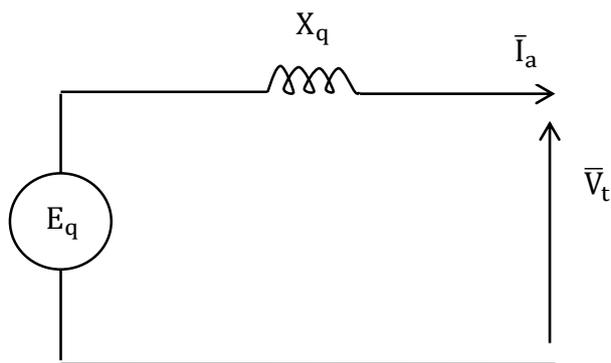
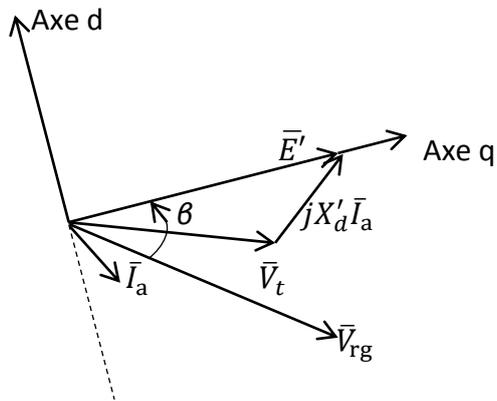
$$P_e = \frac{E'V_{rg}}{X_{e3}} \sin \delta$$

$$Q_e = \frac{E'V_{rg}}{X_{e3}} \cos \delta - \frac{V_{rg}^2}{X_{e3}}$$

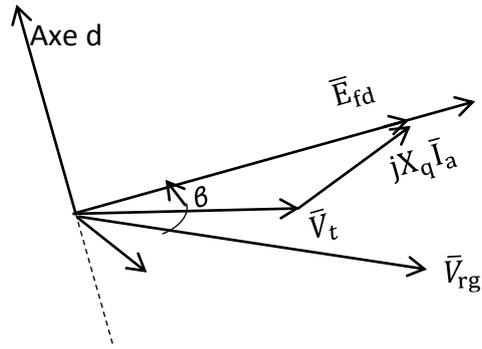
2.15 Représentation vectorielle des tensions



$$\bar{E}' = \bar{V}_t + jX'_d \bar{I}_a$$

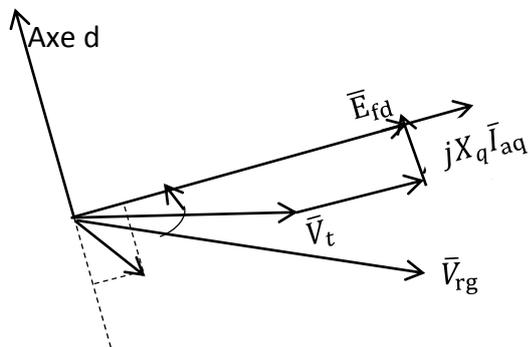


$$\bar{E}_q = \bar{V}_t + jX_q \bar{I}_a$$

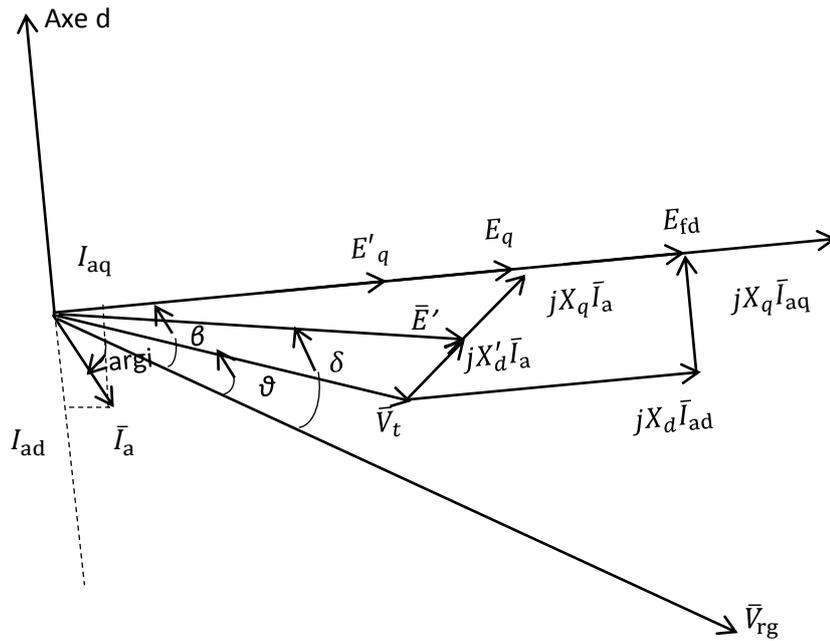


Le courant d'excitation crée un flux dirigé selon Dd. La f.e.m induite par ce flux est telle que :

$$\vec{E}_{fd} = \vec{V}_t + jX_d \bar{I}_{ad} + jX_q \bar{I}_{aq}$$



Le diagramme vectoriel de tension de notre système est décrit par la figure ci-dessous. On prend comme origine des phases la tension rigide du nœud à puissance infinie \vec{V}_{rg} .



β : l'argument de E_q

θ : l'argument de v_t

argi : l'argument de I_a

2.16 Détermination des conditions initiales du système avant incident

$$\bar{I}_a = \frac{S_e^*}{V_{rg}^*} = \frac{p_e - jq_e}{V_{rg}} = \frac{1 - j0.2}{1} = 1 - j0.2 pu$$

$$\bar{I}_a = 1.02 pu \angle -11.45^\circ$$

$$\bar{E}' = \bar{V}_{rg} + jX_{e1} \bar{I}_a = 1 + j0.53(1.0 - j0.2)$$

$$\bar{E}' = 1.11 + j0.53 = 1.23 pu \angle 25.53^\circ$$

$$\bar{V}_t = j(X_t + X_L) \bar{I}_a + \bar{V}_{rg} = j0.35 * (1.0 - j0.2) + 1.0$$

$$\bar{V}_t = 1.07 + j 0.35 = 1.125 pu \angle 0.32^\circ$$

Les grandeurs électriques dans le repère de Park sont déterminées par les relations suivantes :

$$\bar{I}_{adq} = \bar{I}_a e^{-j\beta}$$

$$\bar{V}_{dq} = \bar{V}_t e^{-j\beta}$$

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d^2 \delta}{dt^2} = P_m - P_e$$

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d\omega}{dt} = P_m - P_e$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega - \omega_s$$

$$T'_{d0} \frac{d\bar{E}'_q}{dt} = -E'_q + (X_d - X'_d)\bar{I}_{ad} + \bar{E}_{fd}$$

P_m : puissance mécanique d'entraînement

P_e : puissance électrique

\bar{E}'_q et \bar{E}'_d les composantes de \bar{E}' sur les axes q et d

2.17 Détermination de la localisation du défaut le plus contraignant

Les simulations sont effectuées pour un temps d'élimination du défaut. $t_e = 140\text{ms}$.

L'élimination du défaut se fait par ouverture des disjoncteurs D_3 et D_4 .

On examine le comportement du réseau pour 2 localisations : la première au point A du jeu de barres 2 avec $X_{L3} = 0.1 pu$ et la seconde au point B avec $X_{L3} = 0.3 pu$ tels que montrés par la figure 2.13.

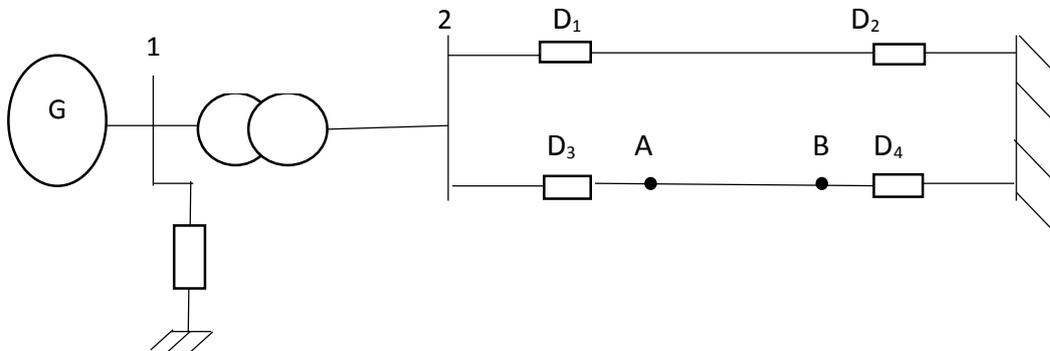
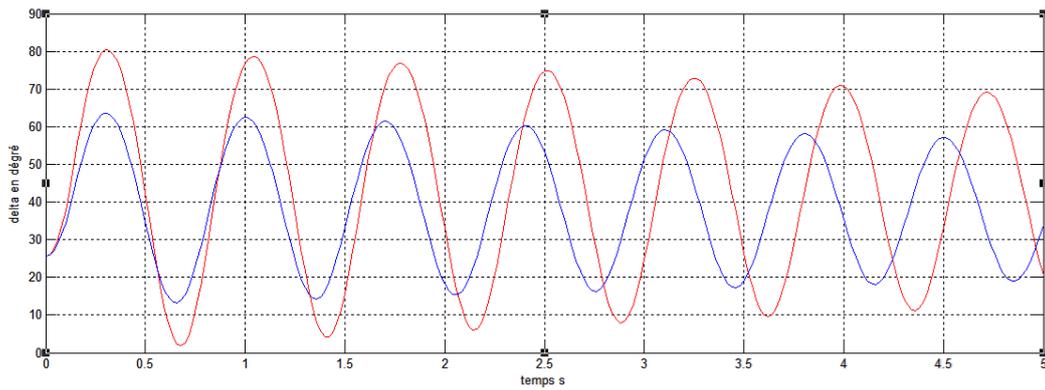
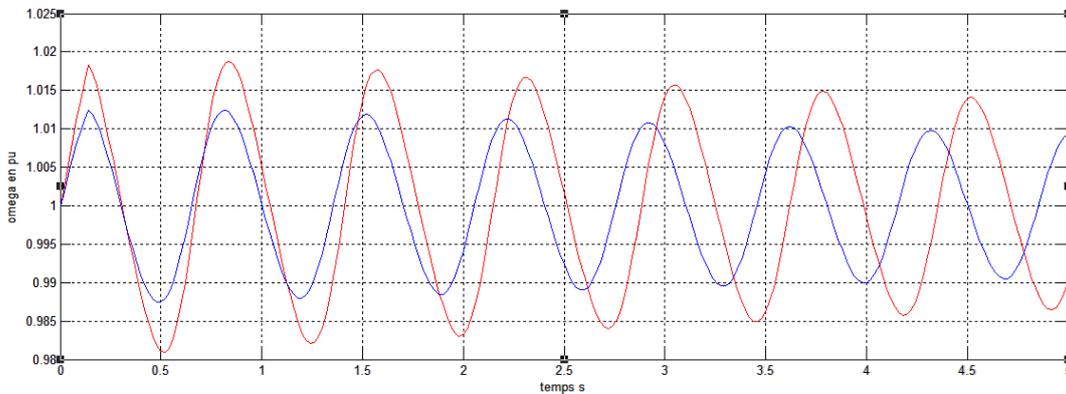


Figure 2.13 A et B localisation non simultanées du défaut

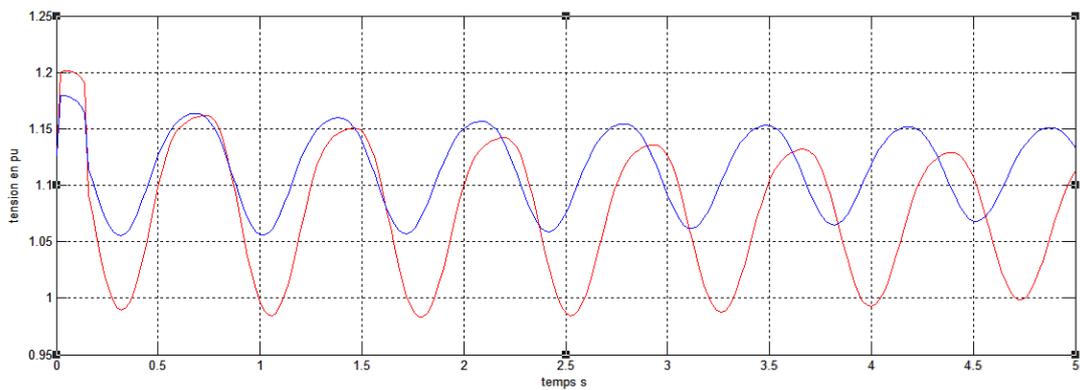
Les résultats de simulation obtenus sont montrés dans la figure 2.14



a) Variation de l'angle



b) Variation de la vitesse



c) Variation de la tension

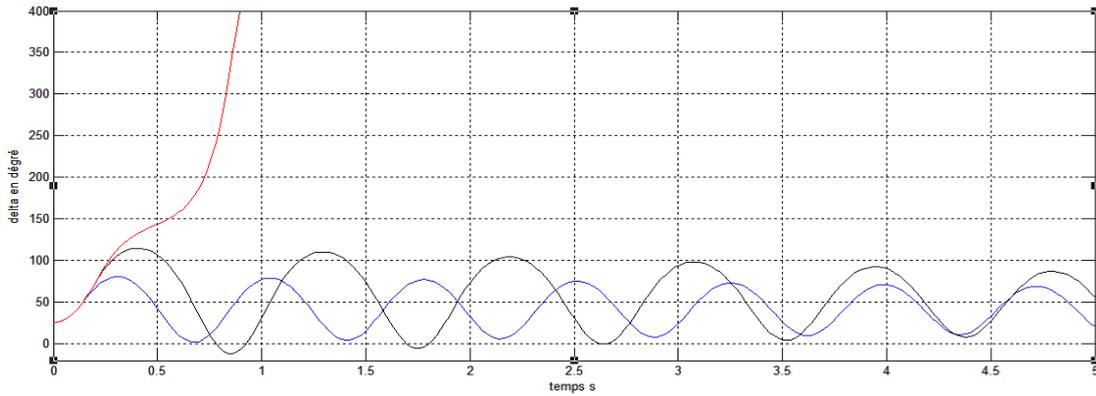
Figure 2.14

Les courbes en rouge et les courbes en bleu sont obtenues pour la localisation du défaut en A et B respectivement. Elles montrent clairement que la position la plus contraignante pour la machine est la position A (courbes en rouge) que ce soit pour l'angle (Figure 2.14.a), pour la pulsation (vitesse) (Figure 2.14.b) ou pour la tension (Figure 2.14.c).

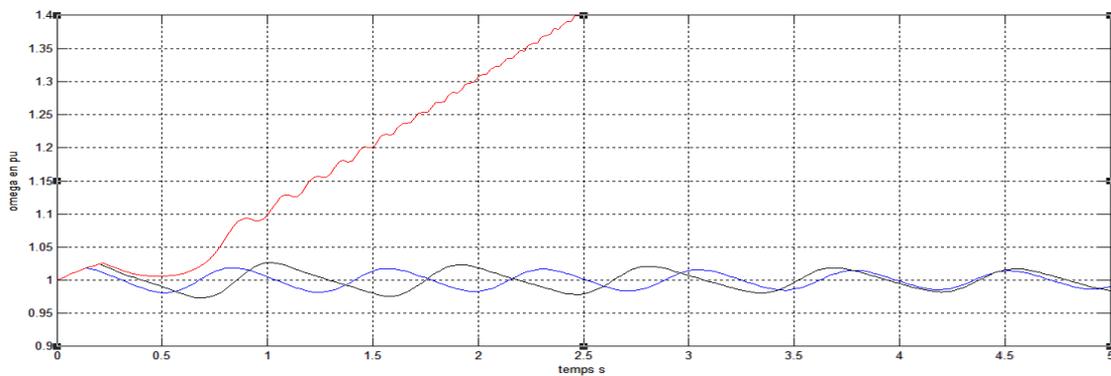
2.18 Détermination du temps critique d'élimination du défaut

Pour la position la plus contraignante du défaut (point A), on détermine quel est le temps critique d'élimination du défaut c'est-à-dire le temps pour lequel le système perd sa stabilité. Les résultats de la Figure 2.15 montre que pour $t_e = 200ms$ le système dévient instable.

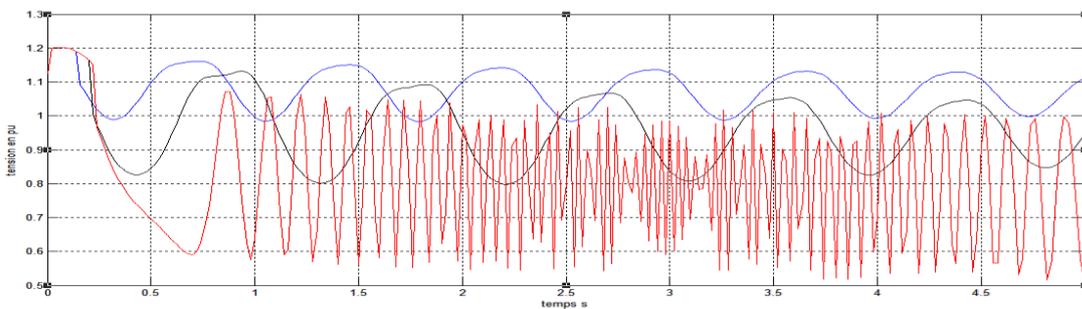
$$\left\{ \begin{array}{l} t_e = 140ms \text{ (en bleu)} \\ t_e = 199ms \text{ (en noir)} \\ t_e = 200ms \text{ (en rouge)} \end{array} \right.$$



a) Variation de l'angle



b) Variation de la vitesse



c) Variation de la tension

Figure 2.15

2.19 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons déterminé la position la plus contraignante d'un défaut pour notre réseau test et le temps critique de son élimination. Dans le chapitre suivant, nous verrons dans quelle mesure une régulation classique pourra stabiliser le système quand celui-ci en est équipé. L'étude sera menée pour t_e égal au temps critique d'élimination du défaut obtenu en l'absence de régulation c'est-à-dire pour $t_e = 200\text{ms}$.

Chapitre 3 : *Etude de la stabilité du système*

3.1 Introduction

La régulation des réseaux électriques est l'ensemble des moyens mis en œuvre (processus d'asservissement agissant sur un système dynamique) afin de maintenir proches de leurs valeurs de consigne les grandeurs de fréquence et de tension sur l'ensemble du réseau.

Dans ce chapitre, nous décrivons le fonctionnement de la régulation de fréquence et de tension de type conventionnelle. Nous examinons leur effet sur le réseau perturbé dans des conditions des contraintes décrites au chapitre précédent.

3.2 Différents types de réglage

3.2.1 Réglage en fréquence [10]

La figure 3.1 présente la structure générale du système électro-énergétique décrivant les différentes étapes de transformation d'une énergie primaire en énergie électrique.

Dans ce système, la régulation de fréquence a pour rôle de contrôler la vitesse de rotation de l'alternateur afin de la maintenir à la vitesse de synchronisme qui reflète l'équilibre entre la production et la consommation.

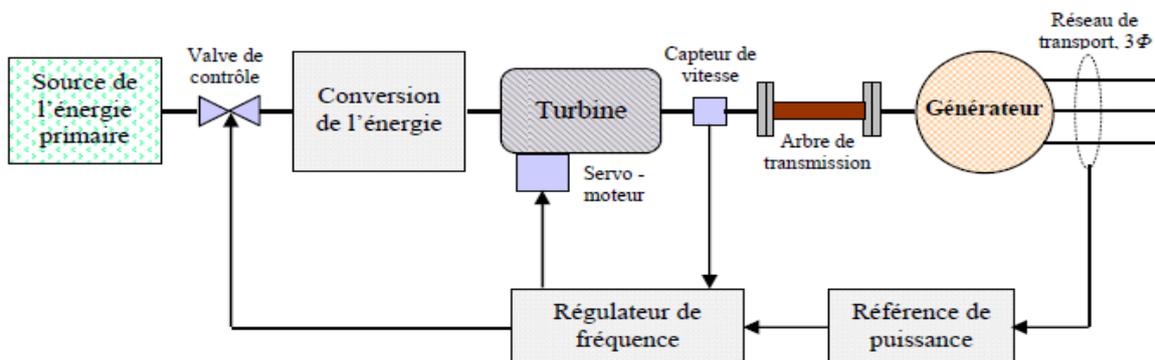


Figure 3.1 Structure générale d'un système électro-énergie [7]

La fréquence est une grandeur scalaire et son réglage est assuré en agissant sur des puissances actives à l'échelle globale (Corrélation Puissance active Fréquence P/f).

La fréquence d'un réseau interconnecté de transport est essentiellement la même en tout point du réseau. Elle est mesurée et contrôlée en temps réel avec précision afin de la maintenir dans une zone acceptable.

Le réglage de la fréquence répond à deux conditions :

- La satisfaction des usagers en maintenant la fréquence proche de sa valeur nominale ceci est nécessaire au bon fonctionnement des matériels électriques, conçus pour un fonctionnement sur une plage de fréquence donnée. De trop grandes excursions de fréquence sont inadmissibles pour certains matériels et peuvent conduire à des dysfonctionnements dans les installations des usagers.
- Garantir la sûreté de fonctionnement du système, afin d'éviter les écroulements de la fréquence. Qui est l'image directe du déséquilibre entre la production et la consommation. la fréquence augmente, lorsque le bilan production - consommation est excédentaire ; la fréquence diminue, lorsque le bilan production - consommation est déficitaire.

Face aux évolutions normales de la consommation et aux divers aléas rencontrés en exploitation (pertes de groupes de production ou de charge...), le maintien de l'équilibre production - consommation et le maintien d'une valeur satisfaisante de la fréquence nécessitent d'adapter en permanence le niveau de la production à celui de la consommation.

Pour réaliser cette adaptation du niveau de production, il faut disposer de réserves de puissance mobilisables soit par le biais d'automatismes (réglages primaire et secondaire), soit par l'action des opérateurs (réglage tertiaire).

Toute variation de fréquence reflète ainsi un déséquilibre entre production et consommation.

Afin de corriger rapidement tout écart de fréquence dans les grands réseaux électriques, chaque gestionnaire de réseau de transport met à disposition dans sa zone une réserve de puissance active (réserve tournante) qui est rapidement mobilisée en fonction des besoins nécessaires à l'équilibre.

Le réglage de la fréquence est réalisé à l'aide de 3 groupes d'actions distinctes qui se différencient par leurs temps de réponse respectif [10].

A la suite d'une perturbation, le régulateur de vitesse des machines agit sur les organes d'admission du fluide moteur afin de rétablir l'équilibre entre les puissances. La réserve de puissance permet d'assurer la correction de l'écart entre la fréquence de référence liée à la pulsation synchrone ω_s et la fréquence réelle liée à la pulsation rotorique ω . La puissance mécanique développée par la turbine est essentiellement fonction de la position des soupapes d'admission du fluide, elle-même sous le contrôle du régulateur de vitesse dont le schéma fonctionnel est celui de la figure 3.2 ci-dessous [3] :

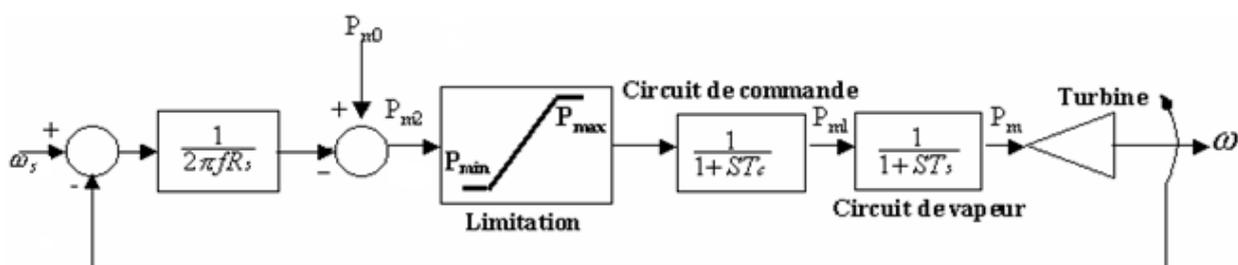


Figure 3.2 Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.

Où : R_s désigne le statisme.

P_{m0} désigne la puissance mécanique d'entraînement à l'équilibre.

T_c est le temps de réponse du circuit de commande.

T_s est le temps de réponse du circuit vapeur.

Le schéma fonctionnel de la figure 3.2 inclut une fonction de transfert décrivant le circuit de vapeur avec une constante du temps de réponse T_s et une fonction de transfert décrivant le circuit de commande avec une constante de temps T_c . Les équations différentielles reliant les variables d'entrée et de sortie de ces fonctions de transfert sont :

$$\frac{dP_m}{dt} = \frac{1}{T_s} (P_{m1} - P_m) \quad (3.1)$$

$$\frac{dP_{m1}}{dt} = \frac{1}{T_c} (P_{m2} - P_{m1}) \quad (3.2)$$

P_{m2} est telle que :

$$P_{m2} = P_{m0} - \frac{\omega_s - \omega}{2\pi f R_s} \quad (3.3)$$

et doit respecter les seuils du régulateur admis

$$P_{m2} = 0 \quad P_{m2} \leq 0$$

$$P_{m2} = P_{\max} \quad P_{m2} \geq P_{\max}$$

P_{\min} et P_{\max} sont la capacité minimale et maximale de la turbine

3.2.1.1 Réglage primaire [10]

Le réglage primaire de fréquence est indispensable à la sûreté du système électrique. En effet, face aux aléas et incidents tels que fluctuations rapides de la consommation et déclenchements de groupes de production, c'est le dispositif qui rétablit automatiquement et très rapidement l'équilibre production - consommation et maintient la fréquence à une valeur proche de la fréquence de référence.

Le réglage primaire permet de revenir à un équilibre production-consommation. C'est la composante du réglage dont le temps de réponse est le plus court : la moitié de la réserve primaire doit pouvoir être mobilisée en moins de 15 s et la totalité en moins de 30 s.

Le réglage primaire est mis en œuvre par l'action des régulateurs de vitesse des groupes de production qui agissent en général sur les organes d'admission du fluide moteur à la turbine lorsque la vitesse du groupe (image de la fréquence) s'écarte de la vitesse de consigne par suite d'un déséquilibre entre la production et la consommation de l'ensemble du réseau.

Cependant, le réglage primaire ne rétablit l'équilibre offre - demande que si on dispose d'une réserve de puissance - la réserve primaire - suffisante. La réserve primaire disponible est la somme des réserves primaires des groupes de l'ensemble du réseau.

En effet, chaque groupe de production participant au réglage de fréquence doit disposer d'une marge propre de puissance disponible qui s'appelle la réserve primaire. Par l'interconnexion des réseaux électriques, la réserve primaire totale correspond ainsi à la somme des réserves primaires de tous les groupes participant au réglage primaire de la fréquence.

Grâce à son régulateur de vitesse, un groupe de production adapte sa puissance en fonction de sa propre vitesse de rotation (et donc de la fréquence du réseau) : la part mobilisée de la réserve primaire est proportionnelle à l'écart entre la vitesse instantanée réelle (mesure) et la vitesse nominale (correspondant à la fréquence de consigne).

En influençant la production, le réglage primaire modifie également les transits sur les lignes d'interconnexion et affecte par conséquent les bilans respectifs des zones de réglage (réseaux régionaux ou nationaux).

3.2.1.2 Réglage secondaire

Ce réglage est mis en œuvre au niveau global de chaque zone en faisant appel à une puissance réglante secondaire mise à disposition par les groupes de production participant au réglage.

L'action du réglage primaire laisse subsister un écart de fréquence par rapport à la fréquence de consigne. Elle provoque également des écarts sur les échanges entre les régions du réseau interconnecté. En effet, tous les groupes des différentes régions participant au réglage primaire réagissent à la variation de fréquence commune, que la perturbation se produise sur le système électrique de la région ou en dehors de celle-ci.

Le réglage secondaire d'une zone de réglage a donc pour but :

- de solliciter essentiellement la réserve secondaire de la seule zone de réglage où est apparu ce déséquilibre ;
- de retrouver le programme d'échange initialement convenu entre la zone origine de la perturbation et l'ensemble des zones voisines auxquelles elle est interconnectée, et de ramener la fréquence du système synchrone à sa valeur de référence ; et ainsi, de restaurer l'intégralité de la réserve primaire engagée par l'ensemble des régions.

3.2.1.3 Réglage tertiaire

Le réglage tertiaire intervient lorsque l'énergie réglante secondaire disponible est insuffisante. Contrairement aux réglages primaire et secondaire qui sont des automatismes, l'action du tertiaire est mise en œuvre manuellement. Elle se fonde sur un ensemble de contrats avec les producteurs plus ou moins contraignants en temps de réponse et en puissance requise. Le réglage tertiaire fait appel au mécanisme d'ajustement. La réserve tertiaire sert non seulement à pallier un éventuel déficit de réserve secondaire en cas d'accroissement rapide de l'écart entre production et consommation, mais également à rééquilibrer le système en cas d'accroissement

lent de l'écart entre production et consommation. La mobilisation de cette réserve n'est pas automatique contrairement au réglage primaire et secondaire, elle se fait par appel téléphonique depuis les centres de conduite des réseaux vers les installations de production.

3.2.2 Réglage de tension

La régulation de tension consiste à détecter l'écart entre la valeur réelle de la tension V_t aux bornes de la machine et une valeur de consigne ou de référence V_{ref} et construire une chaîne d'action sur la tension d'excitation E_{fd} .

La figure 3.2 décrit une structure générale d'un système de régulation de tension (AVR : Automatic Voltage Régulation) qui agit sur le courant d'excitation de la machine pour régler le flux magnétique et agir par conséquent sur la tension aux bornes de la machine afin de la régler aux valeurs souhaitées.

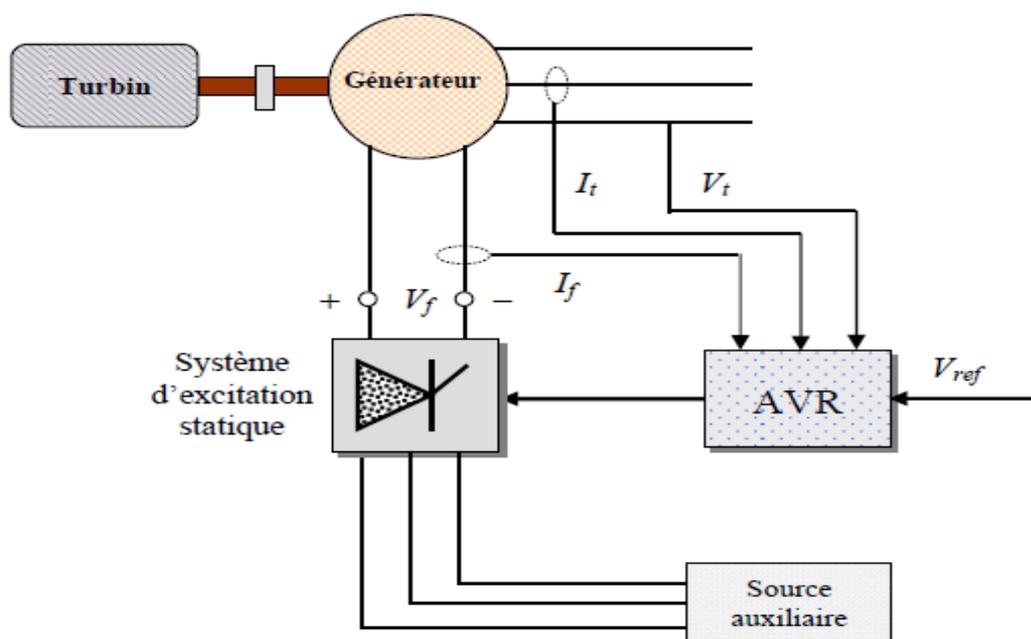


Figure 3.3 Structure générale d'un système de régulation [7]

Le système d'excitation est un système auxiliaire qui alimente les enroulements d'excitation de la machine synchrone afin que cette dernière puisse fournir le niveau de puissance demandé. En régime permanent, ce système fournit une tension et un courant continu mais il doit être capable également de faire varier rapidement la tension d'excitation en cas de perturbation sur le réseau.

Trois types de système d'excitation peuvent être utilisés :

- Les systèmes d'excitation à courant continu qui utilisent une génératrice à courant continu avec collecteur comme source de puissance du système d'excitation.
- Les systèmes d'excitation à courant alternatif qui utilisent un alternateur et des redresseurs statiques ou tournants pour produire le courant continu nécessaire dans l'enroulement d'excitation de la machine synchrone.
- Les systèmes d'excitation statiques dont le courant d'excitation est fourni par un redresseur commandé.

La régulation de tension consiste à détecter l'écart entre la valeur réelle de la tension V_t aux bornes de la machine et une valeur de consigne ou de référence V_{ref} et construire une chaîne d'action sur la tension d'excitation E_{fd} .

Le schéma de la figure 3.4 représente un régulateur de tension type IEEE1 et indique la configuration de chaînes tenant compte des systèmes de stabilisation et de saturation. La fonction saturation est de la forme [3] :

$$S_e = A_{ex} e^{B_{ex} E_{fd}} \quad (3.4)$$

A_{ex} et B_{ex} sont des constantes.

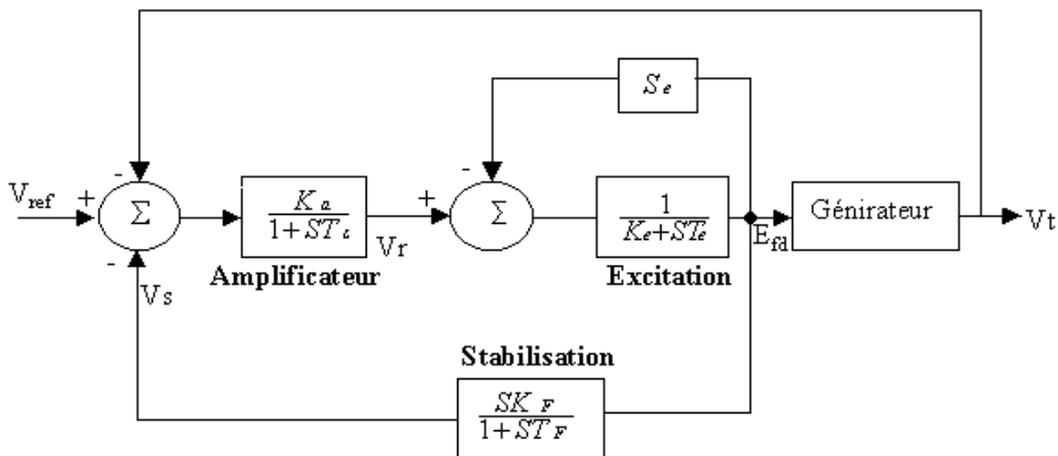


Figure 3.4 Schéma fonctionnel de la régulation de tension type IEEE1

Les équations différentielles liées à ce type de régulation s'écrivent :

$$\frac{dV_r}{dt} = -\frac{1}{T_a}(V_r + K_a(V_s + V_t - V_{ref})) \quad (3.5)$$

$$\frac{dV_s}{dt} = \frac{K_f}{T_f T_e} V_r - \frac{K_f(S_e + K_e)}{T_f T_e} E_{fd} - \frac{1}{T_f} V_s \quad (3.6)$$

$$\frac{dE_{fd}}{dt} = \frac{1}{T_e} V_r - \frac{S_e + K_e}{T_e} E_{fd} \quad (3.7)$$

La tension est une grandeur vectorielle (une valeur en chaque point de connexion des lignes) et son réglage est assuré en agissant sur la puissance réactive à l'échelle locale : corrélation Puissance réactive Tension Q/V

Le réglage de tension peut aussi se faire en insérant des bobines dans le réseau électrique ou des batteries de condensateurs ou en les débranchant suivant le cas : chute de tension ou élévation de tension, sachant qu'un réseau électrique chargé engendre une baisse de tension et qu'un réseau à vide engendre une surtension. Il existe aussi d'autres moyens de réglage tels que les plots des autotransformateurs

Les raisons d'assurer une stabilité en tension sont assez similaires à celles de la stabilité en fréquence. Une tension trop haute provoque la destruction du matériel. À puissance égale, une tension trop basse induit un courant plus élevé, donc des pertes par effet Joule plus importantes auxquelles s'ajoutent des risques de surintensité et de destruction du matériel. Sur- et sous-tension peuvent aussi provoquer des problèmes de fonctionnement de l'équipement raccordé au réseau.

À l'une de ses extrémités, la tension d'une ligne d'un réseau s'écarte de sa valeur nominale suivant les facteurs de puissance aux points de couplage. La différence de tension entre les extrémités est fonction de la puissance apparente transportée par la ligne.

La puissance réactive fournie ou absorbée par l'alternateur est de la forme ci-dessous :

$$Q_G = \frac{EV}{X_d} \cos \delta - \frac{V^2}{X_d} \quad (3.8)$$

E : f.e.m derrière la réactance synchrone

V : tension aux bornes de l'alternateur

X_d : réactance directe de l'alternateur

δ : l'angle de charge

3.2.2.1 Etat surexcité

Q_G est fourni par l'alternateur donc $Q_G > 0$ donc $E \cos \delta > V$. Le générateur produit donc de la puissance réactive et fonctionne comme une capacité en parallèle du point de vue réseau. Ceci est obtenu pour des E élevés donc à forte excitation. On dit que la machine est surexcitée (figure 3.5).

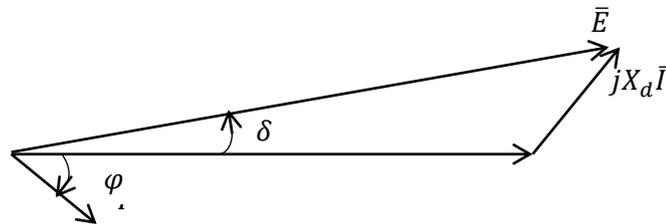


Figure 3.5 Diagramme vectoriel de la machine surexcitée

3.2.2.2 Etat sous-excité

L'alternateur absorbe de la puissance réactive donc $Q_G < 0$ donc $E \cos \delta < V$. Le générateur consomme la puissance réactive et se comporte comme une inductance en parallèle du point de vue réseau (figure 3.6).

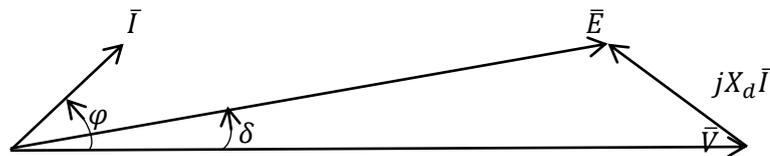


Figure 3.6 Diagramme vectoriel de la machine sous-excité

3.2.2.3 Réglage primaire [8]

Le régulateur primaire de tension d'un alternateur fixe automatiquement la puissance réactive fournie en fonction de la tension. Il s'agit d'une régulation locale.

3.2.2.4 Réglage secondaire

Le réglage secondaire de tension est un réglage national. Divers *points pilotes* sont retenus et chacun constitue une référence pour la tension dans une sous-région. Ces tensions sont mesurées en continu et transmises par le dispatching national. Tant qu'elles s'écartent modérément des valeurs de consigne dans des plages prédéterminées, la situation globale est jugée normale.

3.2.2.5 Réglage tertiaire

Ce réglage s'effectue manuellement et les opérations sont ordonnées par le dispatching : elles permettent d'assurer le maintien et/ou le rétablissement du plan de tension. Une bonne connaissance du réseau, de son état de charge, et des effets attendus par les interventions possibles est nécessaire afin prendre des décisions pertinentes. L'expérience des dispatchers de réseau est ici prépondérante.

3.3 Système étudié

Le réseau test est soumis à un défaut localisé au point A (figure 3.7) et éliminé au bout de 200ms : temps critique déterminé au chapitre 2.

Nous introduisons une régulation conventionnelle de tension et de vitesse afin de voir dans quel mesure ce type de régulation peut assurer la stabilité du système dans les conditions des contraintes décrites (temps critiques d'élimination de défaut et localisations)

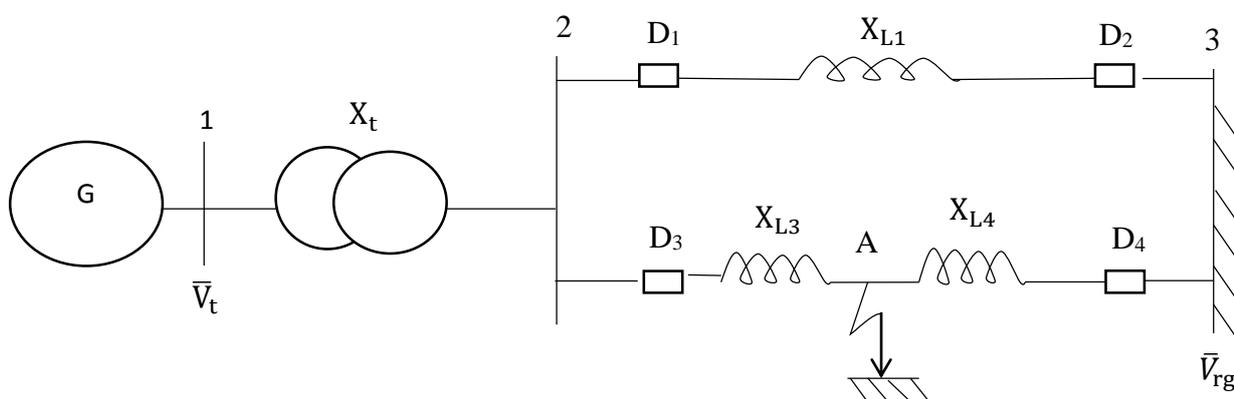


Figure 3.7

✓ Paramètres du générateur :

$$X_d = 1.31 pu ; X'_d = 0.18 pu ; X_q = 1.26 pu ; X'_q = 0.25 pu ;$$

$$T'_{d0} = 6 s ; H = 2.5 s ; P_e = 1 pu ; Q_e = 0.2 pu$$

✓ Paramètres du transformateur

$$X_t = 0.15 pu;$$

✓ Paramètres des lignes

$$X_{L1} = 0.4 pu; X_{L3} = 0.1 pu; X_{L4} = 0.3 pu;$$

Les structures de régulation de tension et de vitesse retenues sont celles données par les figures 3.8 et 3.9 respectivement

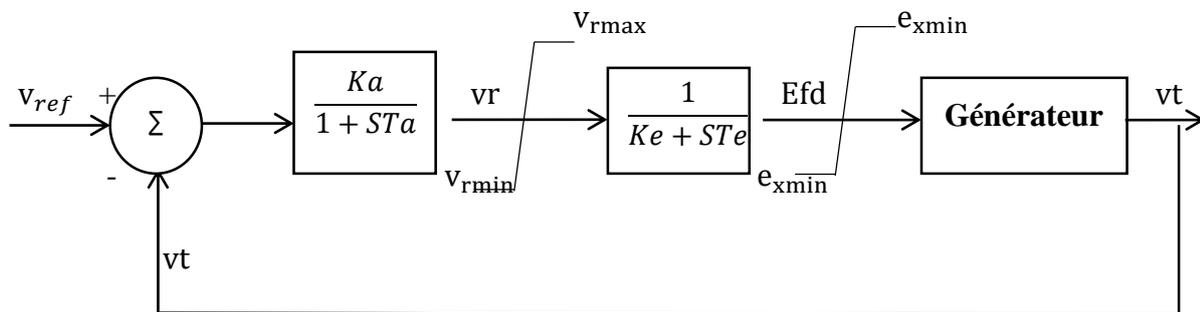


Figure 3.8 Schéma fonctionnel de la régulation de tension

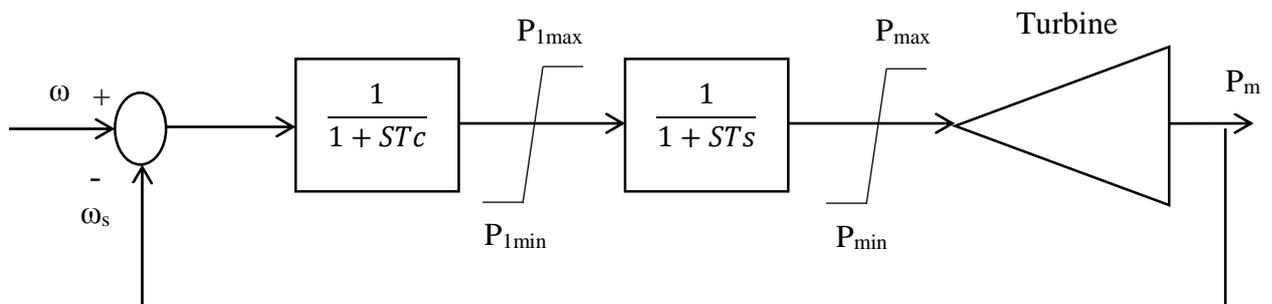


Figure 3.9 Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.

✓ Paramètres de la régulation de tension

$$V_{ref} = 1.125 \text{ pu ;}$$

$$K_a = 25 ; T_a = 0.3 ;$$

$$K_e = -0.17 ; T_e = 0.65 ;$$

$$V_{rmin} = -4.5, V_{rmax} = 4.5 ;$$

$$e_{xmin} = -3.5 ; e_{xmax} = 3.5$$

✓ Paramètres de la régulation de vitesse

$$\omega_{ref} = 1 \text{ pu ;}$$

$$T_c = 0.05 \text{ s ; } T_s = 0.06 \text{ s ;}$$

$$P_{min} = 0.0 \text{ pu ; } P_{max} = 2 \text{ pu ;}$$

Le système est régi par les équations ci-dessous

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega - \omega_s \quad (3.9)$$

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d\omega}{dt} = P_m - P_e \quad (3.10)$$

$$\frac{dE'_q}{dt} = \frac{[E_{fd} - E'_q - (X_d - X'_d)I_d]}{T'_{d0}} \quad (3.11)$$

$$\frac{dV_r}{dt} = \frac{1}{T_a} [(V_{ref} - V)K_a - V_r] \quad (3.12)$$

$$\frac{dE_{fd}}{dt} = \frac{1}{T_e} (V_r - E_{fd}K_e) \quad (3.13)$$

$$\frac{dP_{m1}}{dt} = \frac{1}{T_c} (\omega_s - \omega - P_{m1}) \quad (3.14)$$

$$\frac{dP_m}{dt} = \frac{1}{T_s} (P_{m1} - P_m) \quad (3.15)$$

3.4 Simulations et résultats

Les résultats des simulations obtenus sont montrés par la figure 3.10. Les courbes en bleu décrivent les résultats obtenus quand le système est régulé et les courbes en rouge quand le système n'est pas régulé. Les courbes en bleu montrent clairement l'action bénéfique de la

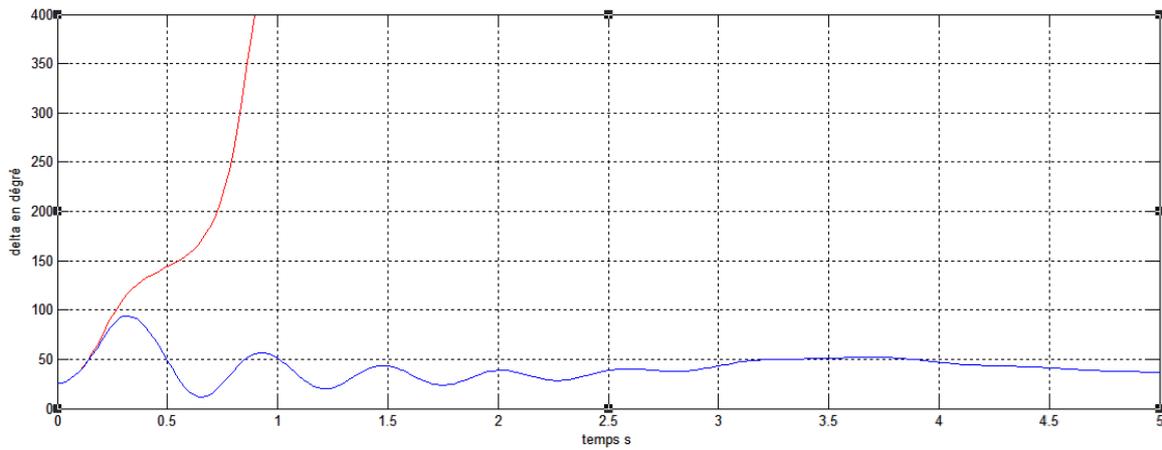
régulation sur le système. Aussi bien l'angle (figure 3.10.a), que la vitesse (figure 3.10.b), que la tension (figure 3.10.c) sont stabilisés.

Court-circuit en A et $t_e = 200\text{ms}$

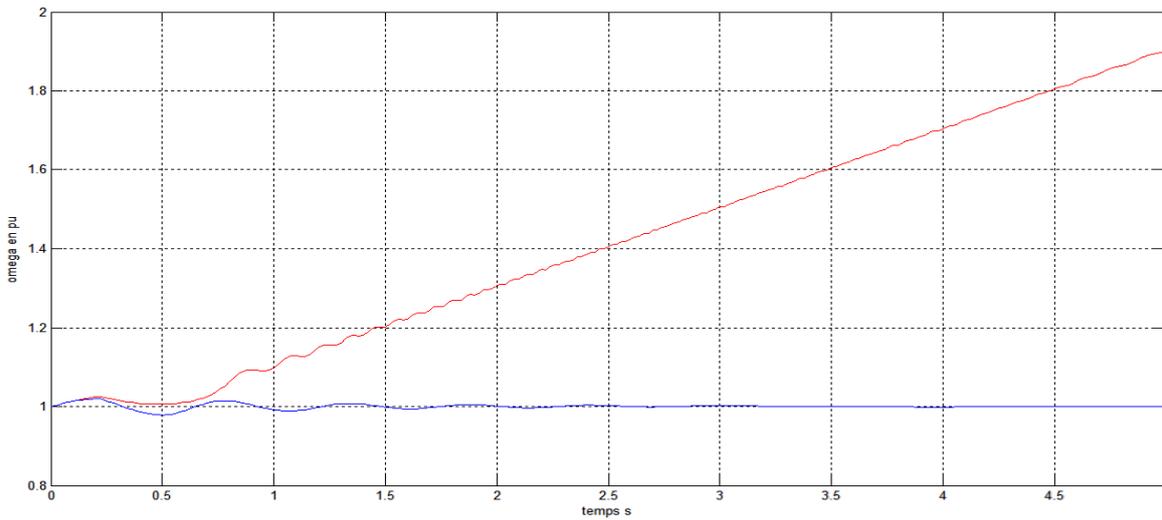
Paramètres de la régulation :

Pour la régulation de vitesse $T_c=0.05\text{s}$ et $T_s=0.06\text{s}$

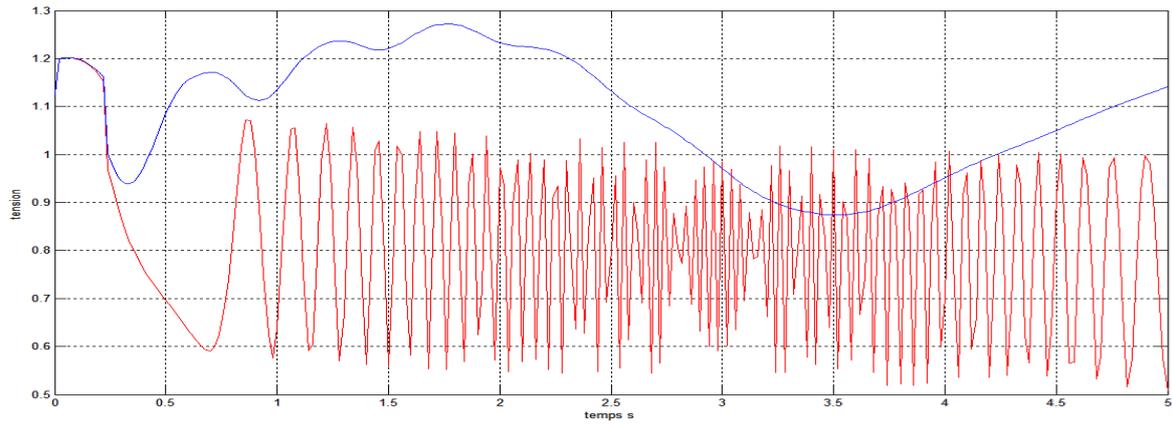
Pour la régulation de tension $K_a=25$, $K_e=-0.17$, $T_a= 0.3\text{s}$ et $T_e=0.65\text{s}$



a) Variation de l'angle



b) Variation de la vitesse



c) Variation de la tension

Figure 3.10

3.5 Conclusion

Nous observons que la régulation conventionnelle arrive à stabiliser le système dans des conditions de contrainte assez sévères telles que la proximité du défaut ou le temps assez long d'élimination du défaut (temps critique).

*Chapitre 4 : Evaluation des
performances du SMES*

4.1 Introduction

Les stockages de type électrique classique : batteries, condensateurs et bobines n'ont pas une capacité suffisante. Cette situation a quelque peu évolué avec les supraconducteurs. L'absence de résistance permet d'augmenter le courant continu dans une bobine de manière très importante. L'énergie magnétique emmagasinée peut alors devenir intéressante et du même ordre de grandeur que l'énergie cinétique des groupes tournants.

Une bobine de stockage supraconductrice SMES (Superconducting Magnetic Energy Storage) : associée à un convertisseur permet donc un échange de puissance entre la bobine et le réseau, le temps de réponse n'étant limité que par le type de convertisseur associé à la bobine.

Dans ce chapitre, nous donnons la description et le principe de fonctionnement d'un tel dispositif permettant la stabilisation d'un réseau électrique.

Nous étudions aussi le comportement du réseau dans le cas de grandes perturbations et évaluons l'apport du SMES. Nous considérons, comme dans le deuxième chapitre, que le réseau est soumis à un court-circuit sur la ligne 2 et éliminé au bout de 200ms par l'ouverture de la ligne par le biais des disjoncteurs.

Nous évaluerons la performance du SMES en le comparant à la régulation classique.

4.2 Historique

Une bobine supraconductrice peut être utilisée comme une réserve d'énergie sous forme électromagnétique pour fournir la puissance aux heures de pointe et réduire les capacités de production dans les grands réseaux ou pour constituer des sources impulsionnelles d'énergie à usages spécifiques souvent militaires (arme à énergie dirigée, lanceur d'engins).

Malgré un rendement élevé, une densité d'énergie importante et un temps de réponse extrêmement rapide comparé aux autres systèmes de stockage, une expérimentation à échelle significative (10GWh) se heurte au gigantisme des bobines (diamètre 2km) dont seules des parois rocheuses en sous-sol peuvent supporter leurs contraintes mécaniques. Un dimensionnement réduit de la bobine rendant le système faisable, permet cependant des applications autres que le stockage comme réserve tournante, telle que les alimentations sans interruptions et le réglage de la stabilité des réseaux électriques [11]

L'intérêt porté au SMES a commencé dans les années 1970 à l'Université du Wisconsin aux Etats Unis d'Amérique (USA). Le premier SMES était étudié comme réserve d'énergie dans le

but de moduler la charge. Il avait une capacité de stockage de plus de 5000MWh avec un diamètre de 1km. En 1972 à Los Alamos National Laboratory, il y a eu des travaux d'expérimentation pour étudier la faisabilité de l'application des SMES dans les réseaux électriques. Ce n'est qu'en 1983 que le premier SMES a vu le jour avec la réalisation d'une installation de 30MJ (Tacoma, Washington) par la compagnie d'électricité Bonneville Power Administration. Le dispositif a été testé sur un réseau 500kV durant une année où plus d'un million de cycles charge/décharge ont été effectués avec succès. Cela a montré l'efficacité du dispositif SMES dans la stabilisation des réseaux électriques et a ouvert la voie de la recherche dans ce sens [12].

4.3 Caractéristiques de la supraconductivité

La supraconductivité est un état remarquable dans lequel certains matériaux appelés supraconducteurs perdent leur résistance électrique lorsqu'ils sont maintenus à des températures suffisamment basses, autrement dit c'est la propriété spécifique de certains matériaux à présenter une absence de résistivité électrique mesurable au-dessous d'une certaine température critique.

En 1911, le physicien hollandais Heike Kammerling ONNES [13] découvre par hasard le phénomène sur le mercure à la température de l'hélium liquide 4,2° K. La figure 4.1 montre la caractéristique des courbes de résistivité en fonction de la température.

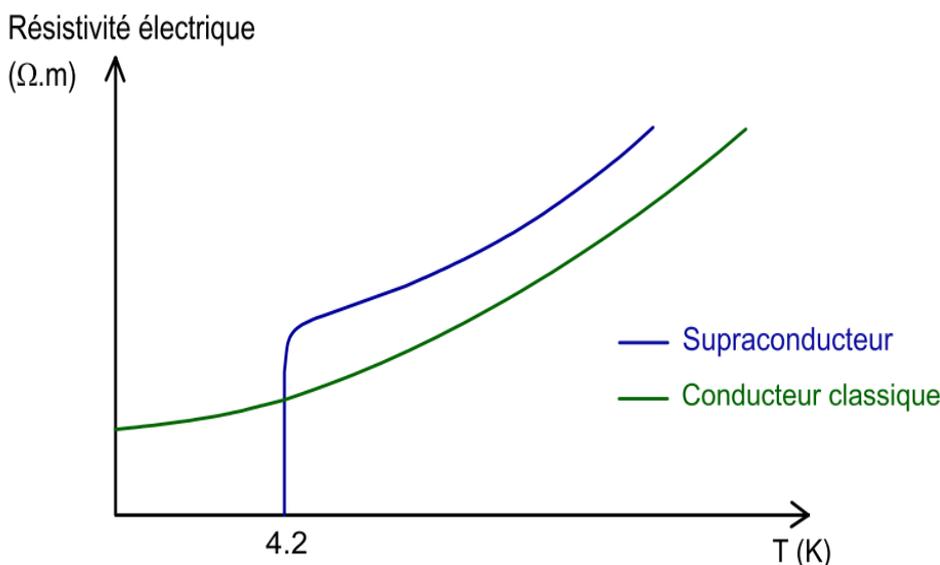


Figure 4.1 Allure caractéristique des courbes de résistivité en fonction de la température

En 1986, la température critique passe de 34° à 92°K en moins d'un an, ce qui permet pour la première fois l'utilisation de l'azote liquide comme fluide réfrigérant. On appelle les nouveaux matériaux des supraconducteurs à haute température critique (HTS : High Temperature

Superconductors), par rapport aux supraconducteurs à basse température critique (LTS : Low Temperature Superconductors).

Diverses théories tentent d'expliquer le phénomène de la supraconductivité. La théorie élaborée par les physiciens J. Bardeen, L. Cooper et R. Schrieffer en 1957, et qui se limite aux LTS, leur vaudra le prix Nobel de Physique en 1972 [14].

4.3.1 Grandeurs caractéristiques

La supraconductivité n'apparaît qu'en dessous d'une certaine température dite critique. Celle-ci n'est pas la seule grandeur critique. Il existe deux autres grandeurs critiques délimitant l'état supraconducteur : la densité de courant et le champ magnétique.

La température critique T_c est une grandeur propre au matériau. C'est la valeur en dessous de laquelle, la supraconductivité dans le matériau apparaît. Pour les supraconducteurs à haute température critique, cette valeur est environ de 100°K .

La densité de courant J dépend de nombreux paramètres, notamment du procédé d'élaboration. Elle doit être inférieure à une valeur critique J_c qui dépend de la température et de l'induction magnétique.

Le champ H est une grandeur intrinsèque au matériau. Au-delà d'une valeur du champ H_c appelée champ magnétique critique, la supraconductivité disparaît et le matériau retrouve un état normal.

Ces trois grandeurs (T_c , J_c et H_c) délimitent une surface critique au-delà de laquelle le matériau perd sa nature supraconductrice.

La supraconductivité ne se manifeste que lorsque $T < T_c$, $H < H_c$ et $J < J_c$. La figure 4.2 montre la surface délimitant la supraconductivité.

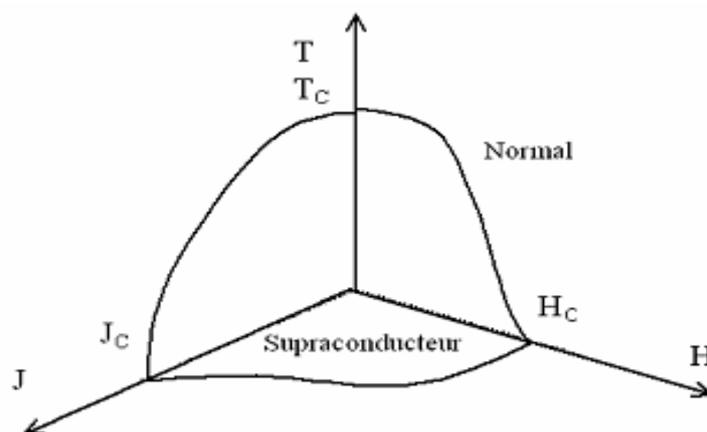


Figure. 4.2 Surface critique délimitant l'état supraconducteur

4.3.2 Classification des supraconducteurs

Les supraconducteurs présentent, sous un champ magnétique, principalement deux comportements qui définissent deux types de supraconductivité.

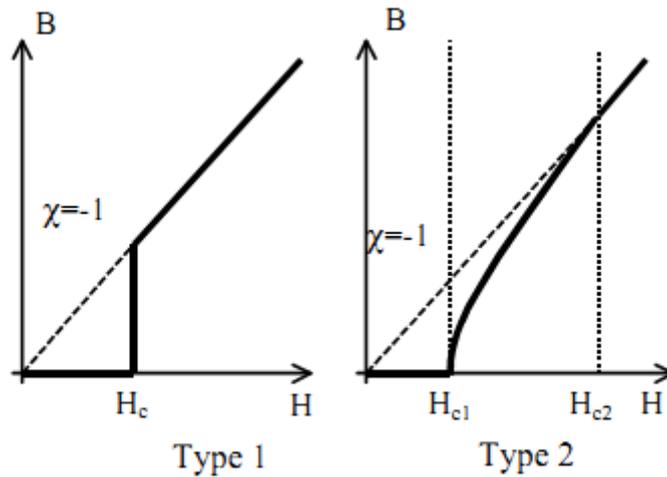


Figure 4.3 Induction en fonction du champ magnétique des 2 types de supraconducteur.

4.3.2.1 Supraconducteurs de type I

Les supraconducteurs sont appelés supraconducteurs de type I lorsqu'ils nécessitent une température extrêmement basse pour devenir supraconducteurs et ils ne comportent que les deux états, supraconducteur et normal. Ce type de supraconducteur est caractérisé par un seul champ critique H_c et leur diamagnétisme est parfait. Lorsqu'ils sont soumis à un champ magnétique extérieur appliqué $H < H_c$, l'induction magnétique B à l'intérieur du matériau est quasiment nulle si $T > T_c$ ou si $H > H_c$ alors le matériau retrouve l'état normal. En réalité, la faible valeur du champ magnétique critique de ce type de supraconducteur rend leur utilisation en électrotechnique difficile.

4.3.2.2 Supraconducteurs de type II

Ces supraconducteurs possèdent deux champs magnétiques critiques H_{c1} et H_{c2} avec le second qui est nettement plus élevé que le premier. Ils sont considérés comme supraconducteurs lorsque nous leur appliquons un champ magnétique $H < H_{c2}$. L'induction magnétique critique, qui est égale à $B_{c2} = \mu_0 \cdot H_{c2}$ (dès que $H \gg H_{c1}$), peut atteindre plusieurs teslas dans les oxydes supraconducteurs c'est la raison pour laquelle ces derniers sont les plus utilisés dans la pratique. En dessous de H_{c1} , le comportement est analogue à celui des supraconducteurs de type I, l'induction magnétique est quasiment nulle. Pour des champs compris entre les deux valeurs critiques, le diamagnétisme n'est pas parfait et l'écrantage est partiel. Le supraconducteur se trouve dans l'état mixte [12].

4.3.3 Supraconducteurs à basse et haute température critique

4.3.3.1 Supraconducteurs à basse température critique LTC (LTS)

Les conducteurs supraconducteurs les plus largement utilisés sont les supraconducteurs à basse température critique. Ce sont des composés à base de niobium Nb qui sont refroidis à la température de l'hélium liquide.

Le plus commun est le NbTi qui a une température critique d'environ 9°K. Le NbTi présente des caractéristiques mécaniques qui permettent de le mettre en forme avec des moyens d'extrusion et d'étirage classique. Il est utilisé pour des champs magnétiques de 2 à 11 T.

Le second supraconducteur utilisable en grandes longueurs est le Nb₃Sn qui a une température critique d'environ 18°K. Sa principale limitation est sa difficulté de mise en œuvre, due à sa fragilité et la sensibilité de ses performances à la déformation. En revanche, ses performances restent intéressantes dans des champs magnétiques importants de 10 à 22 T.

4.3.3.2 Supraconducteurs à haute température critique HTC (HTS)

En 1986, G. BEDNORZ et K. A. MULLER [11] ont découvert le premier matériau supraconducteur à haute température critique, celle-ci était de 30°K. A partir de cette découverte, la valeur de la température critique a été sans cesse augmentée et aujourd'hui elle atteint 133°K à la pression ambiante (160°K sous pression) [12]. Cette haute température critique nous permet d'utiliser les supraconducteurs à la température de l'azote liquide et permet d'envisager des applications à cette température en électrotechnique.

Du point de vue de la structure, les supraconducteurs à haute température critique typiques sont des oxydes de type céramiques. Notons que tous ces supraconducteurs sont des matériaux de type II. Dans cette catégorie de supraconducteurs, les cuprites de bismuth BiSrCaCuO sont de première génération et l'Yttrium YBaCuO est de deuxième génération.

Un intérêt primordial de travailler à des températures élevées est la diminution du coût de refroidissement, appelé aussi coût de la cryogénie.

4.3.4 Méthodes de caractérisation des supraconducteurs [12]

La détermination des caractéristiques du matériau supraconducteur peut être réalisée soit par la méthode électrique (méthode directe) soit à l'aide de la méthode magnétique (méthode indirecte).

4.3.4.1 Méthode électrique

La méthode des caractéristiques du matériau supraconducteur est souvent effectuée par la technique de quatre points dans laquelle le courant I est injecté dans l'échantillon et la mesure de

la tension U aux bornes de l'échantillon est faite. C'est pour cette raison qu'on parle de méthode directe. Cette mesure nous permet de déterminer la caractéristique $U(I)$ du matériau.

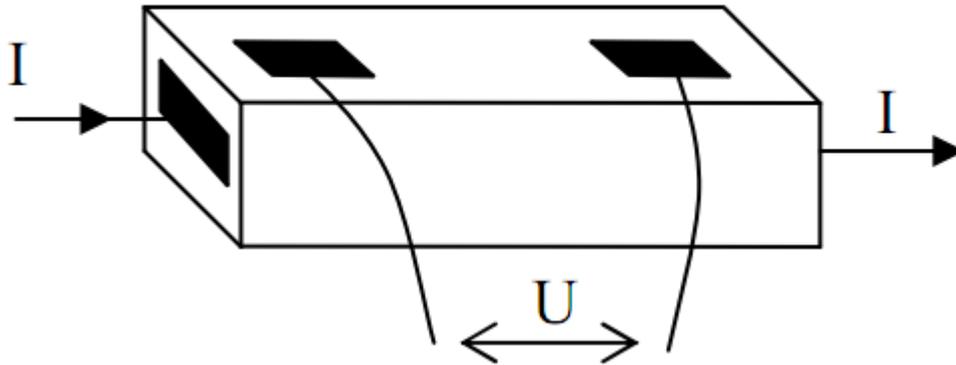


Figure 4.4 Schéma technique de la méthode 4 points utilisée dans la méthode électrique.

Cette mesure d' $U(I)$ permet la détermination de la densité de courant critique J_C . En raison de la simplicité apparente de cette méthode, cette mesure de J_C des supraconducteurs à haute température critique est valable et très utilisée. Un des problèmes de cette méthode provient de la caractéristique non linéaire $E(J)$ des supraconducteurs HT_C .

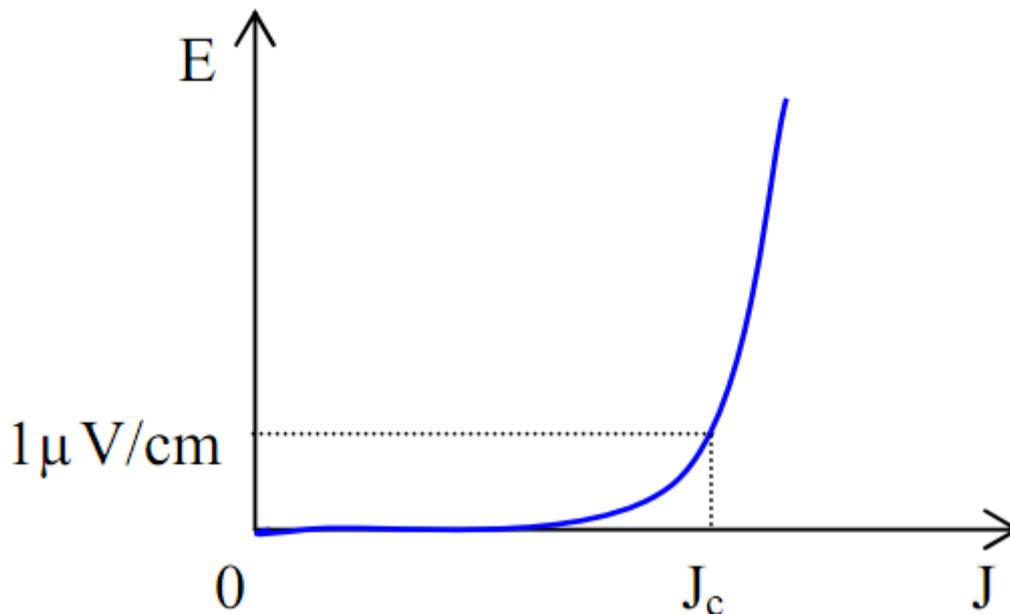


Figure 4.5 Caractéristique $E(J)$ mesurée d'un échantillon supraconducteur HT_C

En effet, la valeur du courant critique I_C dépend d'un critère de mesure de la tension critique U_C aux bornes de l'échantillon. Nous considérons que le courant se répartit uniformément dans tout

le matériau pour obtenir alors la relation simple entre le courant et la densité de courant : $I = J.S$ où S est la section de l'échantillon donc $I_C = J_C . S$. D'autre part nous supposons que le champ électrique ne comporte qu'une composante le long de l'axe de l'échantillon pour avoir une relation simplifiée entre le champ électrique E et la tension U aux bornes de l'échantillon : $U = E l_{pp}$ où l_{pp} est la distance entre les prises de potentiel $U_C = E_C . l_{pp}$. Le critère du champ électrique est souvent choisi de $1 \mu\text{V/cm}$.

A partir de la courbe $U(I)$ mesurée, on en déduit la caractéristique $E(J)$, E est la tension U divisée par la distance entre les prises de potentiels de l'échantillon, et J est le courant I divisé par la section de l'échantillon. En utilisant la loi de puissance présentée ci-dessus, on se fixe ensuite un champ électrique critique E_C (typiquement $1 \mu\text{V/cm}$), le courant critique est alors le courant à $E = E_C$. On détermine ensuite n tel que la loi en puissance se superpose le mieux possible à la courbe expérimentale, on obtient les caractéristiques $J_C(B)$ et $n(B)$.

4.3.4.2 Méthode magnétique

La méthode magnétique consiste à utiliser un champ magnétique externe et mesurer $M(H)$. L'avantage principal de cette méthode est l'absence de contact électrique avec l'échantillon et donc la possibilité de ne pas amener de chaleur à l'échantillon.

Deux types de mesure par la méthode magnétique existent selon le type du champ magnétique appliqué. Si le champ magnétique appliqué est un champ magnétique statique (noté H_{dc}), c'est la méthode DC (Direct Current). Le moment magnétique m dans l'échantillon est mesuré. Ensuite l'aimantation M et la susceptibilité χ_{dc} sont respectivement déterminées par :

$$M = m/V$$

et

$$\chi_{dc} = M / H_{dc}$$

avec V le volume de l'échantillon.

Si le champ magnétique appliqué est variable (sinusoïdal), $H(t) = H_{max} . \sin(\omega t)$ et peut être superposé à un champ magnétique statique H_{dc} , on parle de méthode AC (Alternative Current). La tension U est induite dans la petite bobine autour de l'échantillon, le flux magnétique dans l'échantillon peut être déduit de la tension induite U dans la bobine.

4.3.5 Pertes dans les supraconducteurs

Lorsqu'un courant continu traverse un supraconducteur, il crée un champ magnétique continu perpendiculairement à ce courant qui pénètre dans le matériau sous forme de vortex. Ces vortex

sont soumis à la force de Lorentz qui est proportionnelle au courant. Les forces de Lorentz et les forces d'ancrage appliquées aux vortex entraînent un déplacement de ceux-ci et ainsi une dissipation d'énergie apparaît.

Dans le cas des matériaux traversés par un courant continu, on parle de pertes DC en champ propre puisque le matériau est soumis uniquement au champ créé par le courant qui le traverse. Si le supraconducteur est traversé par un courant alternatif, celui-ci crée un champ magnétique variable. Les variations temporelles de ce champ magnétique entraînent la création ou la disparition permanente de vortex dans le matériau et donc un déplacement et une réorganisation du réseau. Ainsi un champ électrique, combiné au courant de transport, crée une dissipation d'énergie, on parle alors de pertes AC en champ propre puisque le matériau est soumis uniquement au champ créé par le courant qui le traverse.

Lorsqu'un supraconducteur est soumis à un champ magnétique extérieur variable, celui-ci entraîne pour les mêmes raisons que précédemment la création d'un champ électrique dans le matériau, combiné au courant, amène une dissipation d'énergie dans le matériau. On parle alors de pertes AC en champ extérieur.

Les pertes DC sont en général très faibles, voire non mesurables, sauf pour les courants proches de I_c (Courant pour lequel on a J_c partout dans le matériau). Par contre, les pertes AC, elles sont toujours non négligeables, et on peut déterminer ces pertes soit par calcul ou par mesure.

4.3.6 Applications des supraconducteurs

Les applications des supraconducteurs dans le domaine de l'électrotechnique s'expliquent par les forts champs électromagnétiques, ainsi que par les densités de courant élevées qu'ils peuvent transporter, permettant une grande puissance massique. Les supraconducteurs peuvent se retrouver dans les applications suivantes :

- a) Aimants à fort champ : ils peuvent être dissociés en électroaimants et aimants massifs. Les capacités de développement des électroaimants seront en partie liées à la longueur maximale d'un fil supraconducteur, tandis que pour les aimants supraconducteurs massifs on s'attachera à piéger le maximum de champ magnétique dans le matériau, tout en le conservant le plus longtemps possible,
- b) Limiteurs de courant : ils offrent une nouvelle solution aux systèmes de protection des installations électriques de forte puissance. Ils sont basés sur la transition du matériau supraconducteur, et permettent des temps de réponse plus courts,

- c) Bobine supraconductrice de stockage d'énergie (SMES) : permet le stockage d'énergie grâce aux caractéristiques du matériau le courant ne diminue pas au cours du temps,
- d) Lévitacion magnétique est possible grâce à l'utilisation de forts courants induits, en particulier pour les trains MAGLEV,
- e) Câbles de transport permettant une augmentation de la puissance transmise. Ils sont actuellement mis en service dans plusieurs installations, notamment dans les projets Albany et Long Island (USA),
- f) Transformateurs : permettent une réduction du volume et des pertes même en alternatif,
- g) Moteurs électriques : permettent une augmentation du couple volumique et massique grâce à des courants élevés dans l'inducteur.
- h) Volants inertiels : leurs avantages sont les mêmes que pour des machines électriques supraconductrices. Un volant inertiel ne transmettant pas de couple, il sera possible de concevoir des systèmes cryogéniques plus simples.

4.4 Types de SMES

Le SMES est un système qui permet de stocker de l'énergie sous la forme d'un champ magnétique créé par la circulation d'un courant continu dans un anneau supraconducteur refroidi sous sa température critique. On peut classer les SMES en trois catégories :

- -SMES réseau : de capacité comprise entre 10 et 500MJ, ils sont utilisés pour la stabilisation des oscillations de puissance et comme compensateur de puissance réactive. Un prototype SMES de 3,6 MJ pour limiter les oscillations de puissance a été testé au Japon en 1998 [12]
- -SMES microcoupures : de capacité comprise entre 1 et 100 MJ, ils sont utilisés pour protéger des microcoupures de courant (inférieures à la milliseconde). Les avantages par rapport à un onduleur sont un temps de recharge plus court et un rapport puissance sur énergie stockée plus grand.
- -SMES impulsions : de capacité comprise entre 1 et 100 MJ, ils sont utilisés pour fournir une forte impulsion de courant sur un temps court.

bobine. La première génération de supraconducteur HTC est en cours d'industrialisation à travers le monde. Ce sont les rubans PIT (Powder In Tube) basés sur le composé supraconducteur BiSrCaCuO sous forme de nombreux filaments dans une matrice en argent ou argent-magnésium pour une meilleure résistance mécanique.

Les contraintes mécaniques sont importantes compte tenu des fortes densités de courant associées à des inductions élevées. Sous des inductions de plusieurs Teslas, les rubans PIT doivent être maintenus à des températures inférieures à 35 °K. Des températures de 20 à 30 °K sont facilement accessibles et à un coût raisonnable grâce aux développements récents des cryo-réfrigérateurs performants et fiables.

En plus de l'importance du matériau supraconducteur, il est nécessaire de se préoccuper de la compatibilité électromagnétique de telles installations. En adoptant une géométrie adéquate, on peut diminuer les forces magnétiques externes. Pour cette raison, on adopte la forme en tore pour les bobines supraconductrices. La figure 3.3 représente la forme en tore d'une bobine permettant la minimisation des champs parasites. En outre, et en raison du bas champ magnétique externe, des SMES toroïdaux peuvent être situés près d'une installation ou d'une charge d'abonné. Pour les petits SMES, les bobines en formes de solénoïde sont habituellement utilisées parce qu'il est facile de les bobiner. Les bobines en forme de tore nécessitent un compactage par des cercles externes et deux disques, dont un est au-dessus et l'autre en dessous pour éviter la rupture de la bobine.

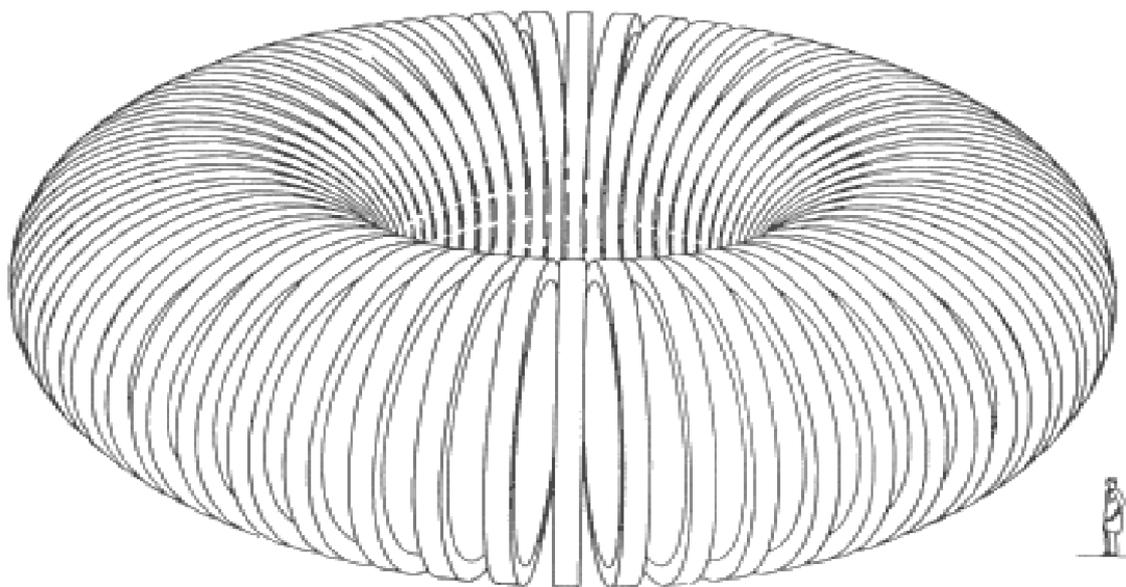


Figure 4.7 Géométrie en tore pour un SMES minimisant les champs parasites.

4.5.2 Systèmes de protection et de refroidissement

Afin de maintenir la bobine supraconductrice à une basse température, on l'enferme dans un cryostat d'hélium liquide. En cas de défaut de la réfrigération ou du convertisseur, un système de protection permet de décharger la bobine supraconductrice dans une résistance.

Les convertisseurs étant polluant, il est nécessaire de disposer d'un système de filtrage des harmoniques que le SMES sera amené à injecter dans le réseau. La bobine constituant une charge réactive, on doit donc ajouter un système de compensation de l'énergie réactive.

4.5.3 Configuration du SMES

Les échanges de puissance entre la bobine supraconductrice et le réseau se font à travers un convertisseur triphasé à base de thyristors GTO ou de transistors IGBT (insulated Gate Bipolar Transistor) bipolaire à grille isolée et d'un transformateur de puissance.

La commande fonctionne en parallèle avec le convertisseur, la charge ou la décharge du SMES sont facilement commandées en changeant simplement l'angle en retard qui commande le séquentiel anneau des thyristors. Quand la bobine se charge à partir du réseau alternatif le convertisseur fonctionne comme redresseur. Quand la bobine se décharge dans le réseau alternatif le convertisseur fonctionne comme onduleur.

Le montage de la figure 4.8, montre la bobine supraconductrice reliée au réseau via un pont simple à thyristors. La tension redressée E_d aux bornes de la bobine supraconductrice est donnée par la relation (4.1) :

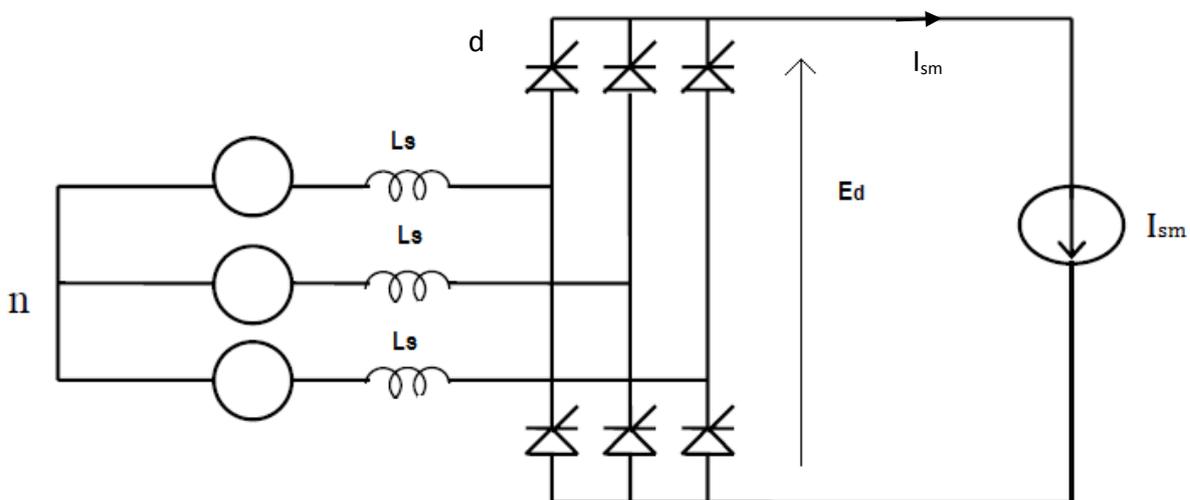


Figure 4.8 : Convertisseur triphasé et dispositif à courant continu

$$E_d = E_{d0} \cos \alpha - X_c I_{sm} \quad (4.1)$$

E_{d0} est la tension à vide

X_c est la réactance de commutation. Elle est telle que :

$$X_c = \frac{3}{\pi} X_{L_s} \quad (4.2)$$

avec $X_{L_s} = \omega L_s$

La tension E_d est telle que :

$$E_d = E_{d0} \cos \alpha - \frac{3}{\pi} X_{L_s} I_{sm} \quad (4.3)$$

La figure 4.9 montre la configuration du SMES permettant l'échange de puissance entre le réseau et la bobine supraconductrice L_{sm} .

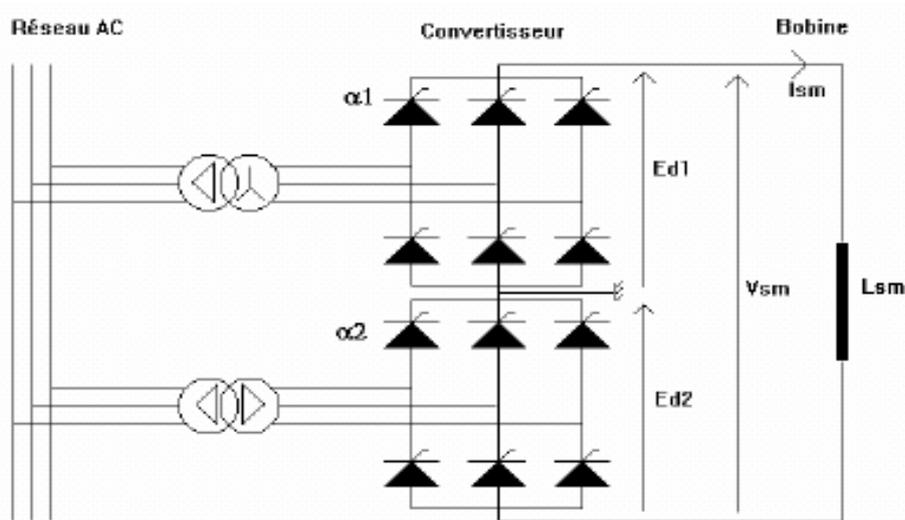


Figure 4.9 Configuration du SMES

La bobine est reliée à un système d'alimentation par le biais de convertisseurs (courant alternatif-courant continu) côté basse tension et deux transformateurs séparés Y-Y, Y- Δ . Le courant de la bobine I_{sm} est unidirectionnel. La tension aux bornes de la bobine V_{sm} peut varier entre valeurs positives et négatives par le contrôle des angles d'amorçage α_1 et α_2 . De cette façon, les puissances actives et réactives du système d'alimentation peuvent être modulées.

La relation (4.4) montre l'apport du SMES dans l'échange de puissance active avec le réseau permettant le maintien du synchronisme

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d^2\delta}{dt^2} = P_m - P_e + P_{sm} \quad (4.4)$$

Avec $P_{sm} = V_{sm} \cdot I_{sm}$

La tension V_{sm} aux bornes de la bobine supraconductrice est

telle que :

$$V_{sm} = L_{sm} \frac{dI_{sm}}{dt} \quad (4.5)$$

où L_{sm} et I_{sm} sont respectivement l'inductance de la bobine et le courant de charge.

L'énergie stockée ou déchargée par la bobine est telle que :

$$W = \frac{1}{2} L_{sm} I_{sm}^2 \equiv P_d \cdot T \quad (4.6)$$

où

L_{sm} : Inductance de la bobine

I_{sm} : Courant dans la bobine

P_d : la puissance active du système

T : le temps de charge ou de décharge de la bobine

Le stockage de l'énergie dans un SMES est fait sous forme de champ magnétique, créé par la circulation d'un courant continu dans une bobine supraconductrice, présentant une résistance électrique nulle. Ainsi, si la bobine supraconductrice est refermée sur elle-même, le courant qui la parcourt se maintient, car les pertes par effet joule sont nulles ou négligeables.

$$V_{sm} = E_{d1} + E_{d2} \quad (4.7)$$

Soit

$$V_{sm} = E_{d0} (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2) - \frac{6}{\pi} X_{Ls} I_{sm} \quad (4.8)$$

L'équation (4.8) peut s'écrire aussi :

$$V_{Sm} = E_{d0} (\cos \theta_1 + \cos \theta_2) \quad (4.9)$$

avec

$$\cos \theta_i = \cos \alpha_i - \frac{3X_{Ls}}{\pi E_{d0}} I_{Sm} \quad \text{avec } i=1,2 \quad (4.10)$$

La puissance active P_{Sm} échangée entre le SMES et le réseau est telle que :

$$P_{Sm} = V_{Sm} I_{Sm} \quad (4.11)$$

Tenant compte de l'équation (4.9), l'équation (4.11) s'écrit :

$$P_{Sm} = E_{d0} I_{Sm} (\cos \theta_1 + \cos \theta_2) \quad (4.12)$$

La puissance réactive Q_{Sm} échangée entre le SMES et le réseau s'écrit :

$$Q_{Sm} = E_{d0} I_{Sm} (\sin \theta_1 + \sin \theta_2) \quad (4.13)$$

A partir des équations (4.9) et (4.10), on obtient :

$$\cos^2 \theta_2 = \left[\frac{P_{Sm}}{E_{d0} I_{Sm}} - \cos \theta_1 \right]^2 \quad (4.14)$$

$$\sin^2 \theta_2 = \left[\frac{Q_{Sm}}{E_{d0} I_{Sm}} - \sin \theta_1 \right]^2 \quad (4.15)$$

Les équations (4.14) et (4.15) permettent d'avoir :

$$P_{Sm} \cos \theta_1 + Q_{Sm} \sin \theta_1 = \frac{P_{Sm}^2 + Q_{Sm}^2}{2E_{d0} I_{Sm}} \quad (4.16)$$

L'équation (4.16) permet aussi d'avoir :

$$\sqrt{P_{Sm}^2 + Q_{Sm}^2} \cos(\theta_1 - \alpha) = \frac{P_{Sm}^2 + Q_{Sm}^2}{2E_{d0} I_{Sm}} \quad (4.17)$$

$$\text{où } \alpha = \arctg\left(\frac{Q_{Sm}}{P_{Sm}}\right)$$

L'équation (4.17) permet d'avoir :

$$\cos(\theta_1 - \alpha) = \frac{\sqrt{P_{Sm}^2 + Q_{Sm}^2}}{2E_{d0}I_{Sm}} \quad (4.18)$$

d'où

$$\theta_1 = \alpha + \arccos\left(\frac{\sqrt{P_{Sm}^2 + Q_{Sm}^2}}{2E_{d0}I_{Sm}}\right) \quad (4.19)$$

Et par suite, on a :

$$\cos \theta_1 = \cos \alpha \cdot \frac{\sqrt{P_{Sm}^2 + Q_{Sm}^2}}{2E_{d0}I_{Sm}} \pm \sin \alpha \cdot \sqrt{\frac{4E_{d0}^2 I_{Sm}^2 - (P_{Sm}^2 + Q_{Sm}^2)}{4E_{d0}^2 I_{Sm}^2}} \quad (4.20)$$

L'équation (4.20) s'écrit aussi :

$$\cos \theta_1 = \frac{P_{Sm}}{2E_{d0}I_{Sm}} + \frac{Q_{Sm}}{2E_{d0}I_{Sm}} \sqrt{\frac{4E_{d0}^2 I_{Sm}^2 - (P_{Sm}^2 + Q_{Sm}^2)}{4E_{d0}^2 I_{Sm}^2}} \quad (4.21)$$

L'expression (4.21) permet d'avoir :

$$\cos \alpha_1 = \cos \theta_1 + \frac{3X_s}{\pi E_{d0}} I_{Sm} \quad (4.22)$$

Tenant compte de l'expression (4.22), on obtient :

$$\cos \alpha_1 = \frac{1}{2E_{d0}I_{Sm}} \left[P_{Sm} + \frac{6X_{Ls}}{\pi} I_{Sm}^2 + Q_{Sm} \sqrt{\frac{4E_{d0}^2 I_{Sm}^2 - (P_{Sm}^2 + Q_{Sm}^2)}{P_{Sm}^2 + Q_{Sm}^2}} \right] \quad (4.23)$$

De la même façon, on aura :

$$\cos \alpha_2 = \frac{1}{2E_{d0}I_{Sm}} \left[P_{Sm} + \frac{6X_{Ls}}{\pi} I_{Sm}^2 - Q_{Sm} \sqrt{\frac{4E_{d0}^2 I_{Sm}^2 - (P_{Sm}^2 + Q_{Sm}^2)}{P_{Sm}^2 + Q_{Sm}^2}} \right] \quad (4.24)$$

A partir des équations (4.12) et (4.13), on obtient :

$$P_{Sm}^2 + Q_{Sm}^2 = E_{d0}^2 I_{Sm}^2 [2 + 2\cos \theta_1 \sin \theta_2 + 2\sin \theta_1 \cos \theta_2] \quad (4.25)$$

L'équation (4.25) s'écrit aussi :

$$P_{Sm}^2 + Q_{Sm}^2 = 4E_{d0}^2 I_{Sm}^2 \left[\frac{1 + \cos(\theta_1 - \theta_2)}{2} \right] \quad (4.26)$$

Pour $\theta_1 = \theta_2$, on obtient :

$$P_{Sm}^2 + Q_{Sm}^2 = (2E_{d0} I_{Sm})^2 \quad (4.27)$$

Les équations (4.12) et (4.13) permettent d'avoir l'expression (4.28) ci-dessous :

$$(P_{Sm} - E_{d0} I_{Sm} \cos \theta_1)^2 + (Q_{Sm} - E_{d0} I_{Sm} \sin \theta_1)^2 = (E_{d0} I_{Sm})^2 \quad (4.28)$$

L'expression (4.28) permet d'avoir :

$$(P_{Sm} - E_{d0} I_{Sm} \cos \theta_{\min})^2 + (Q_{Sm} - E_{d0} I_{Sm} \sin \theta_{\min})^2 = (E_{d0} I_{Sm})^2 \quad (4.29)$$

$$(P_{Sm} - E_{d0} I_{Sm} \cos \theta_{\max})^2 + (Q_{Sm} - E_{d0} I_{Sm} \sin \theta_{\max})^2 = (E_{d0} I_{Sm})^2 \quad (4.30)$$

Les figures 4.10 et 4.11 ci-dessus montrent la corrélation entre puissance active P_{Sm} en W et réactive Q_{Sm} en Var de commande d'un SMES où la tension à vide E_{d0} est égale à 400V et I_{Sm} est égal à 100A pour des inductances L_s égales respectivement à 1mH et 3mH [15] .

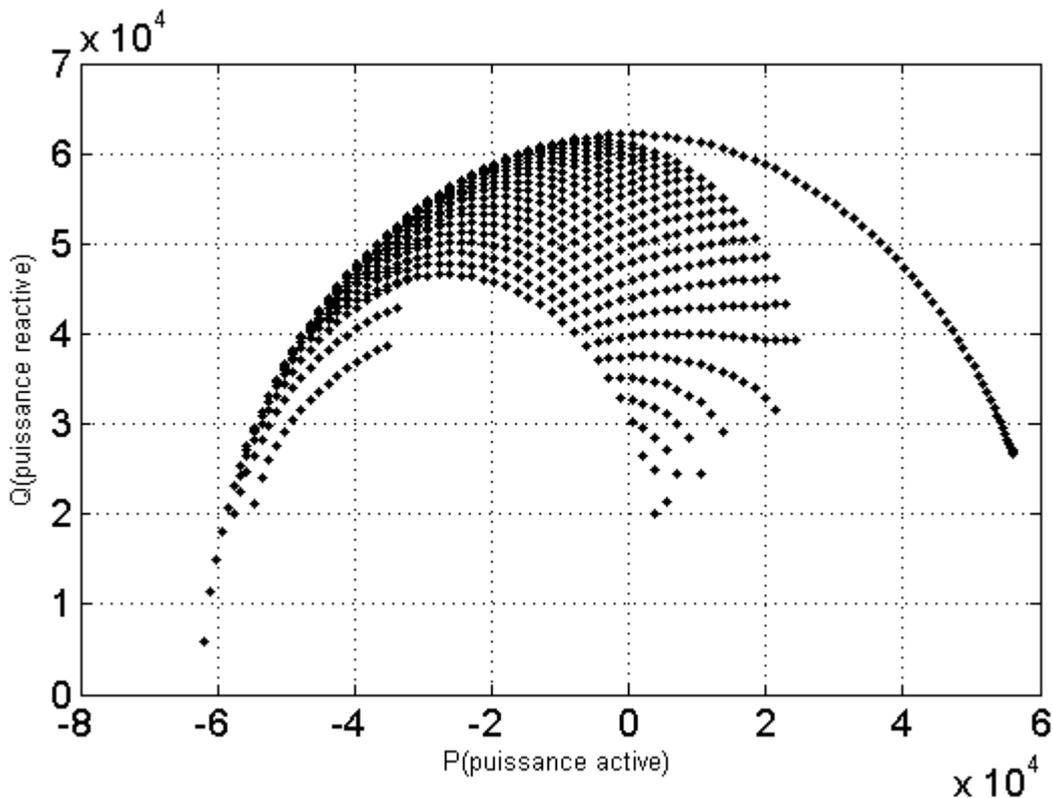


Figure 4.10: Corrélation entre puissance active et réactive de commande d'un SMES à 1mH

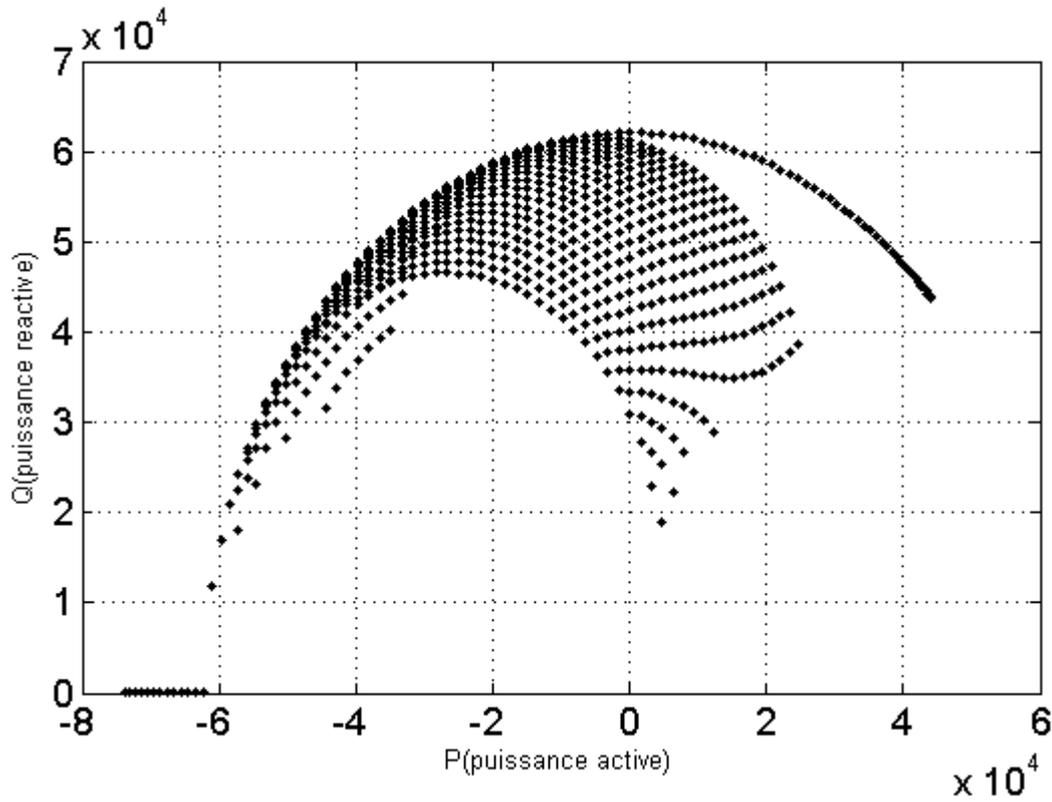


Figure 4.11 : Corrélation entre puissance active réactive de commande d'un SMES à 3mH

Les équations (4.12) et (4.13) peuvent être transformées sous la forme suivante :

$$P_{sm} = 2E_{d0}I_{sm} \cos\left(\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}\right) \cos\left(\frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2}\right) \quad (4.31)$$

$$Q_{sm} = 2E_{d0}I_{sm} \sin\left(\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}\right) \cos\left(\frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2}\right) \quad (4.32)$$

d'où

$$\operatorname{tg}\left(\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}\right) = \frac{Q_{sm}}{P_{sm}} \quad (4.33)$$

$$\frac{(\alpha_1 + \alpha_2)}{2} = \arccos\left(\frac{P_{sm}}{\sqrt{P_{sm}^2 + Q_{sm}^2}}\right) \quad (4.34)$$

$$\frac{(\alpha_1 - \alpha_2)}{2} = \arccos\left(\frac{\sqrt{P_{sm}^2 + Q_{sm}^2}}{2E_{d0}I_{sm}}\right) \quad (4.35)$$

On peut déterminer à partir des relations (4.34) et (4.35), les expressions des angles d'amorçage des convertisseurs 1 et 2 qui sont respectivement :

$$\alpha_1 = \arccos\left(\frac{P_{sm}}{\sqrt{P_{sm}^2 + Q_{sm}^2}}\right) + \arccos\left(\frac{\sqrt{P_{sm}^2 + Q_{sm}^2}}{2V_{sm0}I_{sm}}\right) \quad (4.36)$$

$$\alpha_2 = \arccos\left(\frac{P_{sm}}{\sqrt{P_{sm}^2 + Q_{sm}^2}}\right) - \arccos\left(\frac{\sqrt{P_{sm}^2 + Q_{sm}^2}}{2V_{sm0}I_{sm}}\right) \quad (4.37)$$

Les expressions (4.36) et (4.37) montrent les relations entre les angles d'amorçage (commande du système) et les besoins en puissance (P_{sm} et Q_{sm}) sollicités du SMES.

En fonction de ces besoins, on peut faire un réglage dans les 4 quadrants du système de commande par réglage de α_1 et α_2 .

4.6 Simulations et résultats

Le réseau est soumis à un défaut triphasé, proche de la machine au point A (figure 3.7) et éliminé au bout de 200 ms. Ce sont les conditions extrêmes examinées précédemment. L'objectif est d'évaluer la performance du SMES dans ces conditions d'exploitation du réseau. Cette évaluation se fera par comparaison avec les performances de la régulation conventionnelle. La figure 4.12 montre la fonction de transfert relative à la régulation par le SMES. Les paramètres du SMES utilisés sont :

$$I_{sm0} = 1.67 ; K_d = 8.0 ; T_{sm} = 0.045s$$

Les résultats obtenus avec le SMES comme régulateur sont montrés en vert dans la figure 4.13. Les courbes sont celles obtenues quand le système est équipé de régulation conventionnelle. Les résultats montrent clairement l'avantage d'utiliser un SMES (courbes en vert) par rapport à l'utilisation de la régulation conventionnelle (courbes en bleu) et que ce soit pour l'angle (figure 4.13.a), la vitesse (figure 4.13.b) ou la vitesse (figure 4.13.c).

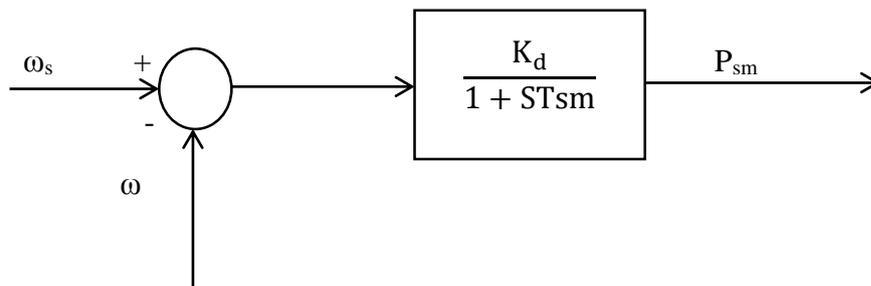


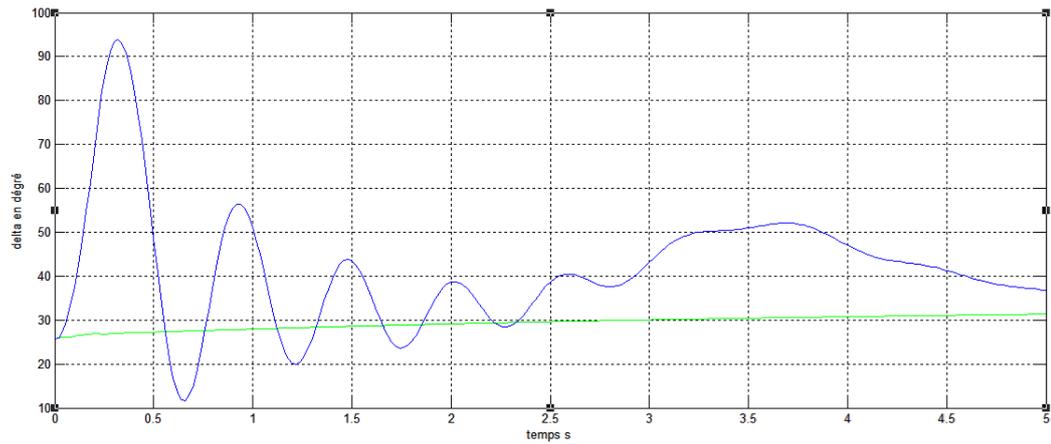
Figure 4.12 Bloc de transfert de régulation de vitesse du SMES

$$P_{sm} = \frac{K_d}{1 + sT_{sm}} (\omega_s - \omega)$$

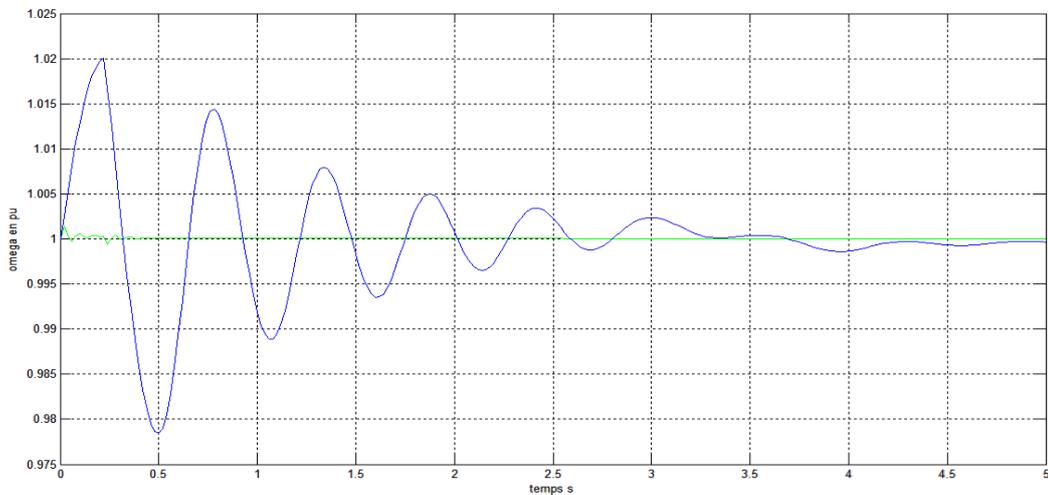
ω et ω_s sont respectivement la pulsation au point considéré et la pulsation synchrone.

K_d est le gain relatif à la chaîne de puissance et reflète le dimensionnement du SMES.

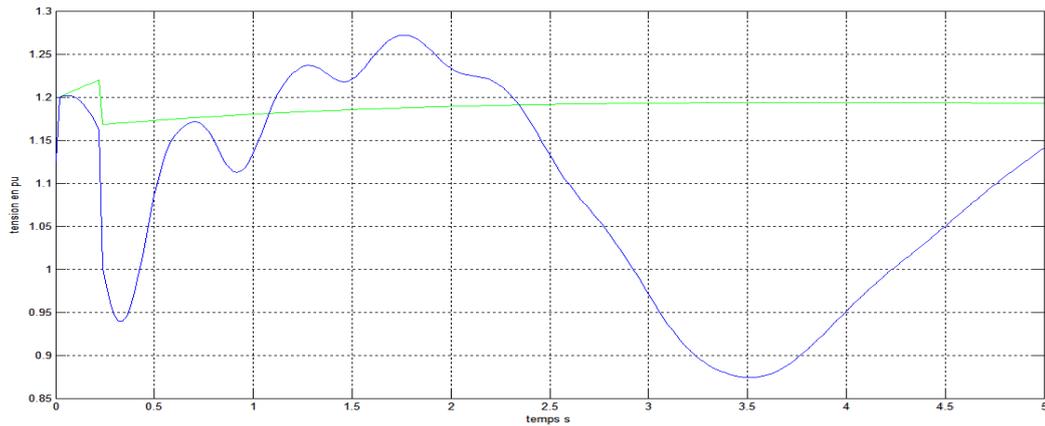
T_{sm} est le temps de réponse du SMES.



a) Variation de l'angle



b) Variation de la vitesse



c) Variation de la tension

Figure 4.13

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le matériau supraconducteur, ses grandeurs critiques et ses propriétés spécifiques. Deux méthodes différentes pour caractériser les supraconducteurs ont été présentées. Nous avons donné un aperçu sur l'historique du développement du SMES. La description détaillée du dispositif a été faite et le fonctionnement de chaque constituant montré. Le principe de fonctionnement du dispositif a été exposé montrant la possibilité d'échange d'énergie entre le réseau électrique et la bobine supraconductrice servant de stockage d'énergie.

L'évaluation des performances du SMES a été établie montrant nettement par comparaison avec la régulation conventionnelle que le SMES est un outil très efficace dans le maintien de la stabilité d'un réseau dans des conditions très contraignante. L'amortissement des oscillations est obtenu en un temps très court.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

L'étude de la stabilité des réseaux de transport d'énergie électrique constitue un sujet important pour la planification et l'exploitation des réseaux. La nécessité de la bonne gestion des transits de puissance et le besoin d'une conduite optimale des réseaux ont amené les chercheurs à développer de nouveaux moyens de réglage tels que les FACTS.

Le concept général de supraconductivité a été introduit et les notions de caractéristiques critiques des supraconducteurs présentés. De nombreuses applications des supraconducteurs existent et nous nous sommes intéressés quant à nous à celle qui consiste à stabiliser les réseaux électriques soumis à des perturbations.

Une bobine supraconductrice associée à des convertisseurs constitue le dispositif SMES permettant la stabilisation des réseaux électriques. Le dispositif a été décrit en détail et son principe de fonctionnement étudié. Nous nous sommes attachés à montrer l'intérêt à l'utiliser en étudiant son impact sur un réseau monomachine perturbé. Ses performances ont été évaluées en les comparant à celles d'une régulation conventionnelle. Les résultats obtenus ont montré les bonnes performances de ce type de dispositif.

Seule la fonction régulation de vitesse a été utilisée dans notre travail. La fonction liée à la régulation de tension n'a pas été abordée et pourrait faire l'objet de travaux en perspective. Le fait qu'on utilise seulement la régulation de vitesse et qu'on obtienne des résultats satisfaisants atteste de la bonne performance d'un tel outil dans la stabilisation des réseaux électriques.

Dans notre étude, pour l'évaluation de la performance du SMES, la machine de notre réseau test a été régulée uniquement par ce dernier. En réalité l'alternateur comporte son propre dispositif de régulation conventionnelle. Il serait intéressant d'étudier la performance d'un dispositif combinant SMES et régulation conventionnelle. Cependant, comme nous l'avons montré dans ce travail, le SMES comme unique régulateur s'avère être un outil très puissant dans le maintien de la stabilité du réseau.

Parmi les avantages indiscutables du SMES il y a :

- un temps de réponse très court,
- opération de charge et décharge rapide et pas limitée en fréquence,
- décharge totale sans problème,
- contrôle des puissances actives et réactives,
- haut rendement,
- longue durée de vie [12]

Conclusion Générale

Toutes ces études apporteraient probablement des réponses aux questions posées mais ne manqueraient pas d'en soulever. En tous les cas, les perspectives d'utilisation du SMES font l'objet de nombreuses recherches qui n'ont pas toutes épuisé les potentialités que peut offrir un tel outil.

Bibliographie

Bibliographie

[1] P. KUNDUR POWER

System Stability and Control

University of Toronto January, 1994

[2] P.M. ANDERSON & A. FOUAD

Power System Control and Stability, Volume1,

The IOWA State University Press 1977

[3] B. BEKKI,

« Contribution du SMES, Dispositif FACTS, à la stabilisation d'un réseau Electrique Haute Tension »,

Mémoire de Magister, Ecole Polytechnique d'Alger, 2006.

[4] ESKANDAR GHOLIPOUR SHAHRAKI

« Apport de l'UPFC à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques »

Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I Octobre 2003.

[5] M. MOUDJAHED

“Amélioration de la stabilité d'un réseau électrique au moyen d'une bobine supraconductrice”

Thèse de Doctorat, Université de Franche Comté, France, octobre 1996.

[6] CIGRE Task Force 38.02.17,

Advanced Angle Stability Controls,

A Technical Brochure for International Conference on Large High Voltage Electric Systems (CIGRE), December 1999.

[7] H. ALKHATIB

« Etude de la stabilité aux petites perturbations dans de grands réseaux électriques »

Thèse de Doctorat de l'Université Paul-Cézanne d'Aix Marseille, 2008.

[8] M. MOUDJAHED

« Conduite de réseaux électriques 2 », Cours polycopié, Master 2, Option Réseaux Electriques et Haute Tension

Université Ibn Khaldoun-Tiaret, 2015/2016

Bibliographie

[9] M. ZITOUNI

« Amélioration de la Stabilité Transitoire des Réseaux Electriques par l'utilisation des Systèmes *FACTS* »

Thèse de Magister En Electrotechnique, Université de Sétif, 2010

[10] RTE GRTE

« Contribution des utilisateurs aux performances du RPT »

Documentation Technique de Référence, Version 3 applicable à compter du 24 avril 2009

[11] R. MOULIN

« Dimensionnements et Essais de Moteurs Supraconducteurs »

Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré Nancy I, 2010.

[12] C. MURENGERANTWARI & A. ABDENNOUR

« Stabilisation d'un réseau électrique par un SMES »

PFE Master Université Ibn Khaldoun de Tiaret 2014

[13] K. BERGER

« Décharge Impulsionnelle d'une Bobine Supraconductrice »

Rapport de stage, Université Henri Poincaré Nancy I, 2002.

[14] B. BELLIN

« Contributions à l'Etude des Bobinages Supraconducteurs »

Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2006.

[15] WAN KYUN

«Active and Reactive Power Control Model of Superconducting Magnetic Energy Storage (SMES) for the Improvement of Power System Stability»

The University of Texas at Austin May, 2003.

Résumé

Malgré l'évolution rapide des dispositifs de protection et de régulation, les réseaux électriques sont souvent sujets à des perturbations de diverses origines pouvant entraîner des déclenchements intempestifs de ses constituants. Ces perturbations affectent la perte de la stabilité du système et provoquent un déséquilibre important entre la production et la consommation de l'énergie électrique. Cet état entraîne souvent un effondrement de tout le réseau. Le bon fonctionnement d'un réseau se base sur le contrôle de ses paramètres (la tension, la fréquence, l'impédance et la stabilité). Le paramètre «tension» doit être contrôlée, sinon, les chutes de tension ou les surtensions causent des pannes et des coupures dans le système énergétique. L'évolution de l'électronique de puissance a offert de grandes opportunités pour soulager les lignes de transmission du point de vue : tension, angle de transport et transit de puissance. D'où la naissance de la nouvelle approche « FACTS : Flexible Alternative Current Transmission Systems ». Les FACTS peuvent être placés en série, en parallèle, ou en série-parallèle. Dans ce mémoire, nous présentons l'évaluation des performances d'un dispositif FACTS le SMES stabilisant un réseau monomachine soumis à grande perturbation. La configuration du SMES et son principe de fonctionnement sont décrits en détail. L'action prédominante du SMES sur la régulation classique et la position la plus contraignante du défaut ont été établis. Les simulations numériques, les résultats de calculs ainsi que les représentations graphiques ont été faites sous Fortran et Matlab.

Mots Clés : Stabilité des réseaux électriques, Réglage de tension, réglage de fréquence, FACTS, SMES

Abstract

Despite the rapid development of protection and control devices, power grids are often subject to interference from various sources which may cause false triggering of its constituents. These disturbances affect the loss of stability of the system and cause a major imbalance between production and consumption of electrical energy. This condition often leads to a collapse of the entire network. The proper functioning of a network is based on the control parameters (voltage, frequency, impedance and stability). The «tension» parameter must be controlled, otherwise voltage drops or surges causing outages and interruptions in the energy system. The development of power electronics has offered great opportunities to relieve transmission lines perspective: voltage, angle transmission and power flow. Hence the birth of the new approach "FACTS: Flexible Alternative Current Transmission Systems". FACTS can be placed in series, parallel or series-parallel. In this paper, we present the performance evaluation of the FACTS device SMES stabilizing Monomachine a network subject to greater disturbance. The configuration of the SMES and its principle of operation are described in detail. The predominant share of SMES on classical control and the most stringent position of the defect were established. The numerical simulations, the results of calculations and graphic representations were made in FORTRAN and Matlab.

Keywords: Stability of electrical networks, voltage adjustment, frequency adjustment, FACTS, SMES