

SOMMAIRE

Introduction générale	1
Chapitre 1 : Description générale de l'application	2
1.1 Schéma global de l'application	2
1.2 Présentation de la chaîne de conversion d'énergie	2
1.3 Les problèmes liés à l'association de convertisseurs	3
1.4 Solution pour garantir la stabilité	3
Chapitre 2 : Modélisation de la chaîne de conversion d'énergie	5
2.1 Modélisation du redresseur sinus	5
2.1.1 Structure utilisée pour la conversion AC/DC	5
2.1.2 Perturbation générée par un redresseur	6
2.1.3 Redresseur à absorption sinusoïdale	8
2.1.4 Génération des commandes des interrupteurs	12
2.1.5 Schéma de commande du redresseur sinus	14
2.1.6 Modélisation des différents blocs	15
2.2. Modélisation du bus continu	17
2.2.1 Schéma équivalent	17
2.3 Modélisation de l'ensemble onduleur-machine	18
2.3.1 Introduction :	18
2.3.2 Description et mise en équation de la MSAP	18
2.4. Onduleur de tension	20
2.4.1 Modélisation de l'onduleur	20
2.4.2 Principe de la MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)	21
2.4.3 Modèle de l'onduleur	22
2.4.4 Schéma de commande de l'onduleur/MSAP	23
2.4.5 Calcul des correcteurs de courants	23
2.5 Schéma de commande de l'onduleur/MSAP et stratégie de commande	24
2.5.1 Calcul du correcteur de vitesse	25
Chapitre 3 : Analyse de la stabilité du bus continu	27
3.1 Introduction :	27
3.2 Commande de la tension du bus et la vitesse d'une MSAP :	27
3.3 Simulation de l'ensemble en utilisant des régulateurs de courant PI	28
3.3.1 Fonctionnement avec une seule MSAP	28
3.3.1.1 Matrice de découplage :	30
3.3.1.2 Résultats de simulation avec la matrice de découplage :	34
3.3.2 Fonctionnement avec deux MSAP sans matrice de découplage:	36
3.3.2.1 Matrice de découplage avec N machines :	38
3.4 Simulation de l'ensemble en utilisant des régulateurs de courant RST	45
3.4.1 Principe :	45
3.4.2 régulation et robustesse vis a vis des perturbations	46
3.4.3 Résultats de simulation du système avec les régulateurs RST	49
3.5 Simulation de l'ensemble en utilisant des régulateurs de courant glissant	51
3.5.1 Résultats de simulation du système avec les régulateurs glissants	55
3.6 Conclusion	57
Conclusion générale	58

Chapitre 1

Description générale de l'application

Chapitre 2

**Modélisation de la
chaîne de conversion
d'énergie**

Chapitre 3

Analyse de la stabilité du bus continu

Introduction générale

Conclusion

ANNEXES

REFERENCES

BIBLIOGRAPHIQUES

Introduction générale

L'utilisation de l'électronique de puissance a contribué ces dernières années à l'amélioration des performances des procédés ainsi qu'à une diminution du coût de fonctionnement des équipements.

Le développement technologique récent en informatique mais aussi en aéronautique et automobile offre de nouvelles perspectives d'application de l'électronique de puissance. Les systèmes embarqués sont constitués de plusieurs convertisseurs associés à leurs charges et reliés au bus continu qui est alimenté à travers une source lui assurant une régulation en tension ainsi qu'un facteur de puissance unitaire. Permettant une grande flexibilité et possédant une grande capacité d'intégration des charges de nature différente.

La multiplication des sources d'alimentation et des actionneurs dans les systèmes embarqués avec des étages de conversion et de régulation multiples pose de forts problèmes d'interaction électrique entre les convertisseurs. Il devient impératif d'analyser et d'optimiser le fonctionnement de ces réseaux et les interactions entre les systèmes connectés à ces réseaux.

Dans ce travail, nous allons voir dans le premier chapitre, une description générale de l'application et les différents problèmes qui se posent lors du fonctionnement de tel système.

Dans le chapitre deux, nous allons étudier le redresseur à absorption sinusoïdal avec des commandes générées par un comparateur à hystérésis. Ensuite nous étudierons l'ensemble de l'onduleur machine synchrone à aimant permanent. Enfin nous étudierons les deux systèmes couplés.

Dans le troisième chapitre, on analyse la stabilité du bus continu par simulation, et on propose une matrice de découplage permettant des commandes indépendantes et éliminant les problèmes d'interaction et d'instabilité.

1. Description générale de l'application

L'étude est basée sur un réseau simplifié de bord d'avion comportant un alternateur (ici le réseau) et deux actionneurs (ensemble redresseur commandé / onduleurs / machines synchrones à aimant permanent : MSAP) qui sont les charges les plus puissantes dans ce type de réseau.

1.1 Schéma fonctionnel global de l'application

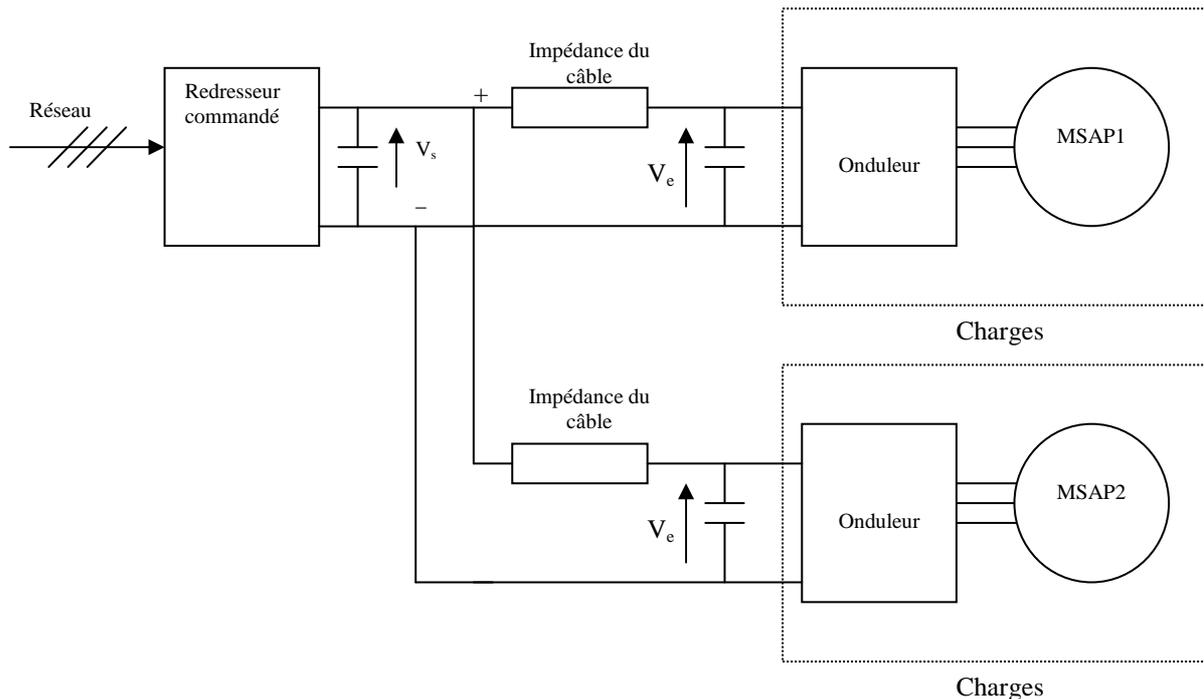


Figure 1-1. Schéma fonctionnel global de l'application

1.2 Présentation de la chaîne de conversion d'énergie

Dans ce type de réseau, l'alternateur est entraîné par un moteur à essence. Puis cette énergie mécanique est transformée en énergie électrique puis de nouveau en énergie mécanique afin d'entraîner la machine synchrone.

Le premier étage de conversion d'énergie (\sim/\equiv) est constitué d'un redresseur commandé ayant pour fonction d'absorber un courant sinusoïdal en phase avec sa tension d'alimentation. La commande de ce convertisseur, appelée également redresseur sinus, devra permettre de limiter la propagation d'harmoniques sur le réseau et ne consommer que de la puissance active de manière à fonctionner avec un facteur de puissance unitaire.

La deuxième transformation nécessaire (\equiv/\sim) à l'alimentation de la machine synchrone sera réalisée par un onduleur dit MLI (modulation de largeur d'impulsions en Anglais : PWM). Cette technique permet d'imposer une fréquence de commutation fixe et le contrôle du courant dans les phases du moteur.

1.3 Les problèmes liés à l'association de convertisseurs

La mise en cascade de deux convertisseurs génère deux types de problèmes. Le premier résulte de l'interaction entre les deux commandes et peut conduire à des phénomènes d'instabilité. En effet prenons l'exemple d'un convertisseur associé à sa charge qui, contrôlé en boucle fermée, absorbe sur le bus continu une puissance constante définie comme :

$$P_{cons} = V.I = (V + \tilde{V}).(I + \tilde{I}) \quad (1-1)$$

où V et I sont respectivement les valeurs continues de la tension et du courant d'entrée de charge. \tilde{V} et \tilde{I} sont leurs perturbations en petit signal [1-4].

En régime établi on obtient :

$$\tilde{V}.I + V.\tilde{I} = 0 \quad (1-2)$$

D'où une impédance d'entrée définie par :

$$Z_{in} = \frac{\tilde{V}}{\tilde{I}} = -\frac{V}{I} = -R \quad (1-3)$$

Vu du convertisseur d'entrée qui assure la bonne tenue en tension du bus, le second se comporte comme une résistance négative. A une augmentation de tension il répond par une diminution de courant et réciproquement. La régulation du second convertisseur est très perturbée par le premier en raison des interactions entre leurs commandes. Cette résistance négative peut entraîner, lors de variations de charge ou de commande, une ondulation de l'étage de sortie du premier convertisseur et par conséquent perturber l'ensemble de la cascade [5-7].

Le deuxième type de problème concerne les régimes transitoires et leurs temps de réponse. L'association de deux convertisseurs conduit à une décharge rapide de la capacité de stockage d'énergie d'entrée lors d'un appel de puissance par la charge. Celle-ci fournit l'énergie nécessaire aux régimes transitoires du second convertisseur.

L'autre risque d'instabilité réside alors dans les différences entre les temps de réponse des deux asservissements. Si la charge varie trop vite ou elle est trop importante, le premier n'arrivera pas à suivre et ne réussira pas à maintenir le niveau de tension en sortie ce qui engendre de fortes oscillations et un fonctionnement instable de l'ensemble.

1.4 Solution pour garantir la stabilité

Le but est de maintenir la référence de tension du bus continu constante tout en pilotant la vitesse des machines électriques à leurs consignes. Les charges, représentées par les machines synchrones à aimant permanent, sont commandées en vitesse et absorbent leurs puissances sur le réseau électrique via le redresseur commandé. Celui-ci se compose d'un condensateur de stockage d'énergie dont la tension est régulée de façon à fournir ces appels de puissance (depuis l'alternateur vers le bus continu) tout en limitant les oscillations de la tension du bus de part et d'autre de sa consigne.

Deux solutions seront présentées pour permettre de garantir la stabilité de l'ensemble. la première consistera à mettre au point des structures couplées respectant des contraintes en asservissement (temps de réponse, dépassement,...), la seconde élaborera une matrice de découplage permettant des commandes indépendantes, en dernier lieu on modifiera la nature des régulateurs de courant pour tester l'effet d'un changement de contrôle sur la structure de découplage proposée.

2.1 Modélisation du redresseur sinus

2.1.1 Structure utilisée pour la conversion AC/DC

Les redresseurs sont les convertisseurs les plus utilisés, soit pour alimenter des récepteurs de courant continu, soit pour constituer le premier élément des chaînes de conversion d'énergie à partir du réseau.

Il existe deux types de structure, courant et tension, pour notre application, le redresseur est à structure tension. Il permettra la transformation alternative / continu. Le tableau suivant récapitule les avantages et inconvénients des deux types de structures.

<p>Structure tension</p>		<p>Structure courant</p>	
<p>Avantages</p> <ul style="list-style-type: none"> -Courant absorbé quasi-sinus -Possibilité de fournir du réactif -Réversibilité en courant 	<p>Inconvénients</p> <ul style="list-style-type: none"> -Complexité -Tension de sortie réglable mais supérieure à la tension max du réseau. 	<p>Avantages</p> <ul style="list-style-type: none"> -Simplicité, robustesse en forte puissance -Tension de sortie réglable de 0 à $V_{c_{max}}$ -Réversibilité en tension 	<p>Inconvénients</p> <ul style="list-style-type: none"> -Pollution harmonique -Consommation de réactif -Stabilité

Schéma du modèle de la structure utilisée:

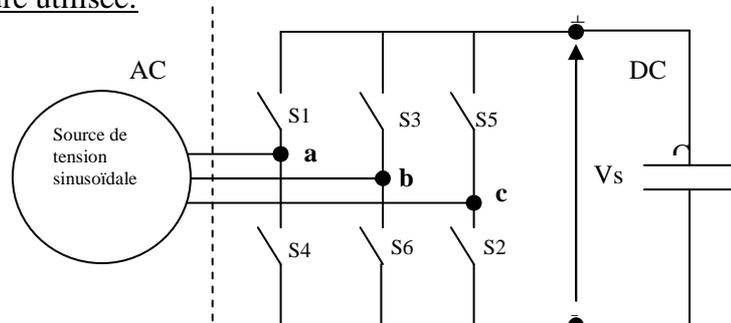


Fig.2.1 : Schéma de la structure tension.

Les interrupteurs d'une même cellule de commutation sont complémentaires de manière à éviter les courts-circuits au niveau de la source de tension côté continu et de laisser ouverte la source de courant côté alternatif.

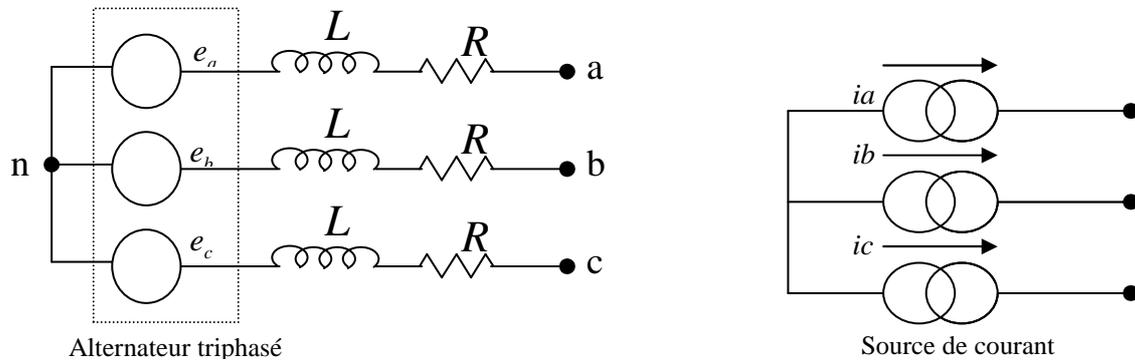


Fig.2.2 : Schémas équivalents des sources tension et courant.

2.1.2 Perturbations générées par un redresseur

Ce convertisseur peut être considéré comme un générateur d'harmoniques car il peut être vu comme un récepteur non linéaire. De ce fait, même s'il est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension, les tensions à l'entrée du convertisseur peuvent être non sinusoïdales. Elles sont formées par des créneaux dont l'amplitude est fixée par la tension côté continu. Ce redresseur est donc un générateur de tensions harmoniques.

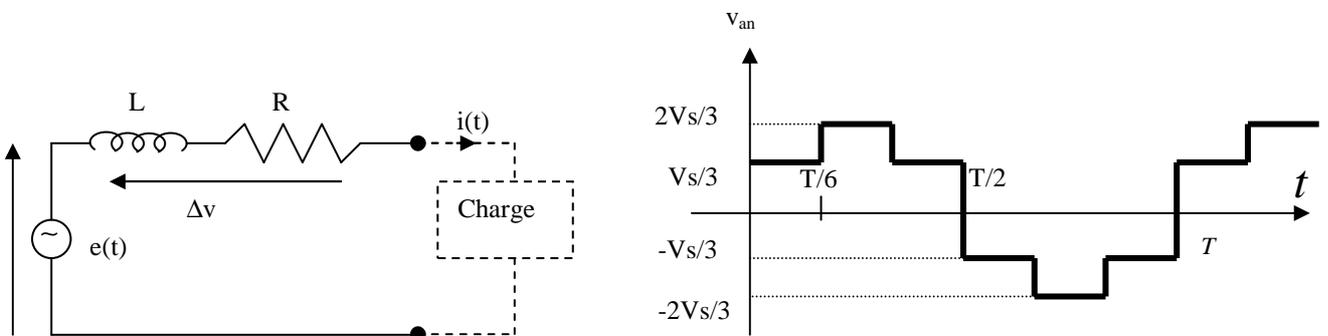


Fig.2.3 : Schéma équivalent d'une phase de la source de tension et sa forme à l'entrée du redresseur.

$$\Delta v = R \cdot i + L \frac{di}{dt} \rightarrow v(t) = e(t) - \Delta v \quad \rightarrow \quad \text{Non sinusoïdal.}$$

L'origine de cette pollution harmonique résulte donc de l'impédance de ligne (impédance court-circuit) et le pont redresseur (charge non linéaire), c'est-à-dire un courant non linéaire via l'impédance de ligne provoque la distorsion de tension.

La limitation harmonique se traduit par son Total Harmonic Distorsion qui est égale à:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1}$$

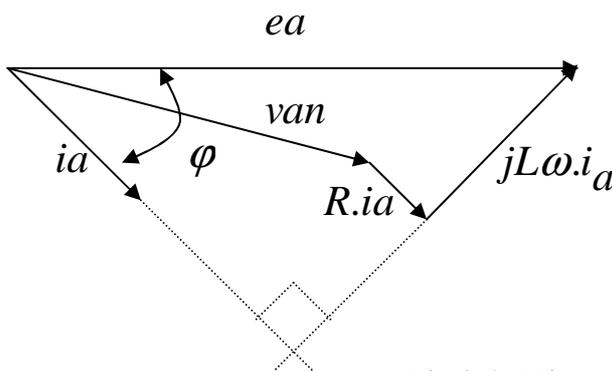
Avec V_1 : valeur efficace du fondamental des tensions simples appliquées au redresseur.

V_h : Tensions harmoniques

De plus, le redresseur consomme de l'énergie, réactive et déformante ce qui conduit à une réduction de la puissance active que les générateurs, les transformateurs ou les lignes peuvent produire ou transmettre. En ne considérant que les fondamentaux de pulsation ω des grandeurs côté alternatif et en supposant que la tension continue V_s soit maintenue constante les valeurs efficaces V_1 et I_1 des tensions simples V_{an} , V_{bn} , V_{cn} et des courants i_a , i_b , i_c sont liées à celle de E des forces électromotrices e_a , e_b , e_c (issues de l'alternateur) par la relation:

$$\bar{E} = \bar{V}_1 + R.\bar{I}_1 + j.L.\omega.\bar{I}_1$$

D'après le diagramme de Fresnel suivant:



φ Etant le déphasage entre le courant et la tension d'alimentation.

Fig.2.4 : Diagramme de Fresnel pour une phase.

On obtient les puissances actives et réactives prises au réseau:

$$P = 3.E.I_1.\cos\varphi$$

$$Q = 3.E.I_1.\sin\varphi$$

Ces phénomènes rendent le facteur de puissance d'autant plus inférieur à l'unité qu'ils sont importants. Celui-ci est défini comme suit:

Le facteur de puissance est limité par SONEGAS :

Si le courant est sinusoïdal:

$$i(t) = I\sqrt{2}\cos(\omega t + \beta_1)$$

$$v(t) = \sum_{i=1}^{\infty} V\sqrt{2}\cos(i.\omega t + \alpha_i)$$

$$P = V_1.I_1.\cos\varphi \quad \text{avec} \quad \varphi_1 = \alpha_1 - \beta_1$$

$$S = I_1 \sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} V_i^2}$$

$$\text{D'où } F.P = \frac{V_1}{\sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} V_i^2}} \cos \varphi_1 = \lambda \cdot \cos \varphi_1 \quad \text{avec } \lambda = \frac{V_1}{V_{eff}} : \text{facteur de déformation}$$

$$F.P = \frac{v_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1}{I_1 \sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} V_i^2}} = \frac{P}{\sqrt{V_1^2 \cdot I_1^2 + I_1^2 \sum_{i=2}^{\infty} V_i^2}}$$

$$\begin{aligned} \text{avec } P_1 &= V_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 \\ V_1^2 \cdot I_1^2 &= P_1^2 + Q_1^2 \\ Q_1 &= V_1 \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1 \end{aligned}$$

$$\text{D'où: } F.P = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + D^2}}$$

avec $D = I_1^2 \cdot \sum_{i=2}^{\infty} V_i^2$: puissance déformante due uniquement aux tensions harmoniques.

Le facteur de puissance d'une installation quantifie l'efficacité du système de conversion d'énergie par rapport à l'énergie disponible par le réseau. Ainsi s'il est inférieur à l'unité pour une tension et une puissance utile donnée, le courant absorbé doit être plus important ce qui nécessite un surdimensionnement du convertisseur et de son environnement.

Depuis quelques années les électroniciens de puissance se soucient de ne pas déranger le fonctionnement des appareils de leurs voisins et à cet effet ils ont institué des normes dites de «compatibilité électromagnétique ». Ces normes exigent, notamment, que le courant absorbé par un convertisseur, qui est presque toujours un redresseur, via le réseau soit sinusoïdal et en phase avec la tension (absorption sinusoïdale).

Il existe plusieurs méthodes pour pouvoir parer à ces perturbations induites dans le réseau par ce type de convertisseur statique. Parmi les plus usuelles on trouve le filtrage passif, le filtrage actif... Ces méthodes ne seront pas détaillées. On optera pour la méthode des puissances réelles et imaginaires.

2.1.3 Redresseur à absorption sinusoïdale

Le remplacement du pont diodes, utilisé pour alimenter les actionneurs, par des redresseurs commandés à absorption sinusoïdale des courants élimine le problème du filtrage du réseau. On rencontre deux structures différentes pour les redresseurs commandés : l'une à structure tension et l'autre à structure courant. Dans notre travail on a utilisé la structure tension comme indiqué précédemment.

Le schéma de principe d'un redresseur commandé à structure tension avec l'ensemble de l'onduleur machine est montré sur la fig.2.5.

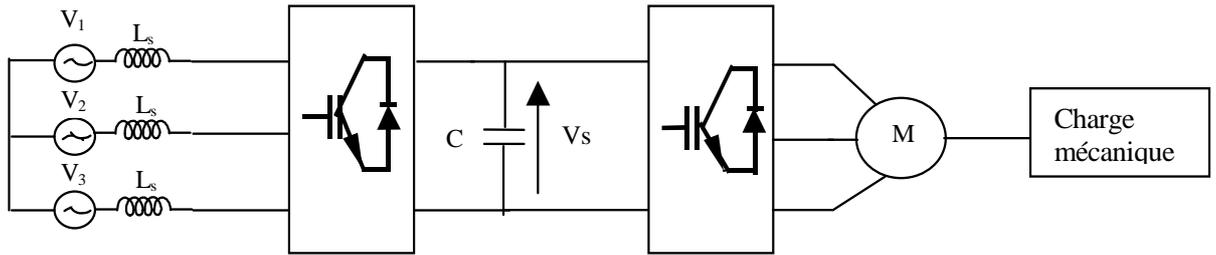


Fig.2.5 : Redresseur commandé à structure tension

Ce redresseur n'est rien d'autre qu'un pont à trois bras, identique à celui d'un onduleur triphasé, relié, d'un côté, au réseau, et de l'autre, à un condensateur. La condition nécessaire au contrôle des courants absorbés (côté réseau) est que la tension de l'étage continu (V_s) soit supérieure à celle correspondant au redressement des tensions du réseau par un pont diodes ($V_{s_{min}}$). En dehors de cette contrainte, la tension côté continu peut être réglable pour toute valeur de tension supérieure à $V_{s_{min}}$. Ce qui veut dire que, non seulement le courant côté réseau a un THD acceptable (sans filtrage), mais également que la tension continue alimentant la charge (actionneur) peut être choisie selon le point de fonctionnement, même si l'amplitude des tensions réseau varie. L'autre avantage est que l'on peut, pour une puissance donnée de l'actionneur, utiliser des moteurs de tension nominale et par conséquent, de courant plus faible, ce qui réduit le calibre de courant de l'onduleur l'alimentant.

Comme le but dans cette partie du chapitre est d'étudier les performances du redresseur commandé, la charge est, ici, modélisée par une source de courant continu (fig.2.6).

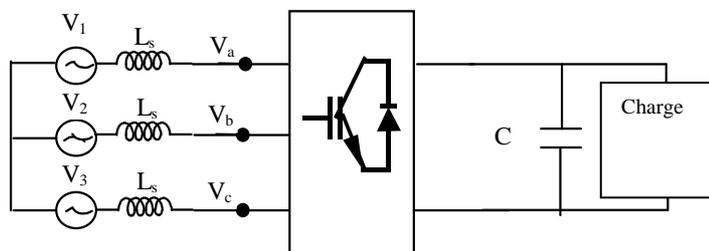


Fig.2.6 : Schéma du redresseur à absorption sinusoïdale étudié.

Le convertisseur utilisé doit comporter des semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture auxquels sont associées des diodes antiparallèles. Cette structure permet de prélever des courants d'allure sinusoïdale sur le réseau modélisé par une source triphasée sinusoïdale (V_1 , V_2 , V_3) en série avec trois inductances L_s . De plus, elle permet le contrôle du déphasage du courant par rapport à la tension (facteur de puissance unitaire).

La méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées permet de reproduire les références des courants à imposer pour se conformer aux précédentes conditions. En supposant que les courants et les tensions soit sans composantes homopolaires, on obtient d'après la transformation de Concordia notée T_{32} :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = [T_{32}]^t \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad [T_{32}]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

$$\text{Soit: } \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = [T_{32}]^t \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = [T_{32}]^t \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

$$\text{Ce qui donne en complexe: } \bar{v} = v_\alpha + j.v_\beta \quad \text{et} \quad \bar{i} = i_\alpha + j.i_\beta$$

La puissance en complexe est donnée par:

$$\bar{s} = \bar{v} \cdot \bar{i}^* = (v_\alpha + j.v_\beta) \cdot (i_\alpha - j.i_\beta) \quad (2.1)$$

$$\text{Soit: } \bar{s} = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta + j.(v_\beta \cdot i_\alpha - v_\alpha \cdot i_\beta) = P + j.Q \quad (2.2)$$

Pour que le facteur de puissance soit unitaire, la puissance réactive instantanée absorbée doit être régulée à zéro :

$$Q = v_\beta \cdot i_\alpha - v_\alpha \cdot i_\beta \quad (2.3)$$

La puissance active instantanée correspond à une valeur qui maintient la tension de l'étage continu. Par conséquent, la sortie du régulateur de tension de l'étage continu fournit la référence de la puissance active qui doit être absorbée côté réseau :

$$P = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \quad (2.4)$$

Ce qui donne sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Les références des courants auront donc les expressions suivantes:

$$i_{\alpha ref} = \frac{P_{ref} \cdot v_\alpha + Q_{ref} \cdot v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad \text{et} \quad i_{\beta ref} = \frac{P_{ref} \cdot v_\beta - Q_{ref} \cdot v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (2.6)$$

La fréquence du réseau étant variable (0 - 400 Hz), on préfère appliquer la transformation de Concordia sur les courants et les tensions plutôt que celle de Park. Effectivement celle-ci se base sur une matrice de rotation qui nécessite de connaître à chaque instant la pulsation des courants et des tensions.

Les références des courants sont reconstituées en fonction de: P_{ref} , Q_{ref} , v_α et v_β . Les tensions transformées doivent ensuite être filtrées pour en extraire leurs fondamentaux mais cette action introduit un retard typique des filtres passe-bas. Afin d'annuler cet effet néfaste, on filtre de nouveau les courants avec la même pulsation de coupure ω_c de manière à éviter des erreurs dans le calcul des références. La figure suivante présente l'intérêt de ce double filtrage.

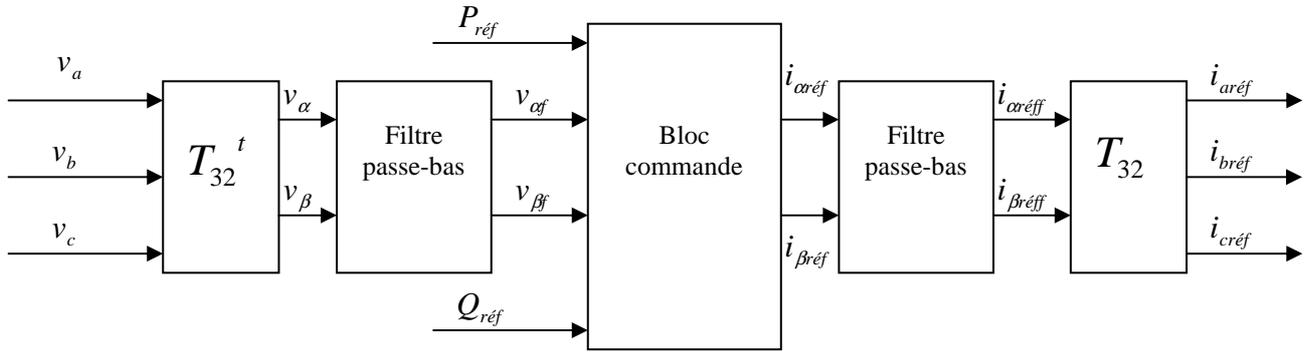


Fig.2.7 Schéma fonctionnel d'obtention des courants de références.

Modélisation filtrée par une rotation d'angle $-\theta$

Après filtrage des tensions et d'après ce qui précède:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha ref} \\ i_{\beta ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha f}^2 + v_{\beta f}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha f} & v_{\beta f} \\ v_{\beta f} & -v_{\alpha f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{ref} \\ Q_{ref} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Les tensions, v_a, v_b, v_c transformées et filtrées s'écrivent:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha f} \\ v_{\beta f} \end{bmatrix} = R(\theta) \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

avec :

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

$R(\theta)$:matrice de rotation (θ modélise le retard dû au filtre)

La rotation conserve les normes de : $\|v_{\alpha\beta f}\| = \|v_{\alpha\beta}\| \Leftrightarrow v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2 = v_{\alpha f}^2 + v_{\beta f}^2$

De plus :

$$\begin{aligned} v_{\alpha f} &= \cos \theta \cdot v_{\alpha} - \sin \theta \cdot v_{\beta} \\ v_{\beta f} &= \sin \theta \cdot v_{\alpha} + \cos \theta \cdot v_{\beta} \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha eff} \\ i_{\beta eff} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha f}^2 + v_{\beta f}^2} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta \cdot v_{\alpha} - \sin \theta \cdot v_{\beta} & \cos \theta \cdot v_{\beta} + \sin \theta \cdot v_{\alpha} \\ \cos \theta \cdot v_{\beta} + \sin \theta \cdot v_{\alpha} & -(\cos \theta \cdot v_{\alpha} - \sin \theta \cdot v_{\beta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{ref} \\ Q_{ref} \end{bmatrix}$$

On peut ainsi récupérer les références des courants filtrés:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha ref} \\ i_{\beta ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{ref} \\ Q_{ref} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Remarque

Les courants, filtrés, de références ne sont plus affectés par le retard dû au filtre passe-bas nécessaire à l'obtention des fondamentaux de v_{α} et v_{β} .

Les courants mesurés et de références sont dès lors comparés pour générer les ordres de commandes des interrupteurs du redresseur.

2.1.4 Génération des commandes des interrupteurs

La méthode est basée sur la comparaison de la différence ΔI entre les courants de références et les courants mesurés avec une bande fixe. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux interrupteurs (figure 2.8).

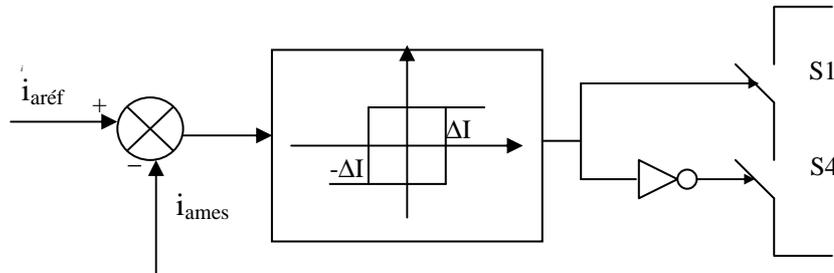


Fig.2.8 : Schéma de principe d'un correcteur hystérésis.

$\pm \Delta I$ = largeur de bande du comparateur à hystérésis.

Les courants de références sont comparés à leurs courants respectifs de lignes. L'erreur entre les deux fournit la commande des interrupteurs.

Si le courant doit augmenter dans la phase a alors S4 devient passant. Comme les interrupteurs sont complémentaires S1 est bloqué. S'il faut le diminuer c'est l'inverse qui se produit S1 devient passant et S4 est bloqué.

$$i_{\alpha ref} - i_{\alpha mes} \geq \Delta I \Rightarrow S1 = 0 \text{ et } S4 = 1$$

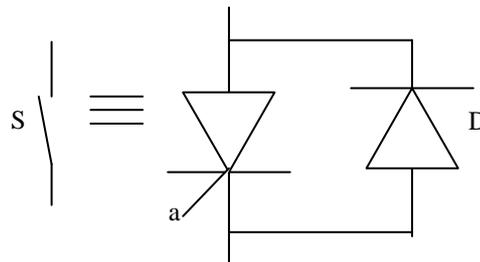
$$i_{\alpha ref} - i_{\alpha mes} \leq -\Delta I \Rightarrow S1 = 1 \text{ et } S4 = 0$$

Cette commande est robuste et facile à mettre en œuvre tout en possédant une bonne dynamique. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de commutation.

Le tableau suivant donne, pour les huit configurations que peut donner le pont redresseur triphasé (l'état passant étant (1) et bloqué (0) des interrupteurs S1, S3 et S5), les expressions des tensions d'entrée V_{an} , V_{bn} et V_{cn} en fonction de la tension de sortie du redresseur V_s .

S1	S3	S5	V_a-v_0	V_b-V_0	V_c-V_0	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}
0	0	0	$-V_s/2$	$-V_s/2$	$-V_s/2$	0	0	0
0	0	1	$-V_s/2$	$-V_s/2$	$V_s/2$	$-V_s/3$	$-V_s/3$	$2V_s/3$
0	1	0	$-V_s/2$	$V_s/2$	$-V_s/2$	$-V_s/3$	$2.V_s/3$	$-V_s/3$
0	1	1	$-V_s/2$	$V_s/2$	$V_s/2$	$-2V_s/3$	$V_s/3$	$V_s/3$
1	0	0	$V_s/2$	$-V_s/2$	$-V_s/2$	$2V_s/3$	$-V_s/3$	$-V_s/3$
1	0	1	$V_s/2$	$-V_s/2$	$V_s/2$	$V_s/3$	$-2.V_s/3$	$V_s/3$
1	1	0	$V_s/2$	$V_s/2$	$-V_s/2$	$V_s/3$	$V_s/3$	$-2V_s/3$
1	1	1	$V_s/2$	$V_s/2$	$V_s/2$	0	0	0

Chaque interrupteur est bidirectionnel en courant et unidirectionnel en tension. Il est composé d'un interrupteur commandable, à l'amorçage et au blocage, avec une diode en antiparallèle.



L'interrupteur commandable peut être un transistor bipolaire, un GTO ou un transistor IGBT. Le choix se fait selon la puissance à commuter et la fréquence à laquelle travail l'interrupteur.

2.1.5 Schéma de commande du redresseur sinus

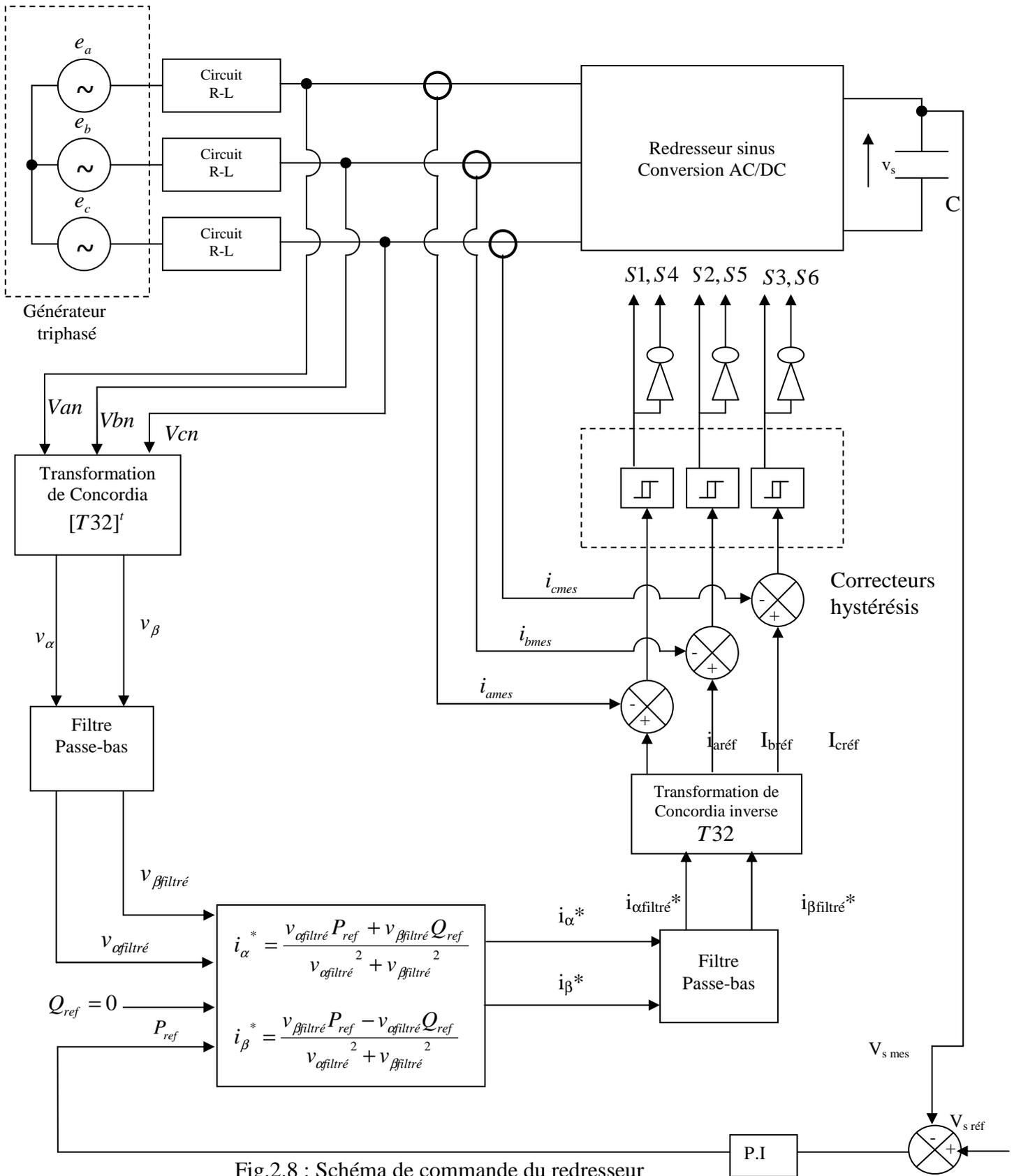
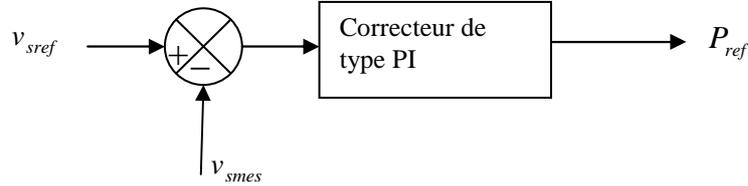


Fig.2.8 : Schéma de commande du redresseur

2.1.6 Modélisation des différents blocs

a) Correcteur de la tension de sortie redressé



L'approche de commande qui a été utilisée dans tout ce travail est celle dite "la modélisation petit signal". Elle est basée sur un développement au premier ordre du système autour de son point d'équilibre [8-10].

On a :

$$\frac{P_{ref}}{V_s} - \frac{P_{ch}}{V_s} = C \cdot \frac{d}{dt} V_s = \frac{P_{ref}}{V_s} - I_{ch} \quad \text{avec } I_{ch} = cste$$

Avec l'approche petit signal :

$$\begin{aligned} C \cdot \frac{d}{dt} (V_s + \tilde{v}_s) &= \frac{P_{ref} + \tilde{P}_{ref}}{V_s + \tilde{v}_s} - I_{ch} \\ &= \frac{P_{ref} + \tilde{P}_{ref}}{v_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\tilde{v}_s}{v_s}} - I_{ch} \quad \text{or } \frac{\tilde{v}_s}{v_s} \ll 1 \end{aligned}$$

$$\text{donc } C \cdot \frac{d}{dt} (v_s + \tilde{v}_s) = \frac{P_{ref} + \tilde{P}_{ref}}{v_s} \cdot \left(1 - \frac{\tilde{v}_s}{v_s}\right) - I_{ch} \quad \text{et } \frac{d}{dt} v_s = 0$$

$$C \frac{d\tilde{v}_s}{dt} = -\frac{P_{ref}}{V_s^2} \tilde{v}_s + \frac{\tilde{P}_{ref}}{V_s}$$

$$\tilde{P}_{ref} = C(s) \cdot [\tilde{v}_{sref} - \tilde{v}_s] = C(s) \cdot \tilde{v}_{sref}$$

d'information.

Car en boucle ouverte il n'y a pas de retour

(C(s) fonction de transfert du PI)

$$\Leftrightarrow C \frac{d}{dt} \tilde{v}_s = -\frac{P_{ref}}{v_s^2} \tilde{v}_s + \frac{C(s)}{v_s} \cdot \tilde{v}_{sref}$$

$$\Leftrightarrow \tilde{v}_s \left[\frac{P_{ref} + v_s^2 \cdot C \cdot s}{v_s^2} \right] = \frac{v_{sref}}{v_s} C(s)$$

La fonction de transfert d'un Pi est de la forme:

$$C(s) = \frac{K_p (1 + \tau_i \cdot s)}{\tau_i \cdot s}$$

$$\left(\frac{\tilde{v}_s}{\tilde{v}_{sréf}} \right)_{BO} = \frac{C(s) \cdot v_s}{P_{ref} \left(1 + \frac{v_s^2 \cdot C}{P_{ref}} s \right)} = \frac{K_p (1 + \tau_i s)}{\tau_i s} \frac{v_s}{P_{ref} \left(1 + \frac{v_s^2 \cdot C}{P_{ref}} s \right)}$$

On choisit de réaliser une compensation par pôle qui consiste à supprimer le pôle dominant (constant de temps la plus grande) pour augmenter la rapidité du système bouclé et permettre de déterminer aisément la valeur de ses paramètres.

$$\text{Donc } \tau_i = \frac{v_s^2 \cdot C}{P_{ref}}$$

$$\left(\frac{\tilde{v}_s}{\tilde{v}_{sréf}} \right)_{BF} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_i \cdot P_{ref}}{v_s \cdot K_p} s}$$

On constate qu'en régime permanent $\lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \left(\frac{\tilde{v}_s}{\tilde{v}_{sréf}} \right) = 0$ donc la consigne de tension suit bien sa référence.

La fonction de transfert est du premier ordre et comme tout premier ordre :

- le temps de réponse est fonction de sa constante de temps $\tau_r = 3 \cdot \tau$.
- le temps de montée est régi par $\tau_m = 2.3 \cdot \tau$

On peut choisir une pulsation de coupure ω_c qui donne sa constante de temps par $\tau = 1/\omega_c$. On choisit cette option pour filtrer l'ondulation à 3ω de la tension redressée.

$$\text{Ainsi } \tau = \frac{1}{3 \cdot 2\pi \cdot f} \quad \text{pour une fréquence donner.}$$

$$\text{Donc : } \tau_i = \frac{V_s^2 \cdot C}{P_{réf}}$$

$$K_p = \frac{\tau_i \cdot P_{réf}}{V_s \cdot 3 \cdot \tau}$$

2.2. Modélisation du bus continu

2.2.1 Schéma équivalent

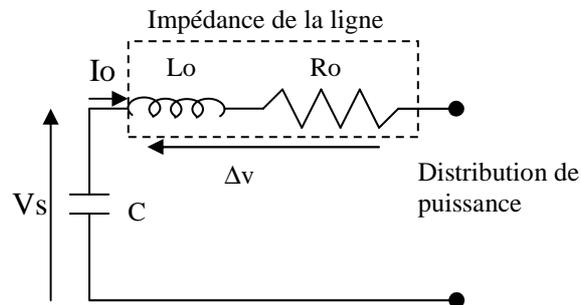


Fig.2.9 : Schéma équivalent du bus continu.

La puissance distribuée aux diverses charges. Dans notre étude le récepteur est un ensemble onduleur de tension / machine (MSAP). La vitesse de la machine est régulée de sorte à respecter sa consigne de 1500 trs /min. En considérant les pertes par commutation nulles la puissance à l'entrée du convertisseur est celle utilisée par la machine.

La puissance mécanique de la machine a pour expression : $P_{mec} = \Gamma_{mot} \cdot \Omega$

Les pertes joules dans la machine ont pour expression : $P_j = R_s(i_d + i_q)^2$

La puissance absorbée par l'onduleur : $P_e = V_e \cdot I_e$

La puissance distribuée vaut : $P_{dis} = V_s \cdot I_o$

2.3 Modélisation de l'ensemble onduleur-machine :

2.3.1 Introduction :

L'asservissement des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques pour en faire des actionneurs à vitesse variable devient de plus en plus courant [11-12]. Parmi des machines électriques utilisées, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont un couple volumique élevé et une inertie très faible. De plus, elles ont des inductances relativement faibles, ce qui entraîne des réponses rapides des courants et donc du couple. Pour diminuer le taux d'ondulation du courant et de couple, elles sont alimentées par d'onduleurs de tension, à base de composants de haute fréquence de découpage. En outre, grâce aux progrès de l'électronique de puissance, la réalisation de leurs commandes est devenue de plus en plus simple. L'ensemble de ses propriétés leur donne un avantage incontestable dans la motorisation d'actionneurs de forte puissance massique et de hautes performances, notamment dans notre domaine qui est les systèmes embarqués. La figure 2.11 représente l'ensemble Commande-Onduleur-machine.

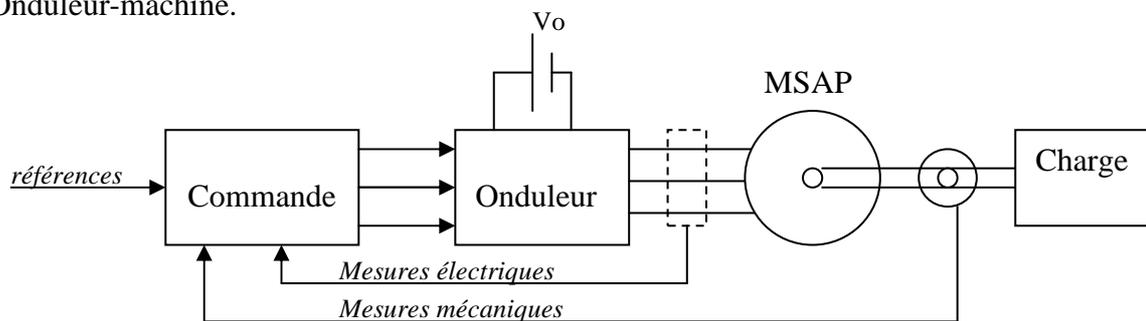


Fig.2.10 : Ensemble Commande-Onduleur-Machine.

2.3.2 Description et mise en équation de la MSAP :

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) considérée dans notre étude comporte un stator et un rotor de constitution symétrique avec p paires de pôles. Les enroulements statoriques sont connectés en étoile à neutre isolé. L'excitation rotorique est créée par des aimants permanents au rotor. Du fait que la machine à p paires de pôles, on peut introduire la vitesse électrique égale à p fois la vitesse mécanique.

Afin de simplifier la modélisation de la machine, les hypothèses suivantes sont faites :

- Les circuits magnétiques de la machine ne sont pas saturés.
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale.

Les équations électriques de la machine sont décrites par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (2.3.1)$$

R_s est la résistance des phases statoriques.

V_{abc} les tensions des phases statoriques.

i_{abc} les courants des phases statoriques.

Ψ_{abc} Les flux totaux à travers les bobines statoriques.

En appliquant la transformation de Concordia T_{32} , on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} \quad (2.3.2)$$

En appliquant la transformation de Park à ce dernier système d'équations :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = P(-\theta) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \quad \text{avec} \quad P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} + \dot{\theta} \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} \quad (2.3.3)$$

avec $\dot{\theta} = \omega = p\Omega$

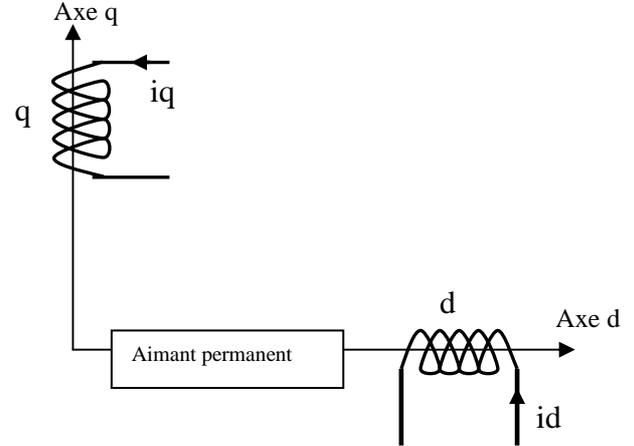


Fig.2.11 : Schéma équivalent de la machine sur les axes d et q

Dans les machines synchrones à répartition sinusoïdale des conducteurs Ψ_d et Ψ_q sont fonctions linéaires des courants i_d et i_q :

$$\begin{cases} \Psi_d = L_d \cdot i_d + \Psi_f \\ \Psi_q = L_q \cdot i_q \end{cases} \quad L_d \text{ et } L_q \text{ sont les inductances en quadrature,}$$

$$\Psi_f = M_{fd} \cdot i_f = \text{constant (machine à aimants)}.$$

Donc :

$$v_d = R_s \cdot i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega \cdot L_q \cdot i_q$$

$$v_q = R_s \cdot i_q + L_d \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d \cdot i_d + \Psi_f) \quad (2.3.4)$$

Equation mécanique :

La conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique dans les machines synchrones est régie par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_m - \Gamma_{rés} \quad (2.3.5)$$

Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique développé par les machines synchrones sinusoïdales peut être donné par la relation suivante :

$$\Gamma_m = p[\Psi_f + (L_d - L_q) \cdot i_d] \cdot i_q \quad (2.3.6)$$

Machine lisse ($L_d = L_q$) , l'équation devient :

$$\Gamma_m = p \cdot \Psi_f \cdot i_q \quad (2.3.7)$$

$$\Gamma_{rés} = f_r \cdot \omega$$

où f_r : coefficient de frottement qui se détermine en régime permanent.

$$J \frac{d\Omega}{dt} = p \cdot \Psi_f \cdot i_q - f_r \cdot \omega \quad (2.3.8)$$

la représentation fonctionnelle du modèle de Park des MSAP est illustrée sur la figure 2.12

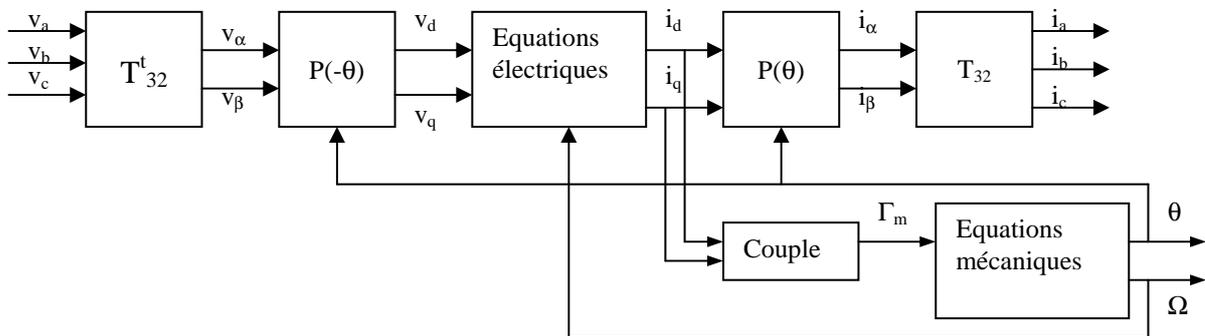


Fig.2.12 : Schéma global de la machine basé sur le modèle de Park.

2.4. Onduleur de tension

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande. Dans notre étude la machine est alimentée par un onduleur de tension constitué de trois bras composés chacun de deux cellules de commutations [9-11]. Chaque cellule de commutation est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage, et d'une diode antiparallèle. Dans ce rapport, la commande des interrupteurs est selon la technique dite Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI). A chaque instant, un des interrupteurs de chaque bras est en conduction, et l'autre est bloqué.

2.4.1 Modélisation de l'onduleur

Dans l'étude de l'ensemble complet onduleur-machine, nous nous intéresserons uniquement au comportement de la machine qu'à celui de l'onduleur. Du fait que les constantes du temps des machines et des régulateurs sont très grandes devant le temps de transition d'un état à l'autre des composants semi-conducteurs, on peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux, c'est-à-dire résistance nulle à l'état passant, résistance infinie à l'état bloqué, réaction instantanée aux signaux de commande.

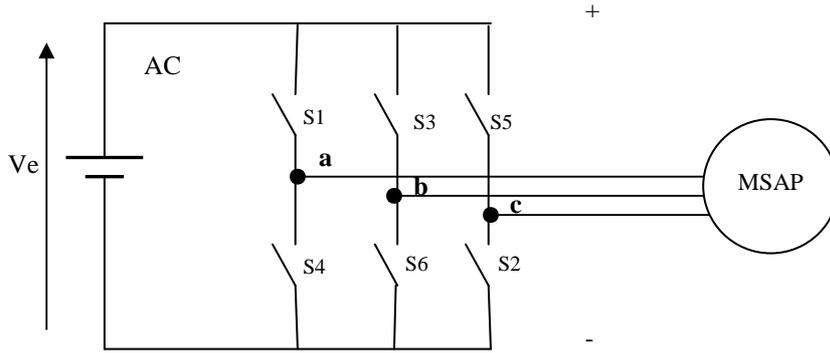


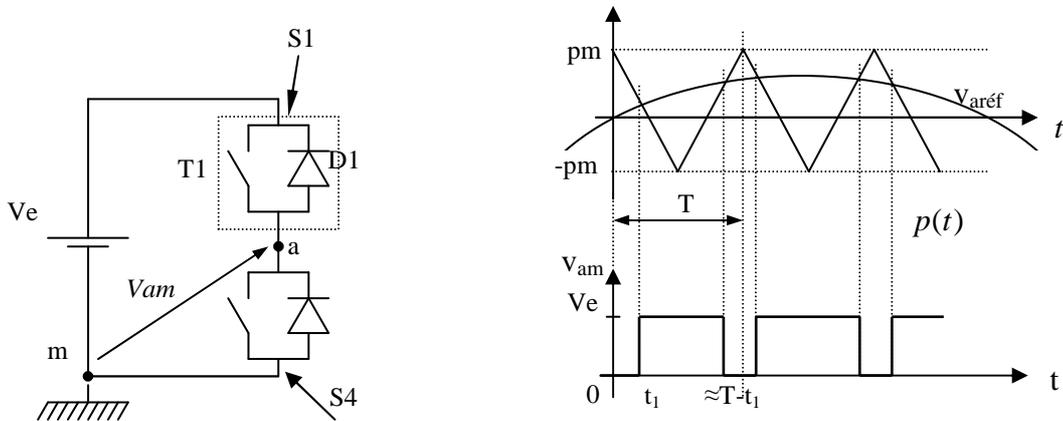
Fig.2.13 : Schéma de modèle de l'onduleur utilisé.

2.4.2 Principe de la MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)

Considérons la cellule de commutation suivante formée des interrupteurs S1 et S4, ayant des commandes complémentaires, et délivrant une tension $V_{am}=V_e$.

En MLI, les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont déterminés par les intersections d'une onde de référence représentant la modulatrice ici la tension V_{aref} désirée de fréquence f avec une onde appelée porteuse de forme triangulaire et de fréquence f_p dont l'amplitude est pm .

Nous étudions le cas de la MLI sinus-triangle:



Par rapport à $p(t)$, on peut considérer que V_{aref} est constante car $f_p \gg f$.

Fig.2.14 : Schéma de principe de la MLI.

On a:

$$S1 = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{aref} > p(t) \\ 0 & \text{si } V_{aref} < p(t) \end{cases}$$

$$V_{am} = \begin{cases} V_e & \text{quand } S1=1 \\ 0 & \text{quand } S1=0 \end{cases}$$

2.4.3 Modèle de l'onduleur

On peut dire qu'en valeur moyenne: $V_{am} = \alpha.V_e$

α Etant le rapport cyclique: $\alpha = \frac{\theta}{T} = \frac{T - 2.t_1}{T}$

Pour $0 \leq t \leq T/2$:

$$p(t) = P_m - \frac{2.P_m}{T/2}t \Rightarrow \quad \text{à} \quad t = t_1 \quad p(t) = V_{aref} \Rightarrow \frac{V_{aref}}{2.P_m} = \frac{1}{2} - \frac{t_1}{T/2}$$

$$\text{or } \alpha = t_1 - \frac{2.t_1}{T} \Rightarrow \alpha = 1 - \left(\frac{1}{2} - \frac{V_{aref}}{2.P_m} \right) = \frac{1}{2} + \frac{V_{aref}}{2.P_m}$$

$$\text{et } V_{am} = \alpha.V_e = \frac{1}{2}.V_e + \frac{V_e}{2.P_m}.V_{aref} \quad (\text{de même pour } V_{bm} \text{ et } V_{cm})$$

sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{am} \\ V_{bm} \\ V_{cm} \end{bmatrix} = \frac{V_e}{2.P_m} \cdot \begin{bmatrix} V_{aref} \\ V_{bref} \\ V_{cref} \end{bmatrix} + \frac{V_e}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

D'après le tableau des configurations possibles des différents interrupteurs:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{am} \\ V_{bm} \\ V_{cm} \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} V_{am} \\ V_{bm} \\ V_{cm} \end{bmatrix}$$

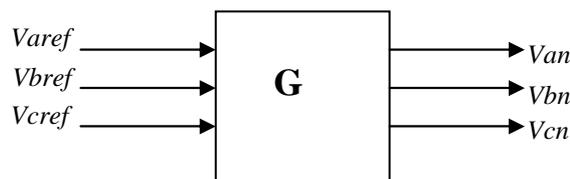
On remarque que $[C] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = 0$ et sachant que $V_{aref} + V_{bref} + V_{cref} = 0$ (il n'y a pas de composante

homopolaire) donc:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_e}{2.P_m} \cdot \begin{bmatrix} V_{aref} \\ V_{bref} \\ V_{cref} \end{bmatrix} = G \cdot \begin{bmatrix} V_{aref} \\ V_{bref} \\ V_{cref} \end{bmatrix}$$

avec G : gain de l'onduleur.

En supposant qu'on veut changer V_{aref} à $t = t_1 + \varepsilon$. Ce changement ne sera pas perçu à $t = t_1 + \varepsilon$ car à ce moment là, on a encore $V_{am} = V_e$ et ce jusqu'à ce que $V_{aref} = p(t)$ c'est-à-dire à environ $t = T - (t_1 + \varepsilon)$ si on augmente V_{aref} ou à $t = T - (t_1 - \varepsilon)$ si on l'a diminué. Finalement, le retard maximum peut aller jusqu'à une période de la porteuse soit un retard $\tau = 1/f_p$.



2.4.4 Schéma de commande de l'onduleur/MSAP

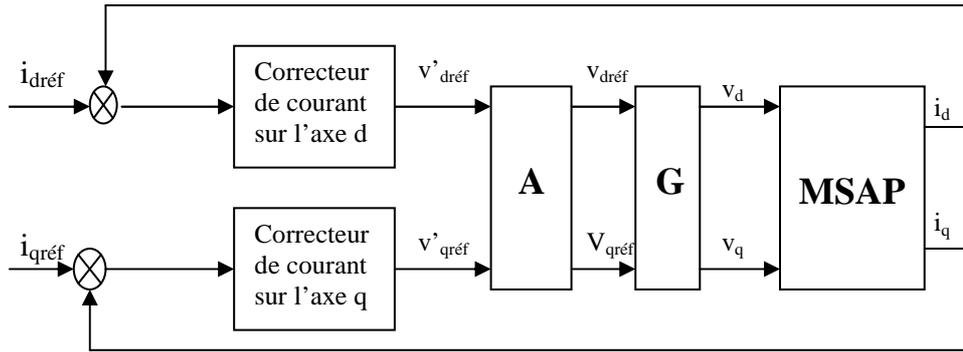


Fig.2.15 : Schéma de commande de l'onduleur / MSAP

2.4.5 Calcul des correcteurs de courants

Les équations électriques en d et q de la machine synchrone à aimant permanent sont :

$$v_d = R_s \cdot i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega \cdot L_q \cdot i_q$$

$$v_q = R_s \cdot i_q + L_d \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d \cdot i_d + \Psi_f)$$

Les deux fonctions de transfert sont identiques, donc on utilise les notations suivantes pour simplifier l'écriture $R_s=R$ et $L_d=L_q=L$.

L'approche petit signal est mise en avant afin d'obtenir les deux fonctions de transfert. En négligeant les termes fonction de la vitesse, étant donné sa grande constante de temps mécanique, il vient :

$$G \cdot \tilde{v} = (R + L \cdot s) \cdot \tilde{i} \Leftrightarrow \frac{\tilde{i}}{\tilde{v}} = \frac{G}{(R + L \cdot s)}$$

En boucle ouverte il n'y a pas de retour d'information

$$\Rightarrow \tilde{v} = C(s) \cdot (\tilde{i}_{réf} - \tilde{i}) = C(s) \cdot \tilde{i}_{réf}$$

$$\Leftrightarrow \left(\frac{\tilde{i}}{\tilde{i}_{réf}} \right)_{BO} = \frac{G}{(R + L \cdot s)} \cdot C(s) = \frac{G}{(R + L \cdot s)} \frac{K_p (1 + \tau_i \cdot s)}{\tau_i \cdot s}$$

Pour fixer les paramètres du correcteur PI il faut d'abord calculer la fonction de transfert en boucle fermée et l'identifier au modèle du 2nd ordres.

$$\left(\frac{\tilde{i}}{\tilde{i}_{réf}} \right)_{Bf} = \frac{1 + \tau_i \cdot s}{1 + \left(\tau_i + \frac{\tau_i \cdot R}{G \cdot K_p} \right) \cdot s + \left(\frac{\tau_e \cdot \tau_i \cdot R}{G \cdot K_p} \right) \cdot s^2} \quad \text{avec} \quad \tau_e = \frac{L}{R}$$

D'après le résultat obtenu, on remarque que le courant suit bien sa référence, car en régime permanent $s = 0$ montre que $\tilde{i} = \tilde{i}_{ref}$

L'identification du second ordre se fait selon le modèle du dénominateur suivant :

$$D(s) = 1 + \frac{2 \cdot \xi}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2 \quad \text{Avec } \xi : \text{amortissement du système.}$$

$$\omega_n : \text{pulsation propre du système.}$$

Le dimensionnement se fait avec un bon compromis entre le temps de montée et le dépassement de la référence impose de prendre un amortissement $\xi = 0.7$. Ce qui force à son tour la pulsation propre du système : $\omega_n = \frac{3.29}{t_m}$.

Le temps de montée doit être du même ordre de grandeur que la période de découpage de l'onduleur. On prend $t_m = 200\mu s$. On se retrouve devant deux équations à deux inconnues et après tous les calculs il reste :

$$K_p = \frac{\omega_n \cdot L \cdot 2\xi - R}{G} ; \quad \tau_i = \frac{G \cdot K_p}{\omega_n^2 \cdot L} ; \quad K_i = \frac{K_p}{\tau_i}$$

2.5 Schéma de commande de l'onduleur/MSAP et stratégie de commande

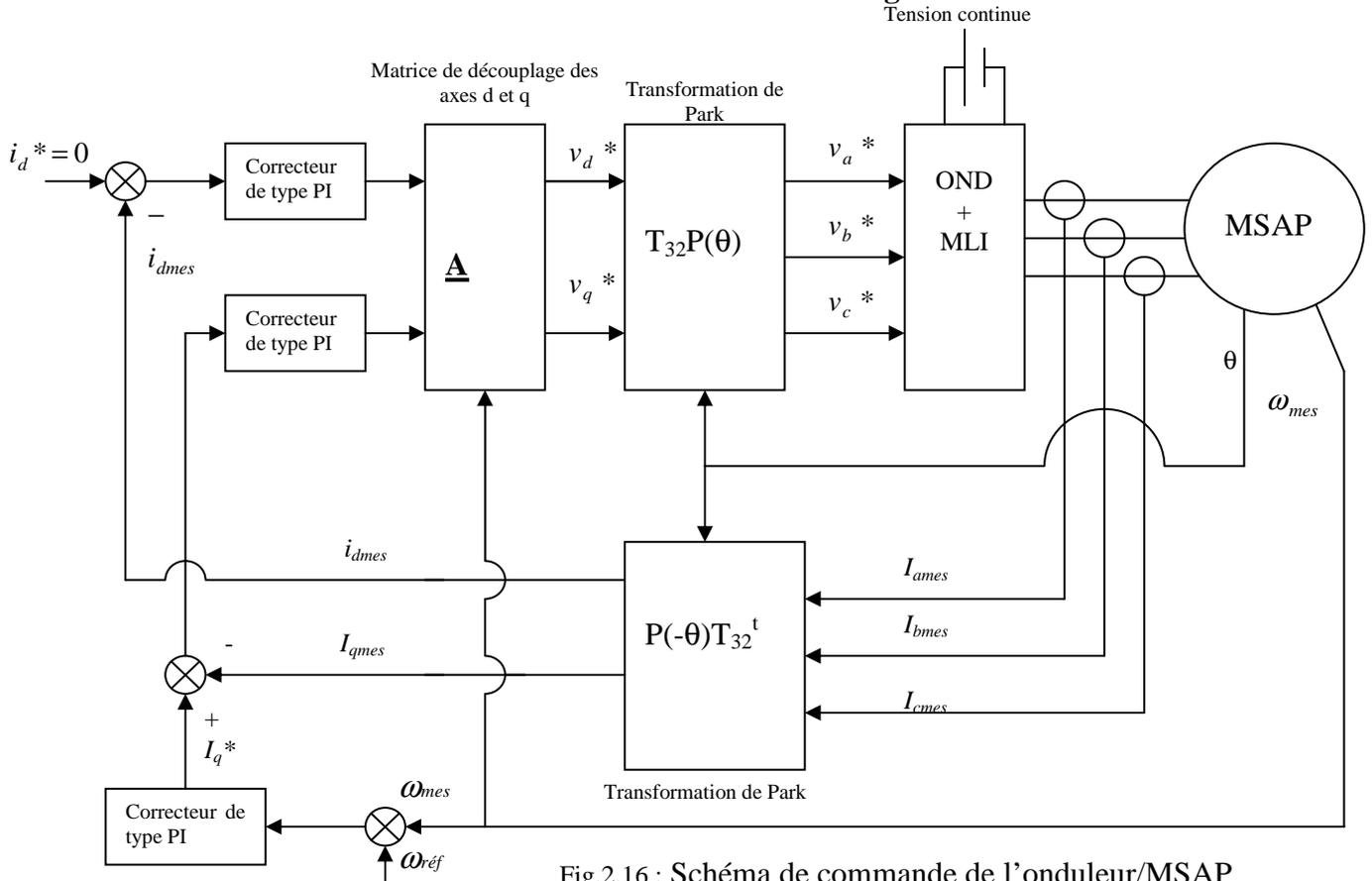


Fig.2.16 : Schéma de commande de l'onduleur/MSAP

Le courant i_d n'intervient pas dans le couple, donc pour minimiser les pertes joules dans la machine, on choisira $i_d=0$

$$P_j = R_s.(i_d^2 + i_q^2) = R_s.i_q^2$$

Dans notre étude il s'agit d'une commande en vitesse qui est régulée de façon à la maintenir à sa référence. Par exemple pour une vitesse de 1500 tr/min, en régime permanent, permis de fixer $\tilde{i}_{q\text{réf}}$.

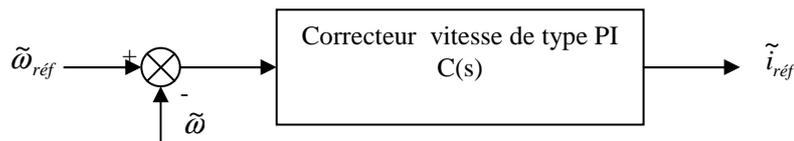
$$\tilde{i}_{q\text{réf}} = \frac{\omega_{\text{réf}} \cdot f_r}{p \cdot \Psi_f}$$

Le couple moteur vaut : $\Gamma_m = p \cdot \Psi_f \cdot \tilde{i}_q$

A.N :

$$\begin{aligned} \tilde{i}_q &= 160.12 \text{ A} \\ \Gamma_m &= 15.7 \text{ N.m} \end{aligned}$$

2.5.1 Calcul du correcteur de vitesse



La modélisation petit signal de l'équation mécanique permet de déterminer la fonction de transfert en boucle ouverte du schéma fonctionnel ci-dessus :

$$J \frac{d}{dt} (\tilde{\omega} + \omega_0) = p \cdot (\tilde{\Psi}_f + \Psi_f) \cdot (I_q + \tilde{i}_q) - f_r \cdot (\tilde{\omega} + \omega_0)$$

Le couple moteur et de charge s'annulent en régime permanent. Disparaissent également les dérivées de termes constants, les termes du 2^{ème} ordre ainsi que les termes fonction de $\tilde{\omega}$ et de Ψ_f . En effet la constante mécanique étant élevée et le flux inducteur étant constant leurs variations peuvent être considérées comme négligeables. Toutes simplifications faites il reste :

$$J \frac{d\tilde{\omega}}{dt} = p \cdot \Psi_f \cdot \tilde{i}_q - f_r \cdot \tilde{\omega}$$

$$\text{avec } \tilde{i}_q = C(s) \cdot (\tilde{\omega}_{réf} - \tilde{\omega}) = C(p) \cdot \tilde{\omega}_{réf}$$

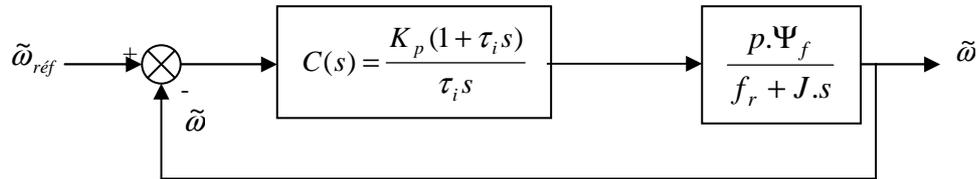
$\tilde{\omega} = 0$ Car il n'y a pas de retour de l'information en boucle ouverte.

$$\tilde{\omega} \cdot (f_r + J \cdot s) = p \cdot \Psi_f \cdot C(s) \cdot \tilde{\omega}_{réf}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$\left(\frac{\tilde{\omega}}{\tilde{\omega}_{réf}} \right)_{BO} = \frac{p \cdot \Psi_f \cdot C(s)}{f_r + J \cdot s}$$

Le correcteur est de type PI, sa fonction de transfert s'écrit : $C(s) = \frac{K_p(1 + \tau_i s)}{\tau_i s}$



On choisit de réaliser une compensation par pôle qui consiste à supprimer le pôle dominant (constante de temps la plus grande) pour augmenter la rapidité du système bouclé et permettre de déterminer aisément la valeur des paramètres.

$\tau_m = \frac{J}{f_r}$: constante de temps mécanique.

On pose $\tau_m = \tau_i$

La fonction de transfert en boucle fermée devient:

$$\left(\frac{\tilde{\omega}}{\tilde{\omega}_{réf}} \right)_{BF} = \frac{1}{1 + \frac{f_r \cdot \tau_i}{p \cdot \Psi_f \cdot K_p} s} \quad \text{avec : } \tau = \frac{f_r \cdot \tau_i}{p \cdot \Psi_f \cdot K_p}$$

On peut dire que ce résultat est juste puisqu'en régime permanent $s = 0$ ce qui implique que $\tilde{\omega} = \tilde{\omega}_{réf}$. La vitesse suit sa référence.

La fonction de transfert de ce correcteur est de premier ordre, son dimensionnement se fait comme tout premier ordre:

- Le temps de réponse est fonction de sa constante de temps $\tau_r = 3 \cdot \tau$
- le temps de montée est régi par $\tau_m = 2.3 \tau$

Ici on a choisi de se baser sur le temps de montée ce qui donne les paramètres du correcteur :

$$\tau_i = \frac{J}{f_r} \quad ; \quad K_p = \frac{2,3 \cdot f_r \cdot \tau_i}{p \cdot \Psi_f \cdot \tau_m}$$

On fixe $\tau_m = 10 \text{ms}$.

3.1 Introduction

L'utilisation de commande robuste dans les systèmes de puissance distribuée ne permet généralement pas l'obtention d'un facteur de puissance unitaire en entrée. Les propriétés de robustesse se traduisent par des pics de courant absorbé, ce qui détériore le taux de distorsion harmonique de courant de ligne. La multiplication des sources d'alimentation et des actionneurs dans les systèmes embarqués avec des étages de conversions et de régulation multiple pose de forts problèmes d'interaction électrique entre les convertisseurs mis en cascade. L'utilisation d'une cascade de convertisseur est une solution à la double contrainte, que sont une commande robuste et un bon facteur de puissance. Le convertisseur d'entrée AC/DC assure la qualité du facteur de puissance, en contrôlant l'allure du courant absorbé.

Le second assure l'alimentation et la commande de la machine désirée.

Le premier résulte de l'interaction entre les commandes de chaque convertisseur qui peuvent générer une instabilité globale. En effet, vu du convertisseur d'entrée, le second étage se comporte comme une résistance négative. Une augmentation de sa tension d'entrée se traduit par une diminution du courant absorbé et vice versa. Cette résistance peut entraîner une ondulation de la tension de sortie du premier convertisseur et donc perturber fortement le fonctionnement de l'ensemble.

Le deuxième est lié au comportement large signal du convertisseur. Contrairement à la plupart des charges un convertisseur statique constitue une charge hautement non linéaire dont les régimes transitoires peuvent être violents. Ceci peut amener le convertisseur d'entrée dans un domaine de dysfonctionnement.

Dans ce chapitre, on propose une matrice de découplage des commandes des convertisseurs, résolvant ainsi les deux problèmes précédemment cités et conduisant à une commande optimisée.

3.2 Commande de la tension du bus et de la vitesse d'une MSAP :

Le but est d'acheminer la puissance utile de l'alternateur jusqu'à la machine synchrone via le bus continu (Fig.3.1). Dans un premier temps on utilise une seule MSAP. La commande de l'ensemble doit permettre la stabilisation du bus ainsi que la régulation de vitesse. Les références de tension et de vitesse sont respectivement de 600 V et de 1500 tr/min, et la capacité du condensateur à la sortie du redresseur est de 50 μ F.

Afin de valider, par simulation, les performances de l'ensemble redresseur commandé à absorption sinusoïdale de courant et onduleur /MSAP, nous avons utilisé le logiciel MATLAB-SIMULINK.

3.3 Simulation de l'ensemble en utilisant des régulateurs de courant PI :

3.3.1 Fonctionnement avec une seule MSAP

Résultats de simulation pour le bus continu et la vitesse de rotation de la MSAP :

Avec $C=50 \mu\text{F}$

L'objectif est de voir l'évolution du bus continu lors de changement de la charge ou de référence de la vitesse.

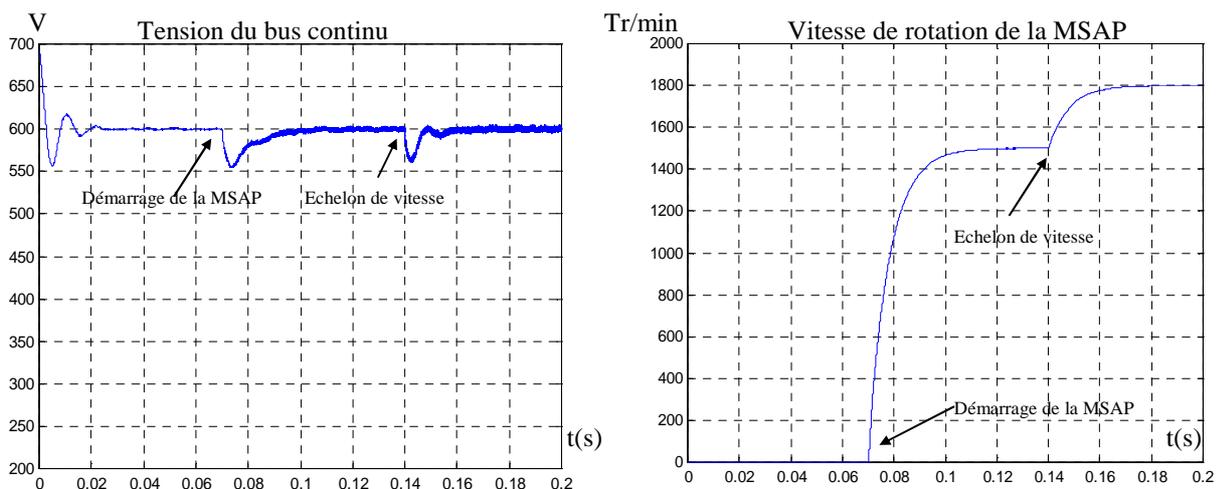


Fig 3.1 : Courbes de simulation de la tension du bus continu et la vitesse de la MSAP.

La machine est démarrée lorsque la tension du bus continu est stabilisée (à $t=0.07$ s) ceci afin de limiter l'appel du courant. Le démarrage de la machine synchrone entraîne une chute de tension importante de l'ordre de 50 V, ce qui s'explique du fait que le condensateur doit fournir l'énergie nécessaire pour compenser l'appel de puissance pour tel de cas. A $t=0.14$ on modifie la consigne de vitesse en l'augmentant de 300 tr/min soit une référence de 1800tr/min, le même cas se présente dans ce changement, une chute de tension du bus continu.

Résultats coté réseau :

L'objectif du redresseur commandé est d'absorber un courant sinusoïdal avec un facteur de puissance unitaire. La simulation est faite avec une fréquence du réseau de 50 Hz. On remarque que les courants absorbés par le redresseur sont en phase avec la tension d'alimentation, et sa forme sinusoïdale.

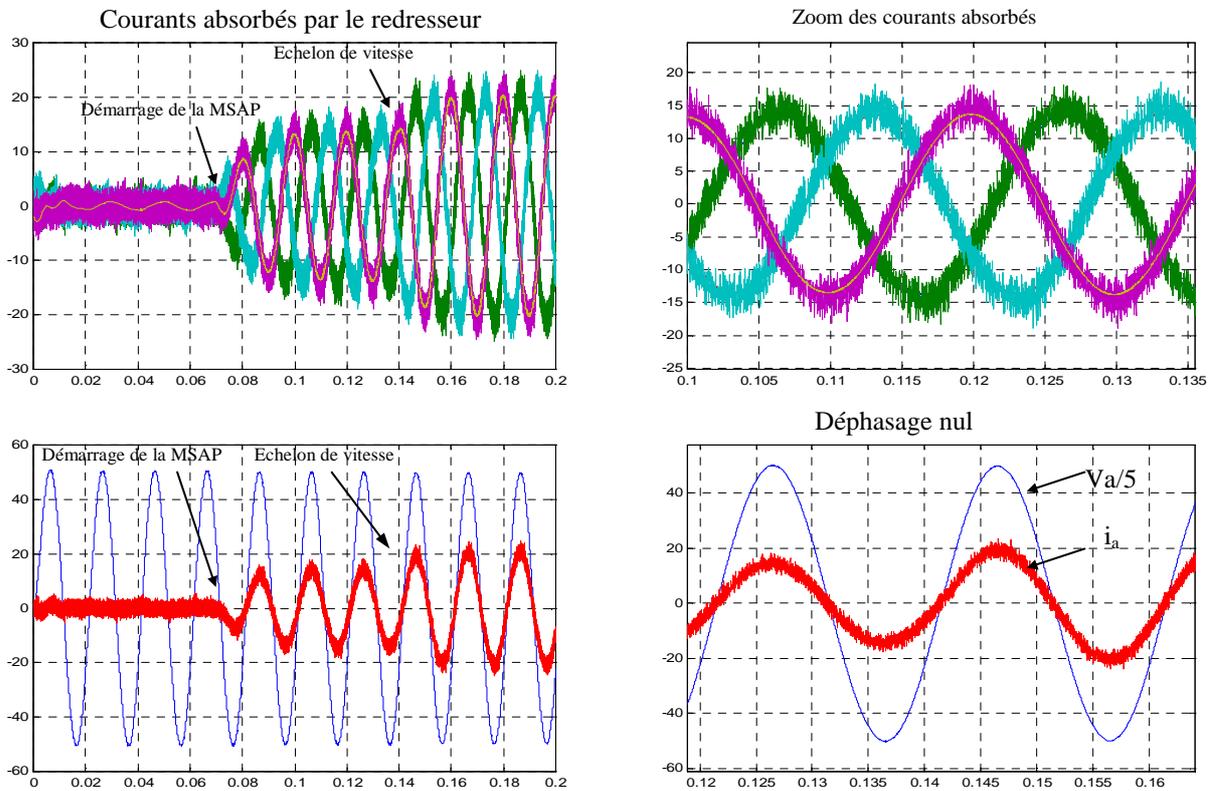


Fig.3.2 : Courants absorbés par le redresseur et la tension de la phase a.

Résultats de simulation pour l'onduleur :

En régime permanent le courant d'axe q (i_q) prend la valeur de 160 A, identique à celle calculée théoriquement précédemment pour une vitesse de 1500 tr/min. et même le courant i_d suit sa consigne qui est nulle. Le couple vaut 15.7 Nm, identique à la valeur trouvée théoriquement pour 1500tr/min.

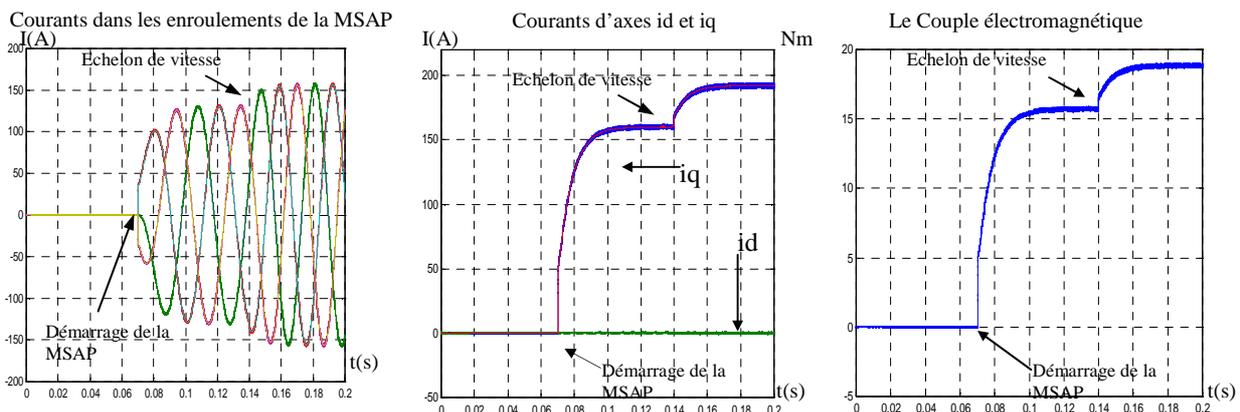


Fig.3.3 : Tracés des courants et du couple électromagnétique de la MSAP.

3.3.1.1 Matrice de découplage :

Selon les résultats de simulation, le bus continu est stable, mais à chaque variation de la charge, il répond par une chute de tension. Donc le bus continu est sensible aux régimes transitoires, Pour éliminer ce problème, on propose une matrice de découplage qui permet d'une part d'éliminer les effets du couplage des convertisseurs, et d'autre part de découpler la tension de la vitesse, c'est à dire la vitesse de rotation de la MSAP ne dépend pas de la tension du bus continu.

Cette matrice de découplage étant implantée on obtient $\tilde{v}_s = f(\tilde{P}_{réf})$ et $\tilde{\omega} = f(\tilde{i}_q)$. C'est à dire que pour une variation de charge, qui dans notre étude est un échelon de vitesse, la tension de bus continu reste constante.

La loi des nœuds appliquée au point A de la fig 3-4 donne : $i_f = i_c + i_s$.

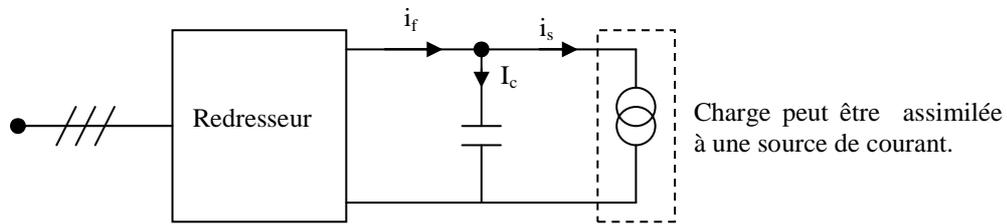


Fig.3.4

En modélisation petit signal et après toutes les simplifications, notamment la suppression des termes du 2^{ème} ordre (produit de deux variations) ou bien des termes qui en régime permanent étant égaux s'éliminent naturellement on obtient :

$$C \frac{d\tilde{v}_s}{dt} = \frac{\tilde{P}_{réf}}{V_s} - \frac{\tilde{P}_{cons}}{V_s}$$

\tilde{P}_{cons} Représente la variation de puissance consommée par l'ensemble onduleur/MSAP.

$\tilde{P}_{réf}$ Représente la variation de puissance absorbée par le redresseur sinus.

En prenant les hypothèses suivantes :

- ✓ Le régime de fonctionnement est constant,
- ✓ Les pertes par commutation et la puissance dissipée dans la ligne négligeables alors :

$$P_{cons} = V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q$$

$$\rightarrow \tilde{P}_{cons} = V_d \cdot \tilde{i}_d + \tilde{v}_d \cdot I_d + V_q \cdot \tilde{i}_q + \tilde{v}_q \cdot I_q$$

$$\text{avec} \begin{cases} \tilde{v}_d = (R_s + L_d s) \cdot \tilde{i}_d - \omega_o \cdot L_q \cdot \tilde{i}_q \\ \tilde{v}_q = (R_s + L_q s) \cdot \tilde{i}_q + \omega_o \cdot L_d \cdot \tilde{i}_d \end{cases}$$

$$\Leftrightarrow \tilde{P}_{cons} = [V_d \cdot \tilde{i}_d + (R_s + L_d s) \cdot \tilde{i}_d \cdot I_d - \omega_o \cdot L_q \cdot \tilde{i}_q \cdot I_d] + [V_q \cdot \tilde{i}_q + (R_s + L_q s) \cdot \tilde{i}_q \cdot I_q + \omega_o \cdot L_d \cdot \tilde{i}_d \cdot I_q]$$

$$\Rightarrow \tilde{P}_{cons} = [V_d + (R_s + L_d s) \cdot I_d + \omega_o \cdot L_d \cdot I_q] \cdot \tilde{i}_d + [V_q + (R_s + L_q s) \cdot I_q - \omega_o \cdot L_q \cdot I_d] \cdot \tilde{i}_q$$

$$\tilde{v}_s = \frac{1}{V_s \cdot C \cdot s} (\tilde{P}_{réf} - [V_d + (R_s + L_d s) \cdot I_d + \omega_o \cdot L_d \cdot I_q] \cdot \tilde{i}_d - [V_q + (R_s + L_q s) \cdot I_q - \omega_o \cdot L_q \cdot I_d] \cdot \tilde{i}_q)$$

L'équation mécanique de la machine synchrone à aimant permanent est :

$$J \frac{d\tilde{\omega}}{dt} = p \cdot \Psi_f \cdot \tilde{i}_q - f_r \cdot \tilde{\omega}$$

$$\Leftrightarrow \tilde{\omega} = \frac{p \cdot \Psi_f}{(f_r + J \cdot s)} \cdot \tilde{i}_q$$

Sous forme matricielle, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_s \\ \tilde{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{V_s \cdot C \cdot s} & -\frac{[V_d + (R_s + L_d s) \cdot I_d + \omega_o \cdot L_d \cdot I_q]}{V_s \cdot C \cdot s} & -\frac{[V_q + (R_s + L_q s) \cdot I_q + \omega_o \cdot L_q \cdot I_d]}{V_s \cdot C \cdot s} \\ 0 & 0 & \frac{p \cdot \Psi_f}{(f_r + J \cdot s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{D(s)} \begin{bmatrix} D(s) & 0 & 0 \\ 0 & (R_s + L_q s) & \omega_o \cdot L_q \\ 0 & -\omega_o \cdot L_d & (R_s + L_d s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_p & 0 & 0 \\ 0 & G & 0 \\ 0 & 0 & G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{v}_{dréf} \\ \tilde{v}_{qréf} \end{bmatrix}$$

G_p : gain en puissance qui peut servir, le cas échéant, de coefficient réducteur si on utilise un DSP pour faire une régulation numérique.

G : gain en tension de l'onduleur.

Le découplage des commandes et les axes d et q se réalisent en intégrant une matrice « A » dans le système avec un choix judicieux de ces coefficients.

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}$$

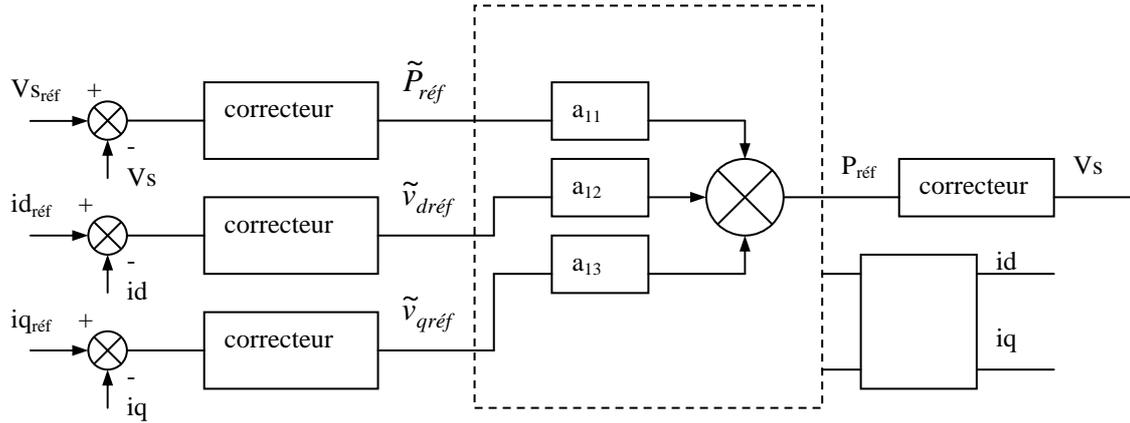


Fig.3.5 : Schéma fonctionnel de la matrice de découplage.

$$\begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{D(s)} \underbrace{\begin{bmatrix} D(s) & 0 & 0 \\ 0 & (R_s + L_q s) & \omega_o \cdot L_q \\ 0 & -\omega_o \cdot L_d & (R_s + L_d s) \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} G_p & 0 & 0 \\ 0 & G & 0 \\ 0 & 0 & G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{v}_{dréf} \\ \tilde{v}_{qréf} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$B = \begin{bmatrix} a_{11} \cdot G_p \cdot D(s) & a_{12} \cdot G \cdot D(s) & a_{13} \cdot G \cdot D(s) \\ G_p \cdot [a_{21} \cdot (R_s + L_q s) + a_{31} \cdot \omega_o \cdot L_q] & G \cdot [a_{22} \cdot (R_s + L_q s) + a_{32} \cdot \omega_o \cdot L_q] & G \cdot [a_{23} \cdot (R_s + L_q s) + a_{33} \cdot \omega_o \cdot L_q] \\ G_p \cdot [a_{31} \cdot (R_s + L_d s) - a_{21} \cdot \omega_o \cdot L_d] & G \cdot [a_{32} \cdot (R_s + L_d s) - a_{22} \cdot \omega_o \cdot L_d] & G \cdot [a_{33} \cdot (R_s + L_d s) - a_{23} \cdot \omega_o \cdot L_d] \end{bmatrix}$$

Pour que les courants des axes i_d et i_q ne dépendent pas de la puissance absorbée par le redresseur sinus, on doit imposer :

$$a_{21} = a_{31} = 0$$

Il faut également imposer :

$$\begin{aligned} a_{23} \cdot (R_s + L_q s) + a_{33} \cdot \omega_o \cdot L_q &= 0 \\ a_{32} \cdot (R_s + L_d s) - a_{22} \cdot \omega_o \cdot L_d &= 0 \end{aligned}$$

De sorte que les courants des axes d et q ne soient fonction que de leurs tensions d'axes respectives.

$$\frac{a_{23}}{a_{33}} = -\frac{\omega_o \cdot L_q}{(R_s + L_q s)} \quad \text{et} \quad \frac{a_{32}}{a_{22}} = \frac{\omega_o \cdot L_d}{(R_s + L_d s)}$$

En fixant $a_{33} = a_{22} = 1$,

$$\Rightarrow a_{23} = -\frac{\omega_o \cdot L_q}{(R_s + L_q s)} \quad , \quad a_{32} = \frac{\omega_o \cdot L_q}{(R_s + L_q s)}$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} \cdot G_p & a_{12} \cdot G & a_{13} \cdot G \\ 0 & \frac{G}{(R_s + L_d s)} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{G}{(R_s + L_q s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{v}_{dréf} \\ \tilde{v}_{qréf} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_s \\ \tilde{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{V_s \cdot Cs} & \frac{[V_d + (R_s + L_d s)I_d + \omega_o \cdot L_d \cdot I_q]}{V_s \cdot Cs} & \frac{[V_q + (R_s + L_q s)I_q - \omega_o \cdot L_q \cdot I_d]}{V_s \cdot Cs} \\ 0 & 0 & \frac{p \cdot \Psi_f}{(f + J \cdot s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{11} \cdot G_p & a_{12} \cdot G & a_{13} \cdot G \\ 0 & \frac{G}{(R_s + L_d s)} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{G}{(R_s + L_q s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{i}_{dréf} \\ \tilde{i}_{qréf} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_s \\ \tilde{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{a_{11} \cdot G_p}{V_s \cdot Cs} & \frac{a_{12} \cdot G}{V_s \cdot Cs} & \frac{G}{(R_s + L_d s)} \left(\frac{[V_d + (R_s + L_d s)I_d + \omega_o \cdot L_d \cdot I_q]}{V_s \cdot Cs} \right) & \frac{a_{13} \cdot G}{V_s \cdot Cs} & \frac{G}{(R_s + L_q s)} \left(\frac{[V_q + (R_s + L_q s)I_q - \omega_o \cdot L_q \cdot I_d]}{V_s \cdot Cs} \right) \\ 0 & 0 & 0 & \frac{p \cdot \Psi_f}{(f + J \cdot s)} & \frac{G}{(R_s + L_q s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{i}_{dréf} \\ \tilde{i}_{qréf} \end{bmatrix}$$

Pour découpler les commandes de la tension du bus continu et la vitesse de la MSAP, il faut imposer :

$$\frac{a_{12} \cdot G}{V_s \cdot Cs} - \frac{G}{(R_s + L_d s)} \left(\frac{[V_d + (R_s + L_d s)I_d + \omega_o \cdot L_d \cdot I_q]}{V_s \cdot Cs} \right) = 0$$

$$\frac{a_{13} \cdot G}{V_s \cdot Cs} - \frac{G}{(R_s + L_q s)} \left(\frac{[V_q + (R_s + L_q s)I_q - \omega_o \cdot L_q \cdot I_d]}{V_s \cdot Cs} \right) = 0$$

$$\begin{aligned} a_{12} &= \left(\frac{[V_d + (R_s + L_d s)I_d + \omega_o \cdot L_d \cdot I_q]}{(R_s + L_d s)} \right) \\ a_{13} &= \left(\frac{[V_q + (R_s + L_q s)I_q - \omega_o \cdot L_q \cdot I_d]}{(R_s + L_q s)} \right) \end{aligned} \Rightarrow \begin{bmatrix} \tilde{v}_s \\ \tilde{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{a_{11} \cdot G_p}{V_s \cdot Cs} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{p \cdot \Psi_f}{(f + J \cdot s)} & \frac{G}{(R_s + L_q s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{v}_{dréf} \\ \tilde{v}_{qréf} \end{bmatrix}$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} \tilde{v}_s \\ \tilde{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{a_{11} \cdot G_p}{V_s \cdot C_s} & 0 \\ 0 & \frac{p \cdot \Psi_f}{(f + J \cdot s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{i}_{qréf} \end{bmatrix}$$

Conclusion : selon les équations obtenues, les commandes sont totalement découplées, il est évident que la tension du bus continu reste constante quelque soit les variations de la charge.

3.3.1.2 Résultats de simulation avec la matrice de découplage :

Afin de vérifier que la tension de sortie du redresseur est insensible aux variations de charge, on donne sur les figures suivantes les résultats de simulation obtenus lors d'un démarrage de la MSAP à $t=0.07s$ avec une consigne de 1500tr/min, et une variation de vitesse à $t=0.14s$ avec une référence de 1800 tr/min.

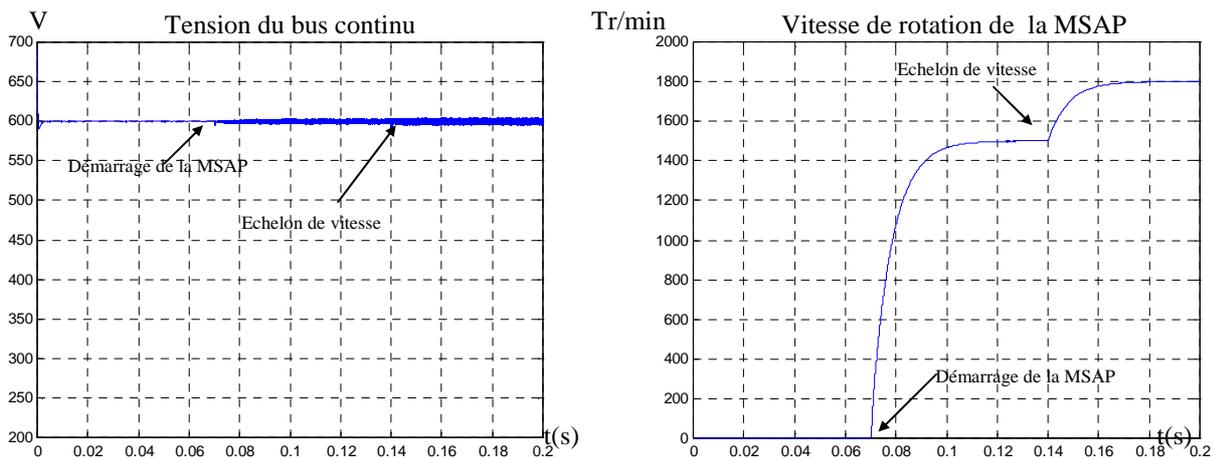


Fig. 3.6 : Tension du bus continu et vitesse de rotation de la MSAP.

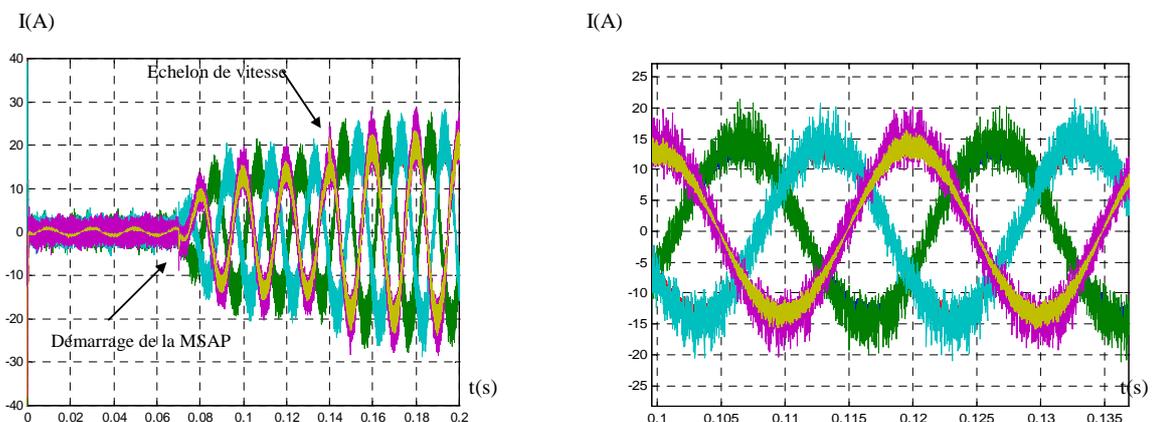


Fig.3.7 : Tracés des courants absorbés par le redresseur.

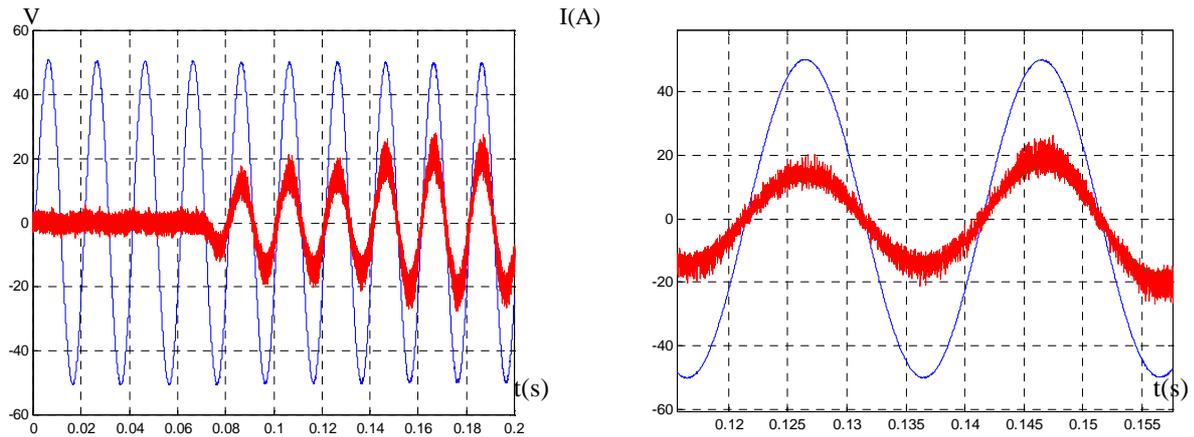


Fig .3.8 : Tracés des courbes Va et ia.

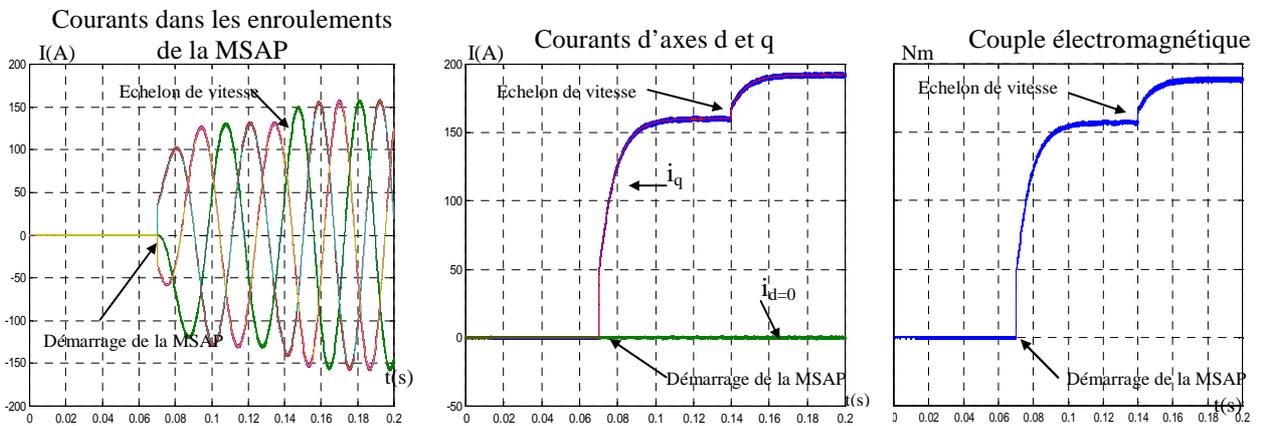


Fig.3.9 : Allures des courants cotés MSAP et du couple électromagnétique.

Conclusion :

Les résultats de simulation montrent l'efficacité de l'utilisation de la matrice de découplage et son rôle dans la stabilité du système. Nous remarquons que l'influence des perturbations ou variations de la charge sont infiniment petite et ne peuvent influencés la stabilité de la tension du bus continu.

3.3.2 Fonctionnement avec deux MSAP sans matrice de découplage:

Avec le même objectif d'acheminer la puissance utile de l'alternateur jusqu'aux machines synchrones via le bus continu. Les références de tension et de vitesse reste les mêmes.

Les deux machines utilisées sont identiques.

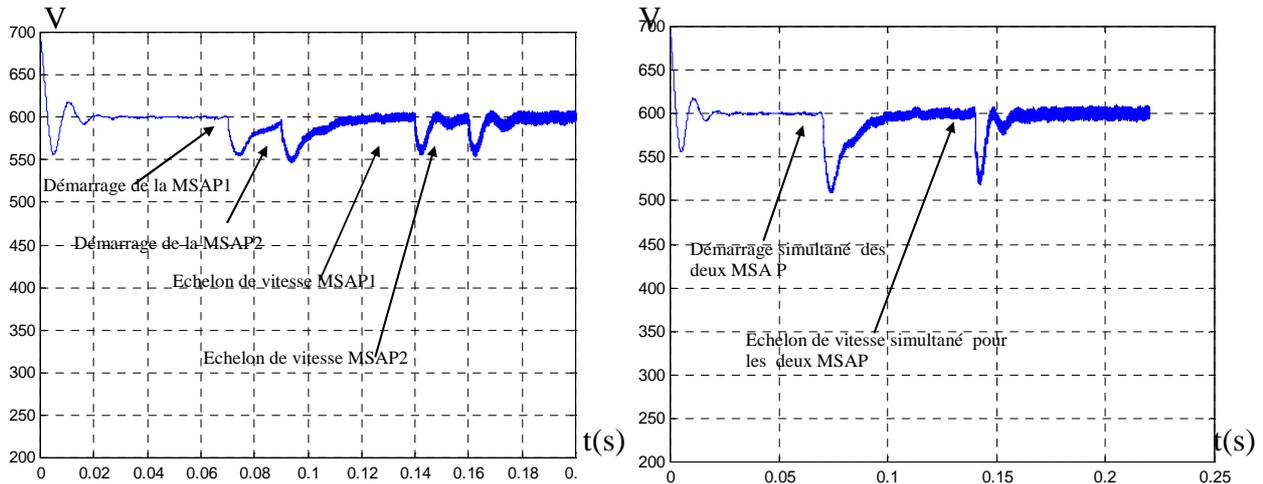


Fig.3.10 : Allures de tension du bus continu.

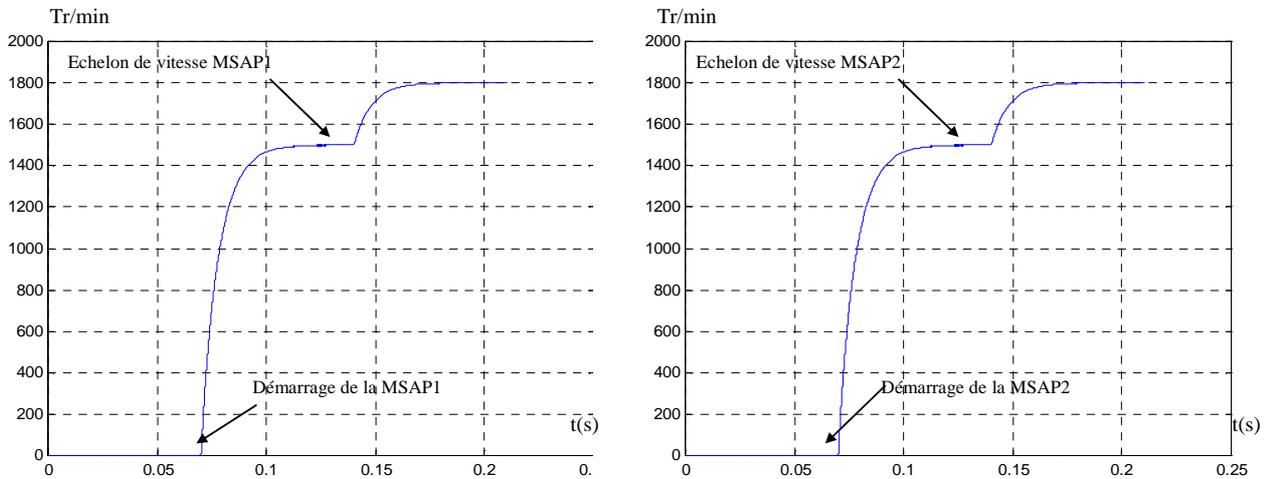


Fig.3.11 : Allures des vitesses des deux MSAP.

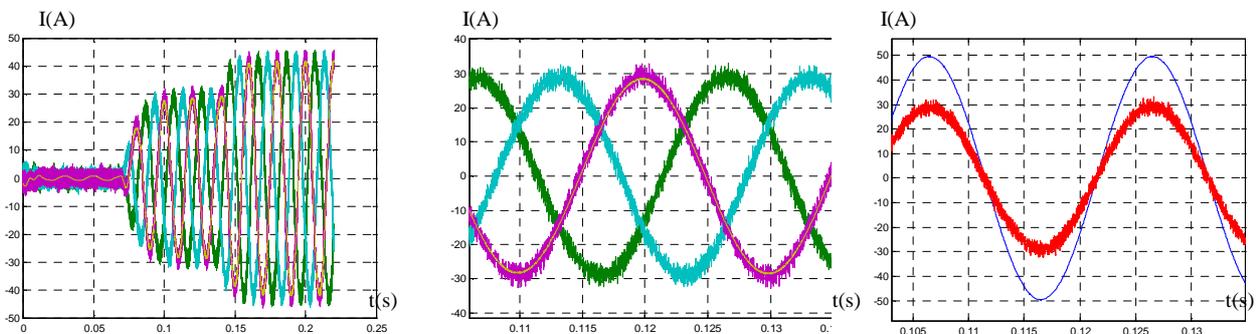


Fig.3.12 : Tracés des courants absorbés par le redresseur.

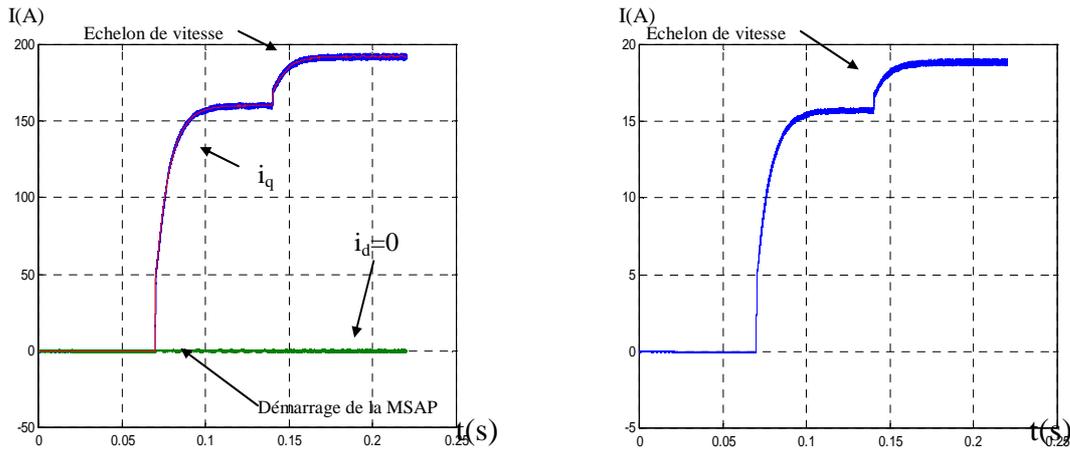


Fig.3.13 : courants d'axes d et q et le couple électromagnétique.

Remarque :

On remarque que la chute de tension du bus continu s'amplifie avec l'ajout des actionneurs. Le problème d'instabilité du bus continu devient sévère, d'où la nécessité d'un découplage avec N machines.

3.3.2.1 Matrice de découplage avec N machines :

Le but est d'ajouter au système une matrice qui permet un découplage des commandes entre la source continue qui est la sortie du redresseur sinus et les N machines qui seront connectées au bus continu.

Les calculs sont basés sur la méthode détaillée au chapitre précédent, on écrit l'équation pour une machine :

$$C \frac{d\tilde{v}_s}{dt} = \frac{\tilde{P}_{réf}}{V_s} - \frac{\tilde{P}_{cons}}{V_s}$$

Pour N machines on prend $\tilde{P}_{cons} = \sum_{j=1}^N \tilde{P}_{consj}$

$j= 1, 2,3,\dots N$ (N étant le nombre de machines connecter au bus continu).

\tilde{P}_{consj} Représente la variation de la puissance consommée par l'ensemble de N machines.

$\tilde{P}_{réf}$ Représente la variation de la puissance absorbée par le redresseur sinus.

En tenant compte des hypothèses suivantes :

Le régime de fonctionnement est constant et les pertes par commutations et dans les câbles négligeables alors :

$$P_{cons} = V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q \quad \text{Pour une machine.}$$

$$P_{cons} = \sum_{j=1}^N (V_{dj} \cdot I_{dj} + V_{qj} \cdot I_{qj}) \quad \text{Pour N machines.}$$

$$\rightarrow \tilde{P}_{cons} = \sum_{j=1}^N V_{dj} \cdot \tilde{i}_{dj} + \tilde{v}_{dj} \cdot I_{dj} + V_{qj} \cdot \tilde{i}_{qj} + \tilde{v}_{qj} \cdot I_{qj}$$

$$\tilde{v}_{dj} = (R_s + L_d s) \cdot \tilde{i}_{dj} - \omega_o \cdot L_q \cdot \tilde{i}_{qj}$$

$$\tilde{v}_{qj} = (R_s + L_q s) \cdot \tilde{i}_{qj} + \omega_o \cdot L_d \cdot \tilde{i}_{dj}$$

$$\Leftrightarrow \tilde{P}_{cons} = \sum_{j=1}^N \tilde{P}_{consj} = \sum_{j=1}^N \left([V_{dj} \cdot \tilde{i}_{dj} + (R_s + L_d s) \cdot \tilde{i}_{dj} \cdot I_{dj} - \omega_o \cdot L_q \cdot \tilde{i}_{qj} \cdot I_{dj}] \right. \\ \left. + [V_{qj} \cdot \tilde{i}_{qj} + (R_s + L_q s) \cdot \tilde{i}_{qj} \cdot I_{qj} + \omega_o \cdot L_d \cdot \tilde{i}_{dj} \cdot I_{qj}] \right)$$

$$\Rightarrow \tilde{P}_{cons} = \sum_{j=1}^N \left([V_{dj} + (R_s + L_d s) \cdot I_{dj} + \omega_o \cdot L_d \cdot I_{qj}] \cdot \tilde{i}_{dj} \right. \\ \left. + [V_{qj} + (R_s + L_q s) \cdot I_{qj} - \omega_o \cdot L_q \cdot I_{dj}] \cdot \tilde{i}_{qj} \right)$$

$$\tilde{v}_s = \frac{1}{V_s \cdot C \cdot s} \left(\tilde{P}_{réf} - \sum_{j=1}^N \left([V_{dj} + (R_s + L_d s) \cdot I_{dj} + \omega_o \cdot L_d \cdot I_{qj}] \cdot \tilde{i}_{dj} \right) \right. \\ \left. + [V_{qj} + (R_s + L_q s) \cdot I_{qj} - \omega_o \cdot L_q \cdot I_{dj}] \cdot \tilde{i}_{qj} \right)$$

L'équation mécanique de la machine synchrone à aimant permanent est :

$$J \frac{d\tilde{\omega}}{dt} = p \cdot \Psi_f \cdot \tilde{i}_q - f_r \cdot \tilde{\omega}$$

$$\Leftrightarrow \tilde{\omega} = \frac{p \cdot \Psi_f}{(f_r + J \cdot s)} \cdot \tilde{i}_q$$

$$\text{Avec : } \tilde{\omega} = \sum_{j=1}^N \tilde{\omega}_j$$

Sous forme matricielle, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_s \\ \tilde{\omega} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{V_s \cdot C \cdot s} & -\frac{[V_d + (R_s + L_d s) \cdot I_d + \omega_o \cdot L_d \cdot I_q]}{V_s \cdot C \cdot s} & -\frac{[V_q + (R_s + L_q s) \cdot I_q - \omega_o \cdot L_q \cdot I_d]}{V_s \cdot C \cdot s} \\ 0 & 0 & \frac{p \cdot \Psi_f}{(f_r + J \cdot s)} \end{bmatrix}}_M \begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix}$$

Pour N machines il faut redimensionner les vecteurs d'état et les vecteurs de variables d'état.

$$\text{Le vecteur d'état devient : } \begin{bmatrix} \tilde{v}_s \\ \tilde{\omega}_j \\ \vdots \\ \tilde{\omega}_N \end{bmatrix} \quad \text{et le vecteur de variables d'état : } \begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{i}_{dj} \\ \tilde{i}_{qj} \\ \vdots \\ \tilde{i}_{dN} \\ \tilde{i}_{qN} \end{bmatrix}$$

La matrice M devient de taille (1+N, 1+2N) (ligne, colonne).

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_s \\ \tilde{\omega}_j \\ \vdots \\ \tilde{\omega}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C.V_s s} & A & B & \dots & C & D \\ 0 & 0 & \frac{p.\Psi_f}{(f_r + Js)} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{p.\Psi_f}{(f_r + Js)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{i}_{dj} \\ \tilde{i}_{qj} \\ \vdots \\ \tilde{i}_{dN} \\ \tilde{i}_{qN} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$A = -\frac{[V_{dj} + (R_s + L_d s).I_{dj} + \omega_o.L_d.I_{qj}]}{V_s.Cs}$$

$$B = -\frac{[V_{qj} + (R_s + L_q s).I_{qj} - \omega_o.L_q.I_{dj}]}{V_s.Cs}$$

$$C = -\frac{[V_{dN} + (R_s + L_d s).I_{dN} + \omega_o.L_d.I_{qN}]}{V_s.Cs}$$

$$D = -\frac{[V_{qN} + (R_s + L_q s).I_{qN} - \omega_o.L_q.I_{dN}]}{V_s.Cs}$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{i}_{dj} \\ \tilde{i}_{qj} \\ \vdots \\ \tilde{i}_{dN} \\ \tilde{i}_{qN} \end{bmatrix} = \frac{1}{D(s)} [K] \begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{v}_{dj} \\ \tilde{v}_{qj} \\ \vdots \\ \tilde{v}_{dN} \\ \tilde{v}_{qN} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$[K] = \begin{bmatrix} D(s) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (R_s + L_q s) & \omega_o.L_q & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_o.L_d & (R_s + L_d s) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & (R_s + L_q s) & \omega_o.L_q \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_o.L_d & (R_s + L_d s) \end{bmatrix}$$

la taille de $[K]$ est de $[1+2N, 1+2N]$.

$$\begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{v}_{dj} \\ \tilde{v}_{qj} \\ \vdots \\ \tilde{v}_{dN} \\ \tilde{v}_{qN} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} Gp & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & G & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & G & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & G & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & G \end{bmatrix}}_G \begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{v}_{djréfj} \\ \tilde{v}_{qjréfj} \\ \vdots \\ \tilde{v}_{dréfN} \\ \tilde{v}_{qréfN} \end{bmatrix}$$

On arrive à écrire le système suivant :

$$\begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{v}_{dj} \\ \tilde{v}_{qj} \\ \vdots \\ \tilde{v}_{dN} \\ \tilde{v}_{qN} \end{bmatrix} = \frac{1}{D(s)} [K][A][G] \begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{i}_{djréf} \\ \tilde{i}_{qjréf} \\ \vdots \\ \tilde{i}_{dNréf} \\ \tilde{i}_{qNréf} \end{bmatrix}$$

$[A]$: étant la matrice qui va servir à découpler nos commandes. Ces dimensions $[1+2N, 1+2N]$

En appliquant les mêmes démarches que précédemment pour une machine pour déterminer les coefficients de la matrice A , donc il s'agit d'annuler tous les coefficients qui couplent les courants \tilde{i}_{dqj} à des tensions $\tilde{v}_{dq(j+1)}$. Ce qui impose $\tilde{i}_{dqj} = f(\tilde{v}_{dqj})$. De plus doivent également être supprimé les coefficients qui couplent les courants d'axes d et q à la puissance absorbée $\tilde{P}_{réf}$.

Ainsi pour avoir un découplage des axes d et q entre courant et tensions $\sum_{j=1}^N \tilde{i}_{dj} = f\left(\sum_{j=1}^N \tilde{v}_{dj}\right)$ et

$\sum_{j=1}^N \tilde{i}_{qj} = f\left(\sum_{j=1}^N \tilde{v}_{qj}\right)$ il faut imposer :

$$\begin{aligned} a_{l,c} \cdot (R_s + L_q s) + a_{l,c} \cdot \omega_o \cdot L_q &= 0 \\ a_{l,c} \cdot (R_s + L_d s) - a_{l,c} \cdot \omega_o \cdot L_d &= 0 \end{aligned} \quad \text{Avec (l= ligne et c= colonne)}$$

De sorte que les courants d'axes d et q ne soient fonction que de leurs tension d'axes respectives.

$$\frac{a_{l,c}}{a_{l,c}} = -\frac{\omega_o \cdot L_q}{(R_s + L_q s)} \quad \text{et} \quad \frac{a_{l,c}}{a_{l,c}} = \frac{\omega_o \cdot L_d}{(R_s + L_d s)}$$

En fixant le coefficient du dénominateur $a_{l,c} = 1$. Le coefficient du dénominateur $a_{l,c}$ se déduit naturellement.

Après ces opérations on obtient :

$$\begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{i}_{djréf} \\ \tilde{i}_{qjréf} \\ \vdots \\ \tilde{i}_{dNréf} \\ \tilde{i}_{qNréf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} \cdot G_p & a_{12} \cdot G & a_{13} \cdot G & \dots & \dots & a_{1,N} \cdot G \\ 0 & \frac{G}{(R_s + L_d s)} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{G}{(R_s + L_q s)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{G}{(R_s + L_d s)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{G}{(R_s + L_q s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{v}_{dj} \\ \tilde{v}_{qj} \\ \vdots \\ \tilde{v}_{dN} \\ \tilde{v}_{qN} \end{bmatrix}$$

Alors on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_s \\ \tilde{\omega}_j \\ \vdots \\ \tilde{\omega}_N \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{CV_s s} & A & B & \dots & C & D \\ 0 & 0 & \frac{p \cdot \Psi_f}{(f_r + Js)} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{p \cdot \Psi_f}{(f_r + Js)} \end{bmatrix}}_F \begin{bmatrix} a_{11} G_p & a_{12} G & a_{13} G & \dots & \dots & a_{1N} G \\ 0 & \frac{G}{(R_s + L_q s)} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{G}{(R_s + L_q s)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{G}{(R_s + L_q s)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{G}{(R_s + L_q s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{v}_{djréfj} \\ \tilde{v}_{qjréfj} \\ \vdots \\ \tilde{v}_{dréfN} \\ \tilde{v}_{qréfN} \end{bmatrix}$$

$$F = \begin{bmatrix} \frac{a_{11} G_p}{CV_s s} & \frac{a_{12} G}{CV_s s} + A \frac{G}{(R_s + L_q s)} & \frac{a_{13} G}{CV_s s} + B \frac{G}{(R_s + L_q s)} & \dots & \frac{a_{1(N-1)} G}{CV_s s} + C \frac{G}{(R_s + L_q s)} & \frac{a_{1N} G}{CV_s s} + D \frac{G}{(R_s + L_q s)} \\ 0 & 0 & \frac{p \cdot \Psi_f}{(f_r + Js)} \frac{G}{(R_s + L_q s)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{p \cdot \Psi_f}{(f_r + Js)} \frac{G}{(R_s + L_q s)} \end{bmatrix}$$

Donc on supprime finalement les termes de la première ligne afin de découpler la tension continue de la vitesse.

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_s \\ \tilde{\omega}_j \\ \vdots \\ \tilde{\omega}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{a_{11} G_p}{C V_s s} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{p \cdot \Psi_f}{(f_r + Js)} \frac{G}{(R_s + L_q s)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{p \cdot \Psi_f}{(f_r + Js)} \frac{G}{(R_s + L_q s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{v}_{djréfj} \\ \tilde{v}_{qjréfj} \\ \vdots \\ \tilde{v}_{dréfN} \\ \tilde{v}_{qréfN} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_s \\ \tilde{\omega}_j \\ \vdots \\ \tilde{\omega}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{a_{11} G_p}{C V_s s} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{p \cdot \Psi_f}{(f_r + Js)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{p \cdot \Psi_f}{(f_r + Js)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_{réf} \\ \tilde{i}_{djréfj} \\ \tilde{i}_{qjréfj} \\ \vdots \\ \tilde{i}_{dréfN} \\ \tilde{i}_{qréfN} \end{bmatrix}$$

Conclusion : selon les équations obtenues, les commandes sont totalement découplées, il est évident que la tension du bus continu reste constante quelque soit les variations de la charge.

Résultats de simulation

Dans notre cas on deux machines, donc on limite la matrice de découplage $N=2$.

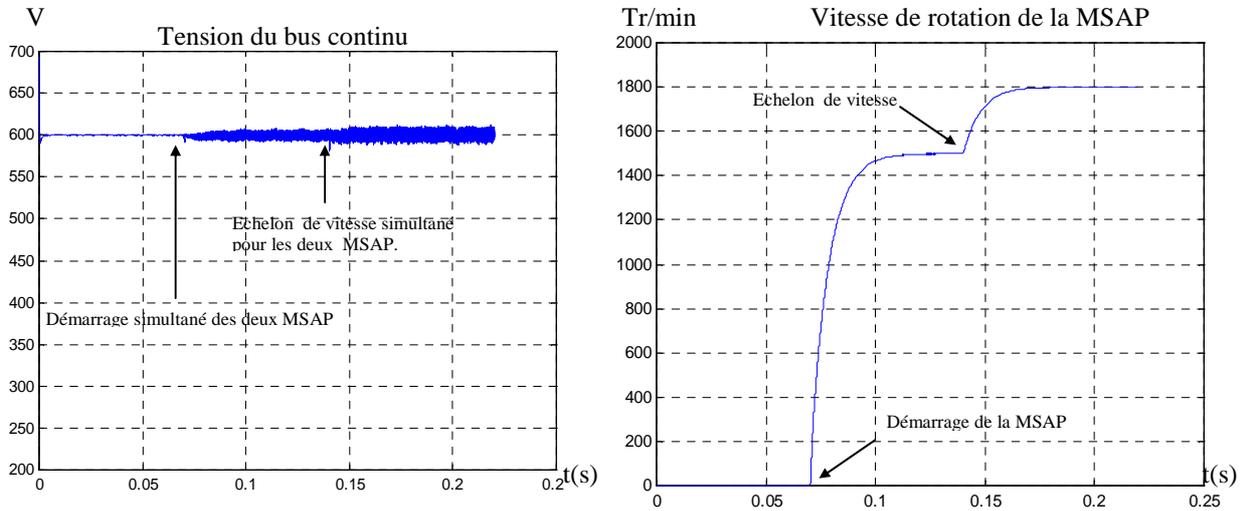


Fig.3.14 : Allures de tension du bus continu et de la vitesse d'une MSAP.

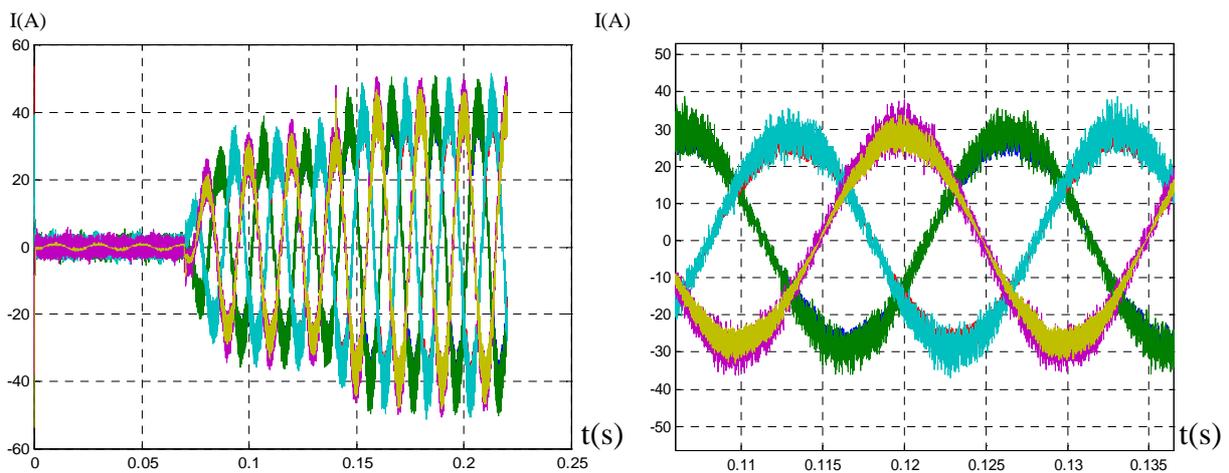


Fig.3.15 : Tracés des courants absorbés par le redresseur.

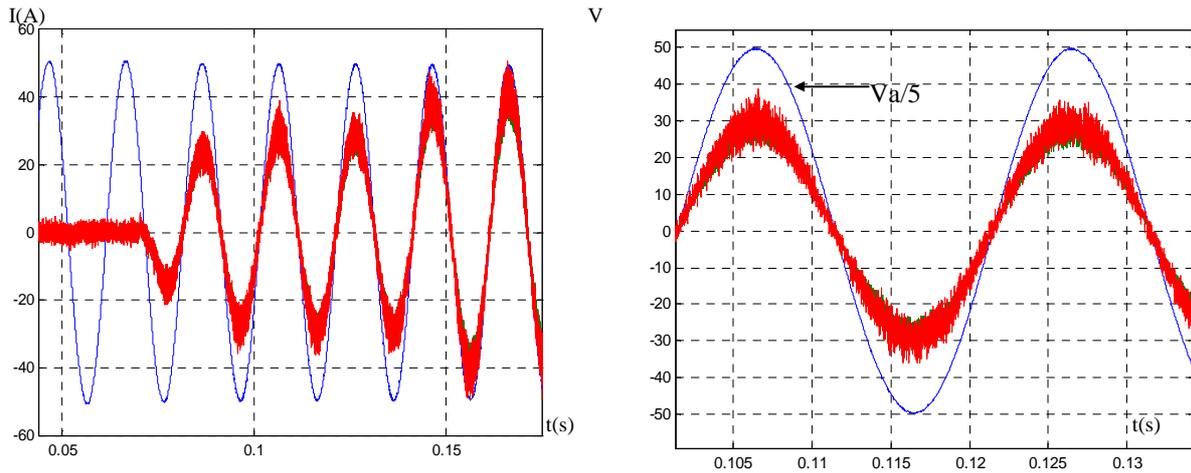


Fig.3.16 : tracé du courant et de tension de la phase a.

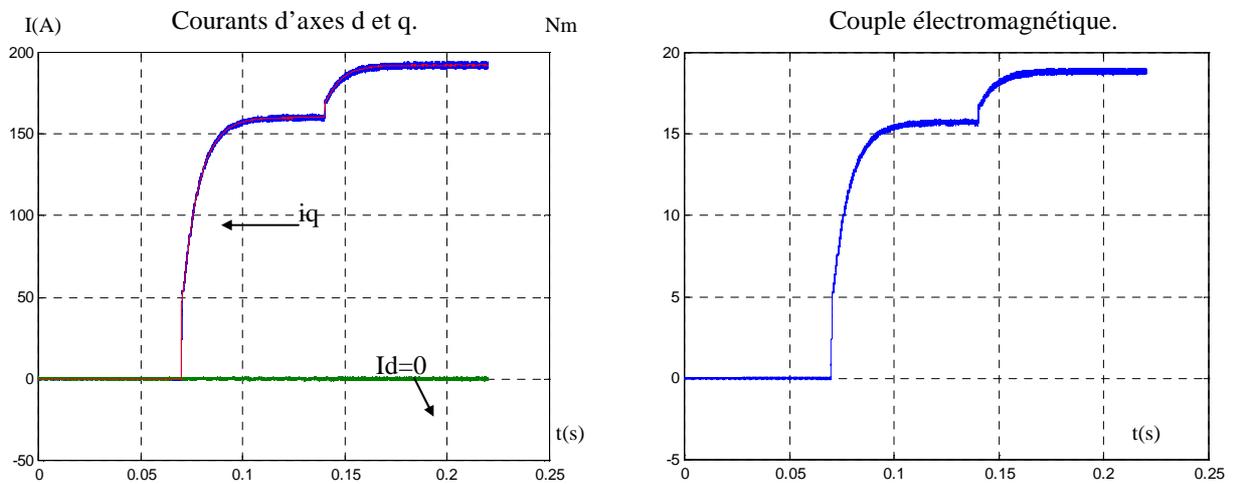


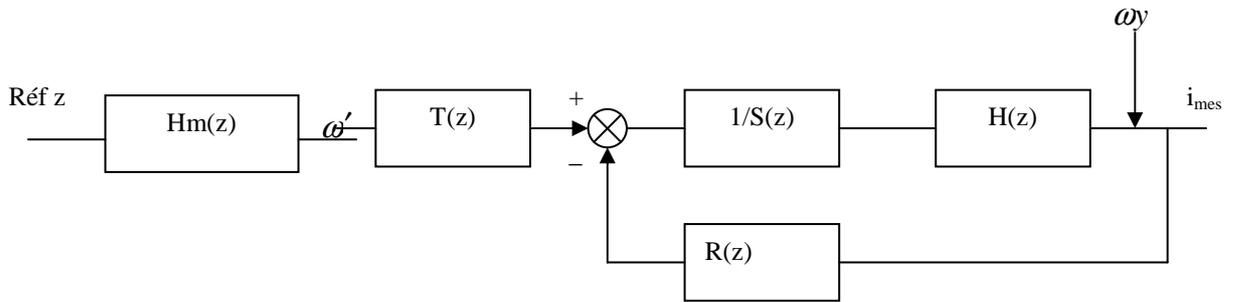
Fig.3.17 : tracés du couple et des courants d'axes d et q

3.4 Simulation de l'ensemble en utilisant les régulateurs RST :

Le but est d'implanter des régulateurs de courant numériques RST, et d'observer leurs influences sur la matrice de découplage et le fonctionnement de l'ensemble.

3.4.1 Principe :

La méthode de régulation de type RST consiste à utiliser trois polynômes R, S et T en Z décrits à la figure suivante, de manière à ce que le comportement du système correspondant par la fonction de transfert $H_m(z)$.



$$H(p) = \frac{\sigma}{1+T.p} \quad \text{Fonction de transfert du premier ordre}$$

$$\Rightarrow Tz(Bo(p).H(p)) = Tz\left(\frac{1-e^{-Te.p}}{p} \cdot \frac{\sigma}{1+T.p}\right)$$

$$\text{d'où : } \Rightarrow H^*(z) = (1-z^{-1}).Tz\left(\frac{1}{p} \cdot \frac{\sigma}{(1+T.p)}\right).z^{-d}$$

« d » représente le nombre de période d'échantillonnage en retard sur la commande.

$$\text{On manière générale, la transformée en z de } s(z) = \frac{1}{p+a} \text{ donne : } s(z) = \frac{1}{1-z^{-1}e^{-a.Te}}$$

Alors si on pose :

$$Y(p) = \frac{\sigma}{p(p.T+1)} = \sigma \left[\frac{1}{p} - \frac{1}{\left(\frac{1}{T}+p\right)} \right] \Rightarrow Y(z) = Tz.(Y(p)) = \sigma \left[\frac{1}{1-z^{-1}} - \frac{1}{1-z^{-1}e^{-Te/T}} \right]$$

$$\text{D'où : } Y(z) = \sigma \frac{(1-e^{-Te/T}).z^{-1}}{(1-z^{-1}).(1-z^{-1}.e^{-Te/T})}$$

il vient alors :

$$H^*(z) = \sigma \frac{(1-e^{-Te/T}).z^{-1}}{1-z^{-1}.e^{-Te/T}} z^{-d} = \frac{B(z)}{A(z)} z^{-(d+1)}$$

Calcul d' $H_m(z)$:

$H_m(z)$ représente la fonction de transfert souhaité pour le système.

$$\text{La fonction de transfert souhaitée } H_m(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} p + \frac{1}{\omega_n^2} p^2}$$

$$\Rightarrow H_m(z) = Tz(H_m(p)) = \frac{c_1 + c_2 z^{-1}}{1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}}$$

Dimensionnement du RST

En asservissement bruits négligés

$$y(z) = \frac{H(z)}{S(z)} (T(z) \cdot \omega' - R(z) \cdot y) \Rightarrow y(z) \left(\frac{H(z)}{S(z)} R(z) + 1 \right) = \frac{H(z)}{S(z)} T(z) \omega'(z)$$

$$\Rightarrow \frac{y(z)}{\omega'(z)} = \frac{B(z) \cdot T(z) \cdot z^{-(d+1)}}{B(z) \cdot R(z) \cdot z^{-(d+1)} + A(z) \cdot S(z)}$$

$$\text{On définit } P(z) = \frac{A(z) \cdot S(z)}{B(z)} + R(z) z^{-(d+1)} \quad \Rightarrow \frac{y(z)}{\omega'(z)} = \frac{T(z)}{P(z)} z^{-(d+1)}$$

Si on fixe $P(z) = T(z)$ la sortie y évaluera comme la sortie du modèle de référence avec un retard $(d+1) T_e$.

3.4.2 Régulation et robustesse vis à vis des perturbations

On choisit de réguler les perturbations sur le signal de sortie.

On suppose $\text{réf}(z)=0$ au sens des perturbations.

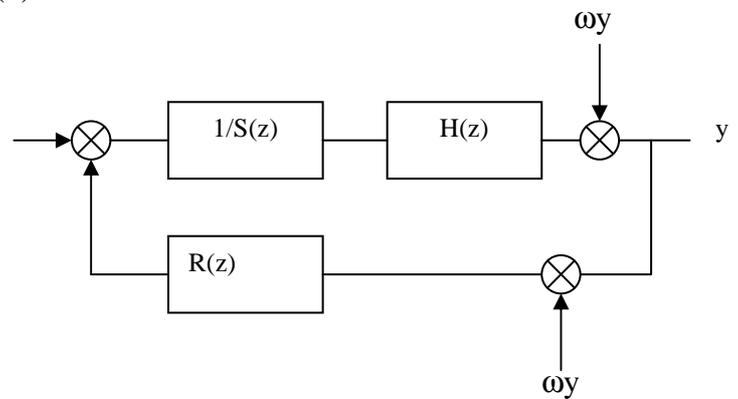
$$\frac{y(z)}{\omega y(z)} = \frac{1}{1 + \frac{H(z) \cdot R(z)}{S(z)}} = \frac{S(z) \cdot A(z)}{A(z) \cdot S(z) + B(z) \cdot R(z) \cdot z^{-(d+1)}}$$

$$\text{On pose } S'(z) = \frac{S(z)}{B(z)}$$

$$\text{Or } P(z) = \frac{A(z) \cdot S(z)}{B(z)} + R(z) z^{-(d+1)}$$

$$\Rightarrow \frac{y(z)}{\omega y(z)} = \frac{A(z) \cdot S'(z)}{P(z)}$$

$$P(z) = A(z) \cdot S'(z) + R(z) \cdot z^{-(d+1)} \dots \dots \dots (1)$$



Si on suppose connu $P(z)$, $A(z) \Rightarrow (1)$ est une équation Diophantine.

Critère de choix pour les polynômes $R(z)$ et $S(z)$:

Pour une perturbation sur la sortie ωy , on veut une erreur statique nulle entre $\text{réf}(z)$ et $y(z)$, donc on doit insérer un intégrateur, mais on peut le mettre que dans $S(z)$.

Or : TZ (1/p) = $\frac{1}{1-z^{-1}}$ il faut donc introduire un terme en $(1-z^{-1})$ dans S(z).

On pose $S(z) = (1-z^{-1}).S_1(z).B(z)$

Alors (1) $\Leftrightarrow A(z)(1-z^{-1})S_1(z) + R(z).z^{-(d+1)} = P(z)$

Résolution de l'équation Diophantine :

$$\begin{aligned} B(z) &= \sigma(1 - e^{-Te/T}) = K & a &= e^{-Te/T} \\ A(z) &= (1 - z^{-1}.e^{-Te/T}) = 1 + a.z^{-1} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} d^\circ(p) &< d^\circ(A(z).(1-z^{-1})) + d^\circ(z^{-(d+1)}) && \text{on fixe } d=1 \\ d^\circ(p) &< 4 \end{aligned}$$

P(z) doit être choisi pour simplifier la fonction de transfert $\frac{y(z)}{\omega(z)}$. Il inclut A(z).

$\Rightarrow P(z) = \alpha(1-az^{-1})(1-pz^{-1})(1-qz^{-1}) \rightarrow$ Deux paramètres de réglage (p-q)

$$\begin{aligned} \text{Or} \quad d^\circ(S_1) &= d^\circ(z^2) - 1 = 1 \\ d^\circ(R) &= d^\circ((1-z^{-1}).A(z)) - 1 = 1 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{On pose} \quad S_1(z) &= s_1 - s_2 z^{-1} \\ R(z) &= r_1 - r_2 z^{-1} \end{aligned}$$

On s'impose de rendre S(z) unitaire. Or $P(z) = \frac{A(z).S(z)}{B(z)} + R(z).z^{-2}$ avec R unitaire

$$\Rightarrow \alpha = \frac{1}{K}$$

$$\frac{1}{K}(1-az^{-1})(1-pz^{-1})(1-qz^{-1}) = (1-az^{-1})(s_1 - s_2 z^{-1})(1-z^{-1}) + (r_1 - r_2 z^{-1}).z^{-2}$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow &-\frac{1}{K}apq.z^{-3} + \frac{1}{K}(ap + aq + pq)z^{-2} - \frac{1}{K}(a + p + q)z^{-1} + \frac{1}{K} \\ = &(-a.s_2 - r_2)z^{-3} + (r_1 + s_2(a+1) + as_1)z^{-2} - ((a+1)s_1 + s_2)z^{-1} + s_1 \end{aligned}$$

$$\Leftrightarrow s_1 = \frac{1}{K}$$

$$s_2 = +\frac{1}{K}(a+p+q) - (a+1)s_1$$

$$r_1 = \frac{1}{K}(ap+aq+pq) - s_2(a+1) - as_1$$

$$r_2 = -as_2 + \frac{1}{K}apq$$

Dimensionnement de p et q :

On trace les fonctions de transferts

$$\frac{y(z)}{\omega y(z)} = \frac{S(z)}{S(z) + H(z).R(z)} = \frac{S_1(z)(1-z^{-1})(1-az^{-1})}{P(z)}$$

$$\frac{y(z)}{\omega b(z)} = \frac{R(z).H(z)}{S(z) + B(z).H(z)} = \frac{R(z).z^{-(d+1)}}{P(z)}$$

3.4.3 Résultats de simulation du système avec les régulateurs RST

a- Résultats de simulation pour une MSAP sans matrice de découplage

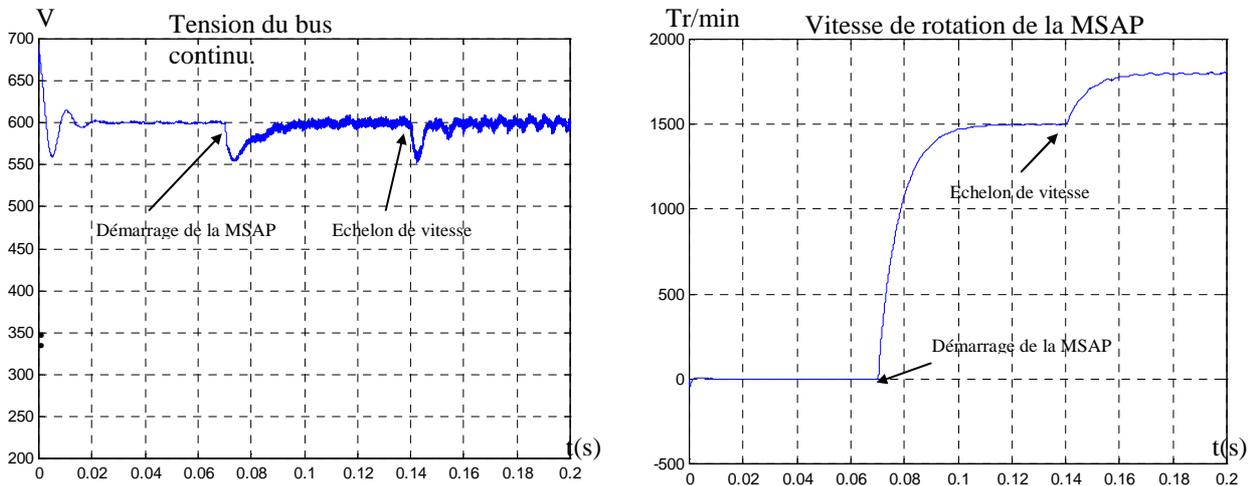


Fig.3.18 : Allures de la tension du bus continu et de la vitesse de la MSAP sans matrice de découplage.

b- Résultats de simulation pour une MSAP avec matrice de découplage

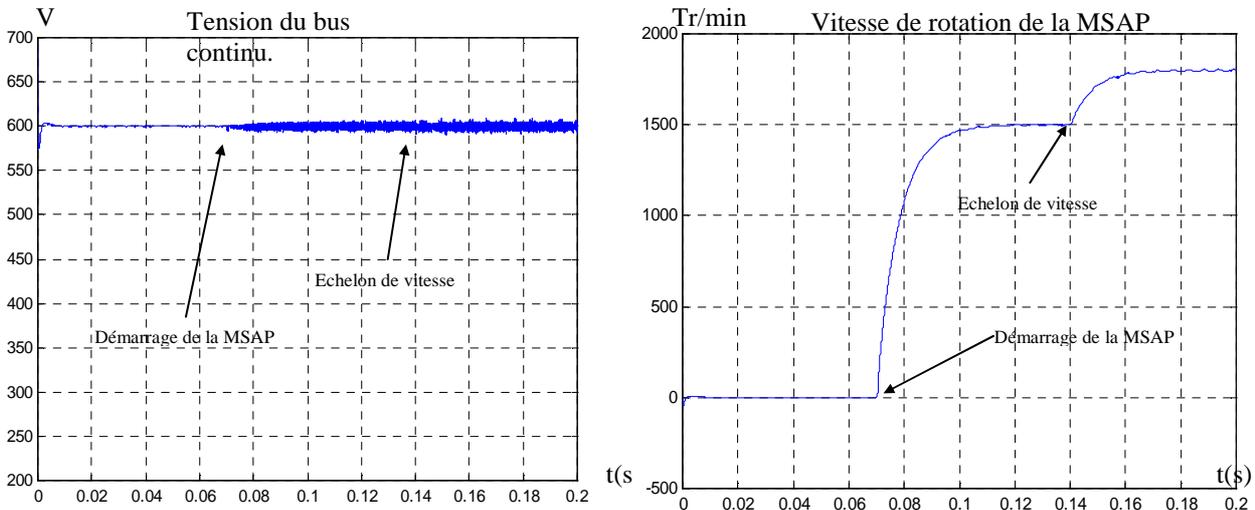


Fig.3.19 : Allures de la tension du bus continu et de la vitesse de la MSAP avec matrice de découplage.

c- Résultats de simulation pour deux MSAP avec régulation numérique RST sans matrice de découplage

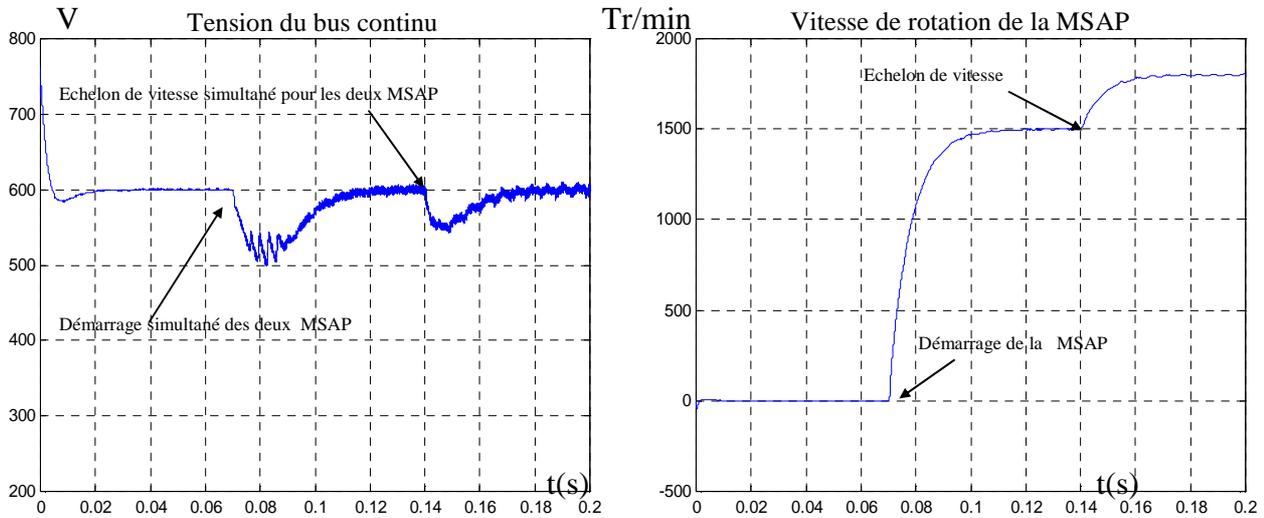


Fig.3.20 : Allures de la tension du bus continu et de la vitesse d'une MSAP sans matrice de

d- Résultats de simulation pour deux MSAP avec régulation numérique RST avec matrice de découplage

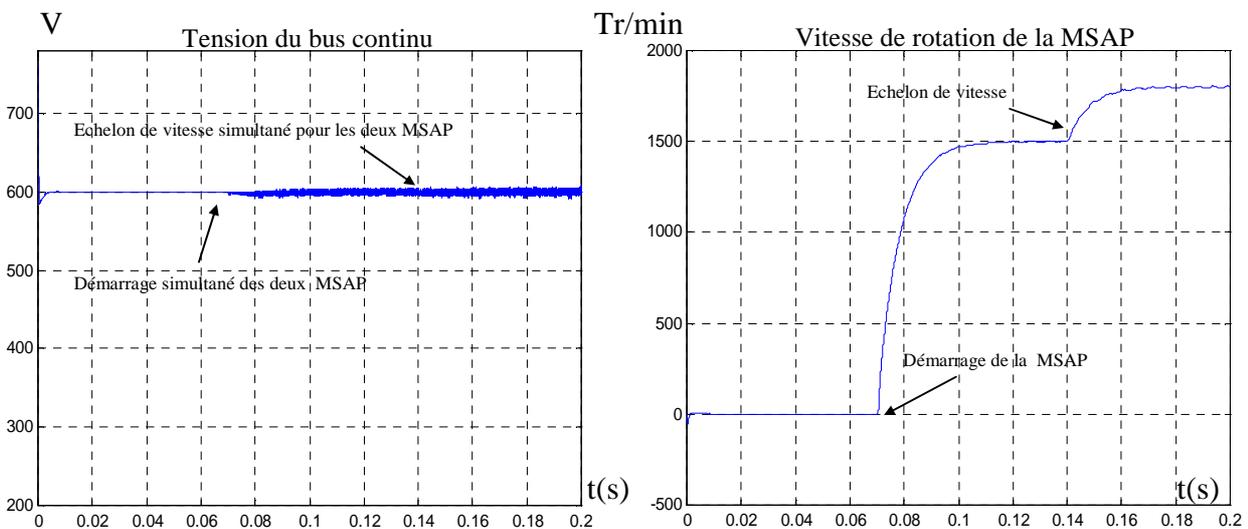
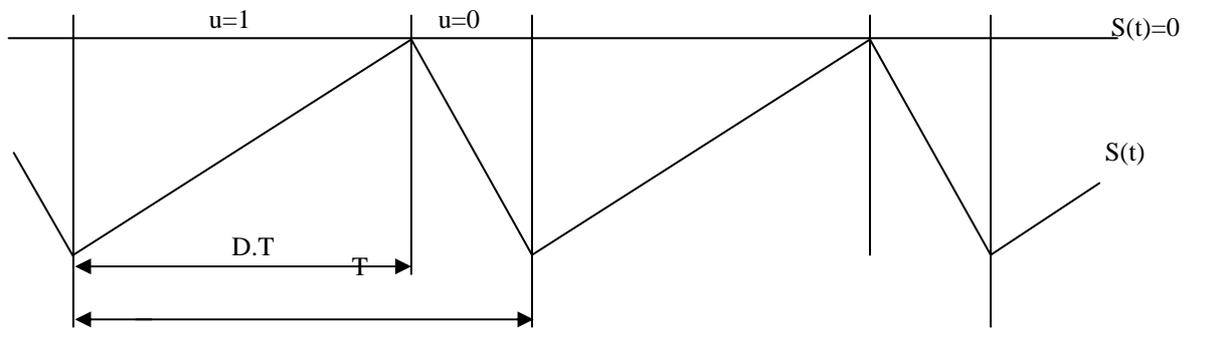


Fig.3.21 : Allures de la tension du bus continu et de la vitesse d'une MSAP avec matrice de

3.5 Simulation de l'ensemble en utilisant les régulateurs glissant

Le contrôle proposé pour le système monophasé est en fait un contrôle hybride utilisant une surface de glissement, prise comme entrée d'un régulateur à "maximum de courant". Le mode de contrôle en "maximum de courant" permet d'imposer une fréquence de commutation fixe, tout en permettant d'obtenir une dynamique élevée de la boucle de courant. Correspondant à une commande par Hystérésis à une bande, la boucle de courant a le comportement représenté sur la figure ci-dessous. Le système est amorcé au début de chaque période de découpage, et lorsque la surface $s(t)$ atteint la bande supérieure, le système est désamorcé. Cette technique génère une erreur statique due principalement au découpage. Cette erreur peut être compensée en introduisant un terme intégral dans la définition de la surface de glissement.



Dimensionnement

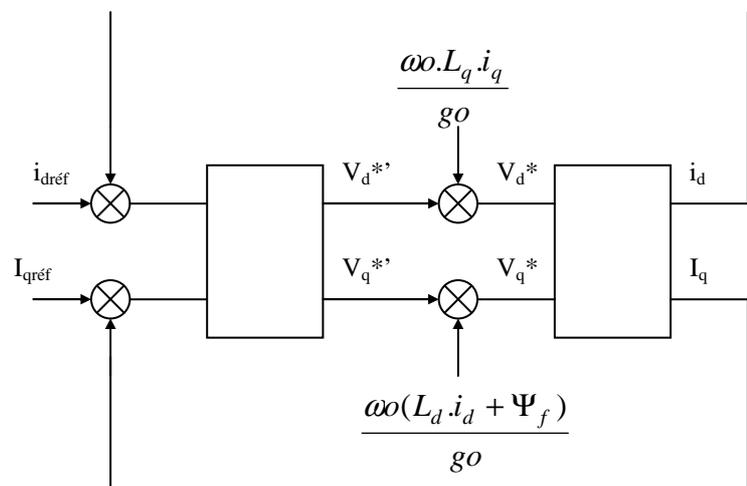
On définit :

$$ei_d = Kid \int (i_{dréf} - i_d)$$

$$ei_q = Kiq \int (i_{qréf} - i_q)$$

$$Sd = (i_d - i_{dréf}) - ei_d$$

$$Sq = (i_q - i_{qréf}) - ei_q$$



$$\text{On peut écrire : } S = \begin{bmatrix} Sd \\ Sq \end{bmatrix} = G(X - X_{réf})$$

Avec :

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix}, \quad X = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ ei_d \\ ei_q \end{bmatrix}, \quad X_{réf} = \begin{bmatrix} i_{dréf} \\ i_{qréf} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Equation du système :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rs + L_d p & -\omega L_q \\ \omega L_d & Rs + L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Psi_f \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rs + L_d p & -\omega L_q \\ \omega L_d & Rs + L_q p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix}$$

On pose :

$$v'_d = v_d + \omega L_q i_q = Rs i_d + L_d \frac{di_d}{dt}$$

$$v'_q = v_q - \omega L_d i_d = Rs i_q + L_q \frac{di_q}{dt}$$

Avec

$$v_d = go.v_d^*, \quad v'_d = go.v'_d^*$$

$$v_q = go.v_q^*, \quad v'_q = go.v'_q^*$$

go : gain statique de l'onduleur ($go = \frac{Vs}{2.Pm}$)

Donc :

$$i_d = \frac{go}{L_d} v'_d^* - \frac{Rs}{go} i_d$$

$$i_q = \frac{go}{L_q} v'_q^* - \frac{Rs}{L_q} i_q$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Rs}{L_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{Rs}{L_q} & 0 & 0 \\ -Kid & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -Kiq & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ ei_d \\ ei_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{go}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{go}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ Kid.i_{dréf} \\ Kiq.i_{qréf} \end{bmatrix}$$

$$\dot{X} = A.X + B.U + C$$

avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{Rs}{L_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{Rs}{L_q} & 0 & 0 \\ -Kid & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -Kiq & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{go}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{go}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ Kid.i_{dréf} \\ Kiq.i_{qréf} \end{bmatrix}$$

Définition de la loi de commande

$$\dot{S} = -\lambda.S - K.sign.S \quad \lambda = \begin{bmatrix} \lambda & 0 \\ 0 & \lambda \end{bmatrix}, \quad K = \begin{bmatrix} k & 0 \\ 0 & k \end{bmatrix} \quad \text{si } |S| > \varepsilon, \quad \text{si non } k=0$$

$$\Rightarrow G.\dot{X} - G.\dot{X}_{réf} = -\lambda.G(X - X_{réf}) - K.sign.S.$$

$$\Leftrightarrow G(A.X + B.U + C) - G.\dot{X}_{réf} = -\lambda.G(X - X_{réf}) - K.sign.S$$

$$\Leftrightarrow U_{eq} = [G.B]^{-1} \cdot [-G.A.X - G.C + G.\dot{X}_{réf} - \lambda.G(X - X_{réf}) - K.sign.S]$$

Placement des pôles

$$\dot{X} = A.X + B[G.B]^{-1} [-G.A.X - G.C + G.\dot{X}_{réf} - \lambda.G(X - X_{réf}) - K.sign.S]$$

$$\Leftrightarrow \dot{X} = (A - B[G.B]^{-1}.G.A - \lambda.G).X + B[G.B]^{-1} [-G.C + \lambda.G.X_{réf}]$$

$$A_{eq} = A - B[G.B]^{-1}.G.A - \lambda.G$$

$$[G.B] = \begin{bmatrix} \frac{go}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{go}{L_q} \end{bmatrix}, \quad [G.B]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{L_d}{go} & 0 \\ 0 & \frac{L_q}{go} \end{bmatrix}, \quad B.[G.B]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$G.A = \begin{bmatrix} -\frac{Rs}{L_d} + Kid & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{Rs}{L_q} + Kiq & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B.[G.B]^{-1}.G.A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} + Kid & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} + Kiq & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_{eq} = \begin{bmatrix} -Kid & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -Kiq & 0 & 0 \\ -Kid & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -Kiq & 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \lambda & 0 & -\lambda & 0 \\ 0 & \lambda & 0 & -\lambda \end{bmatrix}$$

$$\Leftrightarrow A_{eq} = \begin{bmatrix} (-Kid - \lambda) & 0 & \lambda & 0 \\ 0 & (-Kiq - \lambda) & 0 & \lambda \\ -Kid & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -Kiq & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$P(\gamma) = \gamma^2 . (\gamma + Kid + \lambda)(\gamma + Kiq + \lambda)$$

$$p_1 = -(Kid + \lambda).$$

$$p_2 = -(Kiq + \lambda).$$

3.5.1 Résultats de simulation du système avec les régulateurs glissants

a- Résultats de simulation pour une MSAP sans matrice de découplage

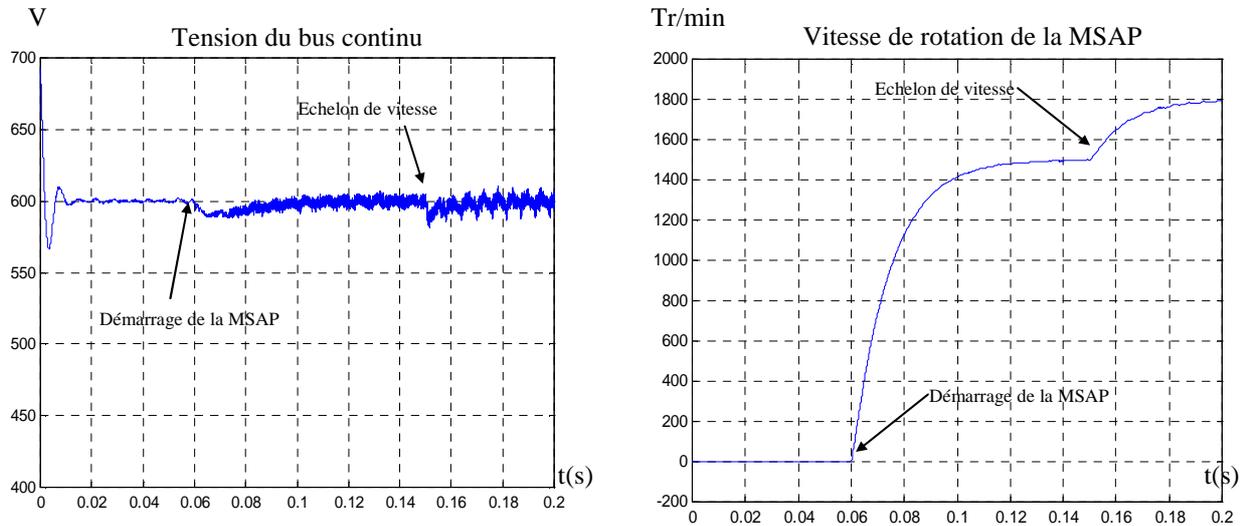


Fig.3.22 : Allures de la tension du bus continu et de la vitesse de la MSAP sans matrice de

b- Résultats de simulation pour une MSAP avec matrice de découplage :

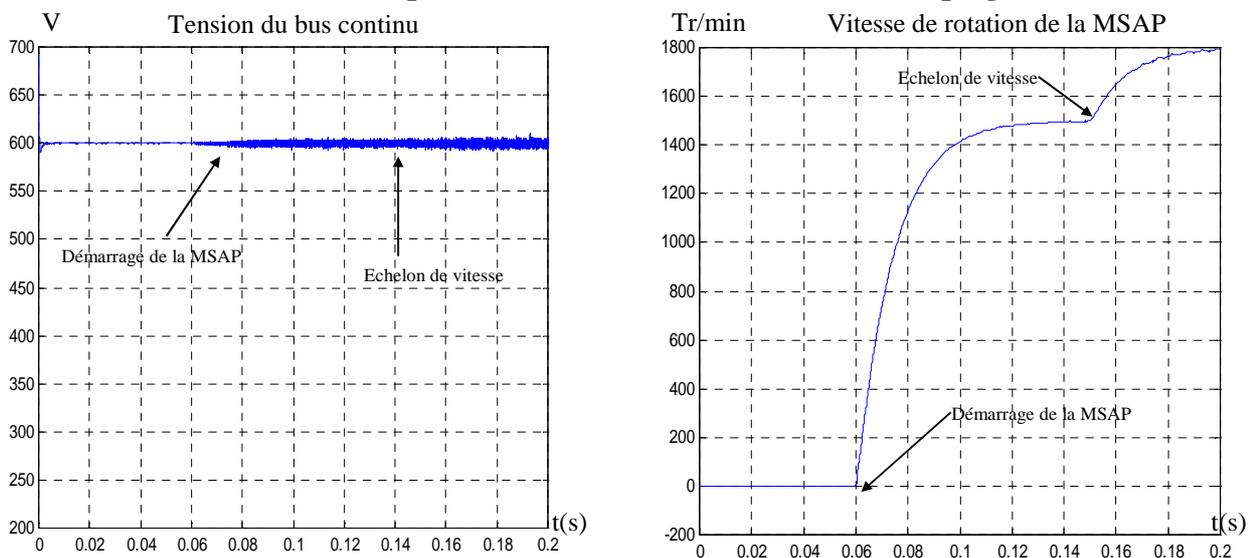


Fig.3.23 : Allures de la tension du bus continu et de la vitesse de la MSAP avec matrice de

c- Résultats de simulation pour deux MSAP sans matrice de découplage :

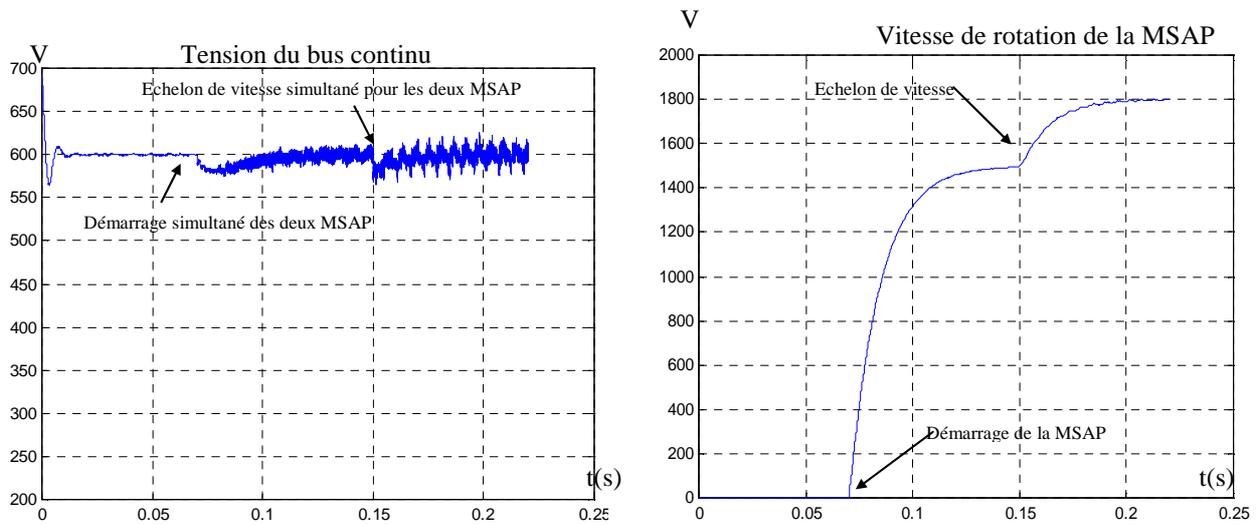


Fig.3.24 : Allures de la tension du bus continu et de la vitesse d'une MSAP sans matrice de découplage

d- Résultats de simulation pour deux MSAP avec matrice de découplage :

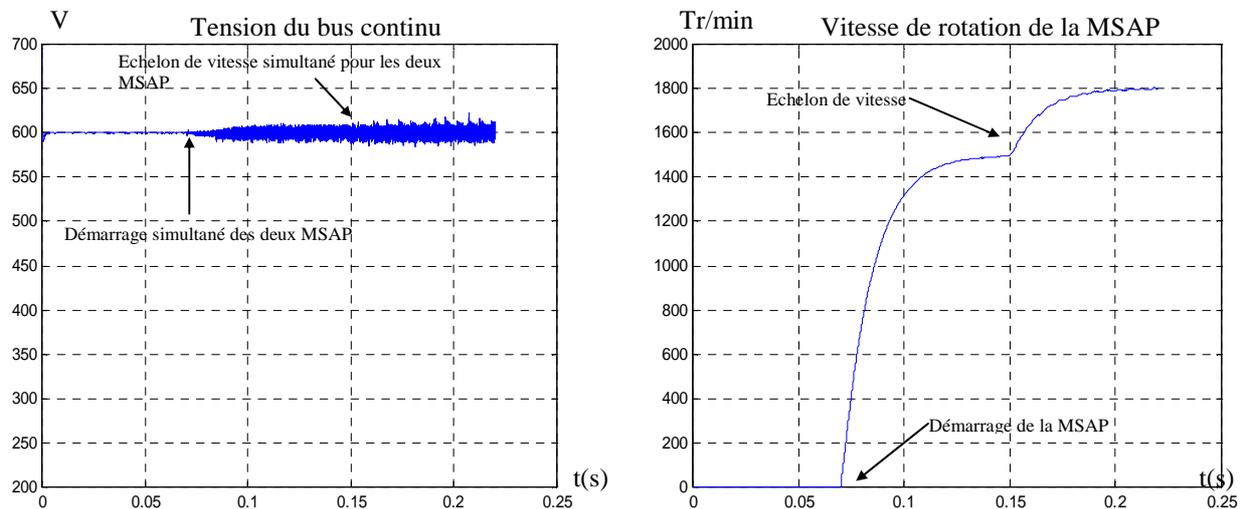


Fig.3.25 : Allures de la tension du bus continu et de la vitesse d'une MSAP avec matrice de

Conclusion:

Avec les régulateurs PI sans matrice de découplage, la tension du bus continu est sensible aux variations de la charge, mais elle reprend rapidement sa consigne, et sa chute de tension est de l'ordre de 50 V pour une MSAP. Par contre avec les régulateurs RST, on constate une chute de tension importante et une difficulté pour rattraper sa référence. Le dernier, qui est le régulateur glissant présente un fonctionnement intéressant si on le compare aux autres régulateurs sans matrice de découplage, car la chute de tension est nettement inférieure à celle présentée par les deux autres cas.

La présence de la matrice de découplage élimine les effets dus à l'interaction des commandes et les régimes transitoires. La tension du bus continu est insensible aux variations de la charge.

Le système fonctionne convenablement avec tous les régulateurs utilisés, soit PI ou RST ou glissant.

Conclusion

Notre étude est portée principalement sur l'association de convertisseurs et les problèmes liés à leur mise en cascade. Notre objectif est de minimiser, voire d'éliminer tous les problèmes d'interaction et d'instabilité entre les divers convertisseurs et leurs charges.

Le système étudié est composé d'un ensemble redresseur/onduleurs/machines. Dans le redresseur, on a utilisé la méthode des puissances réelles et imaginaires, cette dernière a généré les références des courants qui sont comparés à leurs valeurs réelles ont permis à travers des régulateurs à Hystérisis de fournir les ordres de commandes aux interrupteurs du redresseur. Cette technique permet de travailler à facteur de puissance unitaire mais ne permet pas le contrôle de la fréquence de découpage.

Deux approches ont été alors développées afin d'assurer le transfert de puissance vers la charge et stabiliser l'ensemble de cette chaîne de conversion :

- La première repose sur des structures couplées respectant des contraintes en asservissement.
- La seconde élabore une matrice de découplage rendant les commandes totalement indépendantes.

Ces approches usent de la modélisation petite signal qui consiste en un développement au premier ordre autour du point d'équilibre pour générer les commandes.

Avec la première méthode la tension et la vitesse sont bien régulées à leurs consignes et le système complet ne présente pas d'instabilité. Sauf qu'aux régimes transitoires, lorsque la machine est alimentée ou lorsqu'elle subit une variation de référence, la tension du bus vacille mais revient rapidement sur sa valeur imposée par le cahier des charges. Les valeurs des paramètres du correcteur ainsi que la valeur de la capacité sont les principales armes pour ajuster le temps de réponse de la régulation. Mais l'instabilité peut se présenter aux régimes transitoires avec la multiplication de nombre de machines à entraîner.

La deuxième méthode présente plus de performance que la première, puisqu'elle découple les commandes de la tension et de la vitesse. Elles sont donc totalement indépendantes l'une de l'autre ce qui signifie que la tension n'est plus affectée par le type de régime de la machine. De plus cette matrice de découplage permet également de pouvoir diminuer la valeur de la capacité qui n'est pas négligeable.

Avec la matrice de découplage établie, on peut insérer plusieurs machines au bus continu, car la tension du bus est insensible aux variations de la charge.

Le remplacement des régulateurs de courant PI par des régulateurs de courant RST et glissant dans le système, les résultats ont montré l'adaptation de ces derniers au système découplé.

Les résultats sont convainquants car que ce soit en structure couplée où les correcteurs interviennent avec brio ou en découplée où la tension du bus ne varie absolument pas pendant les variations de vitesse de la machine, l'ensemble est toujours contrôlable et encore plus stable.

Il aurait fallu pour tester les conceptions du système à puissance distribuée, faire une association redresseur structure tension /hacheur boost / onduleur / machine.

Bibliographie

- [1]- X.FENG, Z.YE ,K.XING ,F.C.LEE et D.BOROJEVIC
Impedance Specification and Impedance Improvement for DC Distributed Power System.
PESC'99, Power Electronic Specialists Conference, Charleston (USA), juin 1999, vol. 2,
pp.889-894.
- [2]- X.FENG, Z.YE ,K.XING ,F.C.LEE et D.BOROJEVIC
Individual Load Impedance Specification for a Stable DC Distributed Power System.
APEC'99, Applied Power Electronics Conference and Exposition, Dallas (USA), march 1999,
vol. 2, pp.923-929.
- [3]- C.M.WILDRICK et F.C.LEE
A Method of Defining the Load Impedance Specification for a Stable Distributed Power
System.
IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 10, n° 3, may 1995, pp.280-284.
- [4]- S.D.SUDHOFF, D.H.SCHMUCKER, R.A.YOUNGS et H.J.HEGNER
Stability Analysis of DC Distribution Systems Using Admittance Space Constraints.
Proceedings of The Institute of Marine Engineers All Electric Ship 98, London (UK),
september 29-30, 1998.
- [5]- S.D.SUDHOFF et S.F.GLOVER
Three-Dimensional Stability Analysis of DC Electronics Based Systems.
PESC'2000, Power Electronic Specialists Conference,2000.
- [6]- X.FENG et F.C.LEE
On-Line Measurement on Stability Margin of DC Distributed Power System.
APEC'00, Applied Power Electronics Conference and Exposition, New Orleans (USA)
,february 2000, vol. 2, pp.1190-1196.
- [7]- X.FENG, C.LIU, Z.YE ,F.C.LEE et D.BOROJEVIC
Monitoring the Stability of DC Distributed Power Systems.
IECON'99,Industrial Electronics Conference, 1999,vol. 1, pp-367-372.
- [8]- F.A.HULIEHEL, F.C.LEE, B.H.CHO, D.M.SABLE et B.CHOI
A New Approach for Distributed Power Systems.
IECEC'93, Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, 1993, vol. 1, pp. 321-
323.
- [9]- B.CHOI, B.H.CHO et S.S.HONG
Dynamics and Control of DC-to-DC Converters Driving Other Converters Downstream
IEEE Trans. on Circuit and System, vol. 46, n° 10, 1999, pp.1240-1248.
- [10]- B.H.CHO et B.CHOI
Analysis and Design of Multi-Stage Distributed Power Systems.
Intellect'91, november 1991.
- [11]- X.FENG, C.LIU, Z.YE, R.ZHANG, F.C.LEE et D.BOROJEVIC
Fault Detection in DC Distributed Power Systems based on Impedance Characteristics of
Modules.

IAS'2000, INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY , 2000

[12]- R.ZHANG, F.LEE, D.BOROYEVICH, C.LIU, et L.CHEN
AC load Conditioner and DC Bus Conditioner for a DC Distribution Power System
PESC'2000, Power Electronic Specialists Conference,2000.

*Paramètre de la MSAP et l'onduleurOnduleur

```

vitref1=1500*2*pi/60; tsample=1e-5;
ve=600;
w01=100*pi;
tq=0.1;
dvitref=1200;
qref=1;
% porteuse
pm=10;
fp=20e3;
Tp=1/fp;

```

```

g0=ve/(2*pm);      % gain onduleur

```

Paramètres machine

```

ld1=0.2e-3;
lq1=ld1;
r1=0.05;
j1=0.3e-3;      % l'inertie de la machine
ff1=0.05;      % frottement
ff=0.1;
phif1=0.08;    % (flux du rotor)
p1=2;          % nombre de paires de poles
rm1=r1;
td1=ld1/r1;
tq1=lq1/r1;

```

```

vitref=vitref1;
w01=vitref;
dvitref1=31.4;

```

Les régulateurs

```

tem=10e-3;
tj1=j1/ff1;
kpp1=2.3*ff1*tj1/(p1*phif1*tem);
kii1=kpp1/tj1;
tm=200e-6;eps=0.7;wn=3.29/tm;
kpd1=((wn*ld1*2*eps)-r1)/g0;tii1=g0*kpd1/(wn*wn*ld1);kid1=kpd1/tii1;
kpp1=kpd1; kiq1=kid1;
dvitref1=31.4;

```

Grandeurs en régime permanent

```

Id1=0;
Iq1 =ff1*w01/p1*phif1;
Vd1=r1*Id1-w01*lq1*Iq1;
Vq1=r1*Iq1+w01*(ld1*Id1+phif1);

```

Condition initiale MS

Id01=Id1;
 Iq01=Iq1;
 vitref01=vitref1;

Saturations

max11=20e3;
 min11=-20e3;
 max1=200;
 min1=-180;
 max2=100;
 min2=-100;
 max=2;
 min=-2;

*Paramètres redresseur

Ud=600;
 Emax=200*sqrt(2);vs=600;
 tsample=1e-5;
 f=50; % fréquence du réseaux
 w=2*pi*f; % pulsations des courants du réseaux triphasé
 L=0.15e-3;
 R=0.18;
 C=10e-6;
 pref=10e3;
 qref=0;
 Taux=1/(3*w); % temps de réponse = 3* Taux
 Ti=Ud*Ud*C/pref;
 Kp=Ti*pref/(Ud*3*Taux);
 Tc=1.6e-3;
 teta0=0;
 valpha0=sqrt(2/3)*Emax*(sin(w*teta0)-0.5*sin(w*teta0-2*pi/3)-0.5*sin(w*teta0-4*pi/3));
 vbeta0=sqrt(2/3)*Emax*((sqrt(3)/2)*sin(w*teta0-2*pi/3)-(sqrt(3)/2)*sin(w*teta0-4*pi/3));
 Di=2;

Parametres de la ligne

Lo=1e-3;
 Ro=16;

Paramètre de la MSAP et l'onduleurOnduleur

vitref=1500*2*pi/60; tsample=1e-5;
 ve=600;

Porteuse

pm=10;
 fp=20e3;
 Tp=1/fp;

g0=ve/(2*pm); % gain onduleur

Paramètres machine

```

ld=0.3e-3;
lq=ld;
r=0.18;
j=0.54e-3;      % l'inertie de la machine
ff=0.1;         % frottement
phif=0.0327;   % (flux du rotor)
p=3;           % nombre de paires de poles
ff=0.1;
rm=r;
td=ld/r;
tq=lq/r;
w0=vitref;
dvitref=31.4;

```

Les régulateurs

```

tem=10e-3;
tj=j/ff;
kpp=2.3*ff*tj/(p*phif*tem);
kii=kpp/tj;

tm=200e-6;eps=0.7;wn=3.29/tm;
kpd=((wn*ld*2*eps)-r)/g0;tii=g0*kpd/(wn*wn*ld);kid=kpd/tii;
kpq=kpd;kiq=kid;
dvitref=31.4;

```

Grandeurs en régime permanent

```

Id=0;
Iq =ff*w0/p*phif;
Vd=r*Id-w0*lq*Iq;
Vq=r*Iq+w0*(ld*Id+phif)

```

Condition initiale MS

```

Id0=Id;
Iq0=Iq;
vitref0=vitref;

```

Saturations

```

max11=20e3;
min11=-20e3;

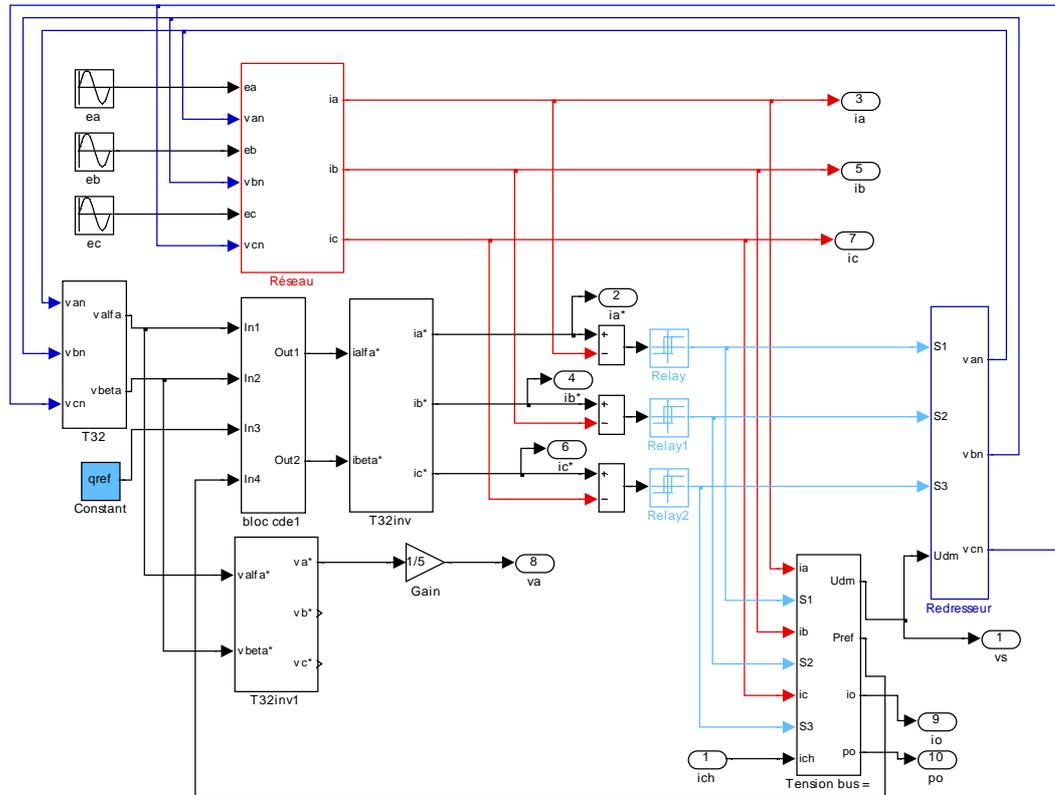
```

```

max1=200;
min1=-180;
max2=100;
min2=-100;
max=-2;
min=-2;

```

SCHEMA SIMULINK DU SYSTEME REDRESSEUR



HEMA SIMULINK DU SYSTEME ONDULEUR MLI- MSAP

