

3.1 Introduction

Les gestionnaires et les exploitants se heurtent quotidiennement à des problèmes très complexes dans le fonctionnement des réseaux électriques et la production de l'énergie électrique comme, la répartition optimale des puissances générées par les unités productrices et le coût de l'énergie produite optimal.

L'écoulement de puissance et le coût de l'énergie produite est considéré comme un problème très important à résoudre et souvent être pensé comme un problème d'optimisation dans lequel on définit une ou plusieurs fonctions objectifs, ou fonctions de coût, que l'on cherche à minimiser (ou maximiser) par rapport à l'ensemble des paramètres concernés.

La résolution d'un tel problème a conduit les chercheurs à proposer des méthodes d'optimisation de résolution de l'OPF, parmi lesquelles on distingue les méthodes classiques ou conventionnelles et les méthodes d'optimisation évolutionnaires. Ces dernières qui comprennent aussi la logique floue [9], la méthode de recherche Tabou [9] les algorithmes d'optimisation par essaims de particules, les algorithmes génétiques ...etc, présentent des caractéristiques communes, qui sont:

Dans ce chapitre, en premier lieu l'étude des méthodes conventionnelles a été abordée telles que les méthodes du gradient, d'itération lamda. En seconde lieu on a fait appel aux méthodes d'optimisation évolutionnaires telle la méthode par essaims de particules qui est connu comme faisant partie des méthodes de l'intelligence artificielle.

Pour éviter les pertes par effet Joule sur les lignes à hautes tensions causées par des courants inductifs dues principalement au consommateur mais aussi par la ligne elle-même et éviter aussi les chutes de tension résultantes, il convient de compenser la puissance réactive.

Comme déjà mentionné, la compensation de puissance réactive peut se réaliser de plusieurs manières. La plupart des moyens cités sont certes efficaces mais présentent tout de même des défauts: temps de réaction élevé ou génération d'harmoniques.

Afin d'éviter ces inconvénients, on utilise aujourd'hui des onduleurs à pulsation (**VSC**) qui présentent de nombreux avantages. Dans cette partie suivante on expose la description de la structure et la topologie ainsi que brièvement le fonctionnement d'un tel compensateur statique synchrone (**STATCOM**) [10].

3.2 Méthode du gradient

Historiquement, les méthodes de gradient sont les plus anciennes. Elles permettent de résoudre des problèmes non linéaires et sont basées sur une hypothèse forte sur la connaissance de la dérivée de la fonction objective en chacun des points de l'espace [9].

Cette méthode peut être classée en deux catégories de premier ordre et de deuxième ordre, le premier ordre est basé sur une approximation linéaire en séries de Taylor avec initialisation du gradient, et le deuxième ordre est basé sur l'approximation quadratique en séries de Taylor avec l'initialisation du gradient en utilisant le Hessien.

La méthode du gradient construit une suite x_n qui doit en principe s'approcher du minimum. Pour cela, on part d'une valeur quelconque x_0 et l'on construit la suite [9]:

$$X_{n+1} = x_n - \rho f'(x_n)$$

Où ρ est une valeur "bien" choisie réelle non nulle.

On $f(x_{n+1}) = f(x_n - \rho f'(x_n)) \approx f(x_n - \rho [f'(x_n)]^{1/2})$ a d'après le théorème des approximations finies si est $\rho f'(x_n)$ "suffisamment" petit

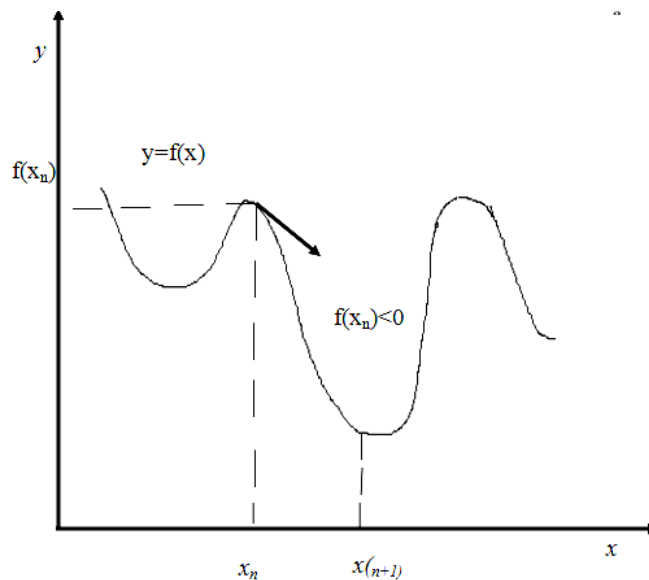


Fig.3.1 : Méthode de gradient

3.2.1 Formulation mathématique

On choisit un point de départ x_0 et on calcule le gradient $\nabla f(x_0)$ en x_0 . Comme le gradient indique la direction de la plus grande pente de f , on se déplace d'une quantité λ_0 dans le sens opposé au gradient et on définit le point x_1 :

$$x_1 = x_0 - \lambda_0 \frac{\nabla f(x_0)}{\|\nabla f(x_0)\|} \tag{3.1}$$

Cette procédure est répétée et engendre les points x_0, x_1, \dots, x_k . Ainsi, pas à pas, la distance entre le point d'indice k et l'optimum diminue.

$$x_{k+1} = x_k - \lambda_k \frac{\nabla f(x_k)}{\|\nabla f(x_k)\|} \quad \text{ou } \forall k, \lambda_k > 0 \tag{3.2}$$

λ_0 : C'est le pas déplacement à chaque itération.

Si : λ_k est fixé, on parle de méthode de gradient à pas prédéterminé. L'inconvénient de cette procédure est que la convergence est très dépendante du choix du pas de déplacement.

La convergence peut être très lente si le pas est mal choisi. L'intérêt principal de cette méthode est de pouvoir se généraliser aux cas des fonctions qui ne sont pas différentiables.

3.3 La méthode d'itération de Lambda

La méthode d'itération de Lambda est une des méthodes utilisées pour trouver la valeur de lambda du système et trouver le dispatching économique optimal des générateurs.

Contrairement aux autres méthodes d'itération, comme : Gausse-Seidel et Newton– Raphson, lambda itération n'utilise pas la valeur précédente de l'inconnue pour trouver la valeur suivante c'est-à-dire il n'y a pas une équation qui calcule la valeur suivante en fonction de la valeur précédente. La valeur suivante est prédéfinie par intuition, elle est projetée avec interpolation de la bonne valeur possible jusqu'à ce que le décalage spécifié soit obtenu. Pour trouver la solution du problème du dispatching économique optimal on utilise la méthode d'itération de Lambda [9].

- ✓ la méthode exige qu'il y ait une correspondance entre une valeur lambda et la sortie (en MW) de chaque générateur
- ✓ la méthode commence avec des valeurs de lambda en-dessous et en-dessus de la valeur optimale (qui est inconnue), puis par itération limite la valeur optimale.

On choisit λ^L et λ^H tel que :

$$\sum_{i=1}^m P_{Gi}(\lambda^L) - P_D < 0 \quad \sum_{i=1}^m P_{Gi}(\lambda^H) - P_D > 0 \quad (3.3)$$

On pose :

$$\lambda^M = \frac{(\lambda^H + \lambda^L)}{2} \Rightarrow \lambda^H = 2\lambda^M - \lambda^L \quad (3.4)$$

$$Si : \sum_{i=1}^m P_{Gi}(2\lambda^M - \lambda^L) - P_D > 0 \quad (3.5)$$

On pose :

$$\lambda^H = \lambda^M \quad (3.6)$$

$$Si : \sum_{i=1}^m P_{Gi}(\lambda^M) - P_D > 0 \quad (3.7)$$

On pose :

$$\lambda^L = \lambda^H \quad (3.8)$$

On refait le calcul jusqu'à

$$|\lambda^L = \lambda^H| > \varepsilon \tag{3.9}$$

D'où ε est la tolérance de convergence

Dans la figure 3.2 ci-dessous pour chaque valeur de lambda il y a une **PGi** unique pour chaque générateur. Cette relation est la fonction **PGi** (λ) :

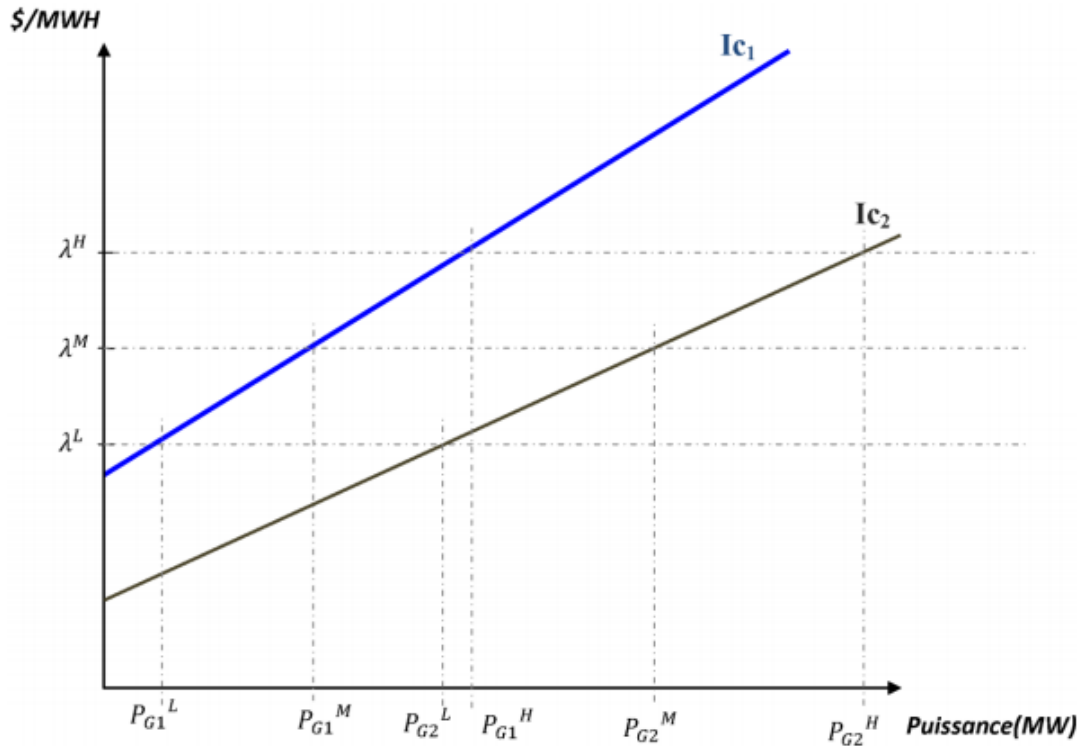


Fig. 3.2 Variation de λ en fonction de la puissance de sortie.

3.4 Les méthodes d'optimisation avancées

Les méthodes d'optimisation avancées comprennent les méthodes d'optimisation globales ou méta-heuristiques et sont inspirées parfois de la théorie d'évolution chez les sociétés d'animaux et d'insectes dans laquelle on trouve les algorithmes génétiques AG, parfois elles sont inspirées de la théorie d'éthologie de ces sociétés. Parmi elles on cite les algorithmes d'optimisation par essais particuliers PSO, les algorithmes génétiques, les colonies des Fourmies ACO, les colonies des abeilles ABC...etc.

Ces algorithmes sont basés sur l'exploration aléatoire probabiliste d'une ou plusieurs régions de l'espace de recherche, cette exploration aléatoire guidée parfois par des fonctions probabilistes permet d'éviter les optimums locaux lors de l'exploration contrairement aux méthodes déterministes qui se bloquent en général dans un optima local ou bien si la fonction objective présente une certaine complexité mathématique.

Les premières méta-heuristiques datent des années 1980, si elles sont d'origine discrète, on peut les adapter à des problèmes continus. Elles sont utilisées généralement quand les méthodes classiques (mathématiques) ont échoué de trouver la solution souhaitée, leur efficacité n'est pas toujours garantie, elle dépend, de la nature du problème envisagé et les paramètres de l'algorithme. Ces méthodes sont largement appliquées aux différents domaines notamment dans le domaine de l'optimisation de l'énergie électrique [9].

3.5 Optimisation par essais de particules

L'optimisation par Essaim Particulaire PSO a été proposée par Kennedy et Eberhart en 1995 [9]. Cette méthode est inspirée du comportement social des animaux évoluant en essaim. L'exemple le plus souvent utilisé est le comportement des bancs de poissons. En effet, on peut observer chez ces animaux des dynamiques de déplacement relativement complexes, alors qu'individuellement chaque individu a une intelligence limitée et une connaissance seulement locale de sa situation dans l'essaim. Un individu de l'essaim n'a pour connaissance que la position et la vitesse de ses plus proches voisins. Chaque individu utilise donc, non seulement, sa propre mémoire, mais aussi l'information locale sur ses plus proches voisins pour décider de son propre déplacement.

Kennedy et Eberhart se sont inspirés de ces comportements socio-psychologiques pour créer l'OEP. Un essaim de particules représentant les solutions potentielles au problème d'optimisation, "survole" l'espace de recherche, en quête de l'optimum global. Le déplacement d'une particule est influencé par les trois composantes suivantes [9].

Pour des systèmes simples les principales caractéristiques sont :

1. L'information locale : Chaque individu ne possède qu'une connaissance partielle de l'environnement et n'a pas conscience de la totalité des éléments qui influencent le groupe,
2. L'ensemble de règles : Chaque individu obéit à un ensemble restreint de règles simples par rapport au comportement du système global,
3. Les interactions multiples : Chaque individu est en relation avec un ou plusieurs autres individus du groupe,
4. La collectivité : les individus trouvent un bénéfice à collaborer (parfois instinctivement) et leur performance est meilleure que s'ils avaient été seuls.

L'intelligence collective est observée notamment chez les insectes sociaux (fourmis, termites et abeilles) et les animaux en mouvement (oiseaux migrateurs, bancs de poissons). En conséquence, plusieurs algorithmes basés sur le principe d'intelligence collective ont été

introduits : on peut citer les colonies de fourmis et les essais particulaires.

3.5.1 Principe de fonctionnement

Ainsi, grâce à des règles de déplacement très simples dans l'espace de solutions, les particules peuvent converger progressivement vers un optimum. Cette méta-heuristique semble cependant mieux fonctionner pour des espaces en variables continues. Au départ de l'algorithme, un essaim est réparti au hasard dans l'espace de recherche de dimension D , chaque particule p est aléatoirement placée dans la position $\vec{X}_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iD})$ de l'espace de recherche, chaque particule possède également une vitesse $\vec{v}_i = (v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iD})$ aléatoire.

Ensuite, à chaque pas de temps :

- ✓ chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position et de garder en mémoire sa meilleure performance $\vec{P}_i = (p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{iD})$: la meilleure position qu'elle a atteinte jusqu'ici (qui peut en fait être parfois la position courante) et sa qualité (la valeur en cette position de la fonction à optimiser),
- ✓ chaque particule est capable d'interroger un certain nombre de ses informatrices et d'obtenir de chacune d'entre elles sa propre meilleure performance $\vec{G}_i = (g_{i1}, g_{i2}, \dots, g_{iD})$: la meilleure qualité afférente.
- ✓ à chaque pas de temps, chaque particule choisit la meilleure des meilleures performances dont elle a connaissance, modifie sa vitesse V en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence. La modification de la vitesse est une simple combinaison linéaire de trois tendances, à savoir sa propre vitesse courante, sa propre expérience et la tendance vers la meilleure performance de son essaim. La mise à jour des deux vecteurs la vitesse et la position, de chaque particule p dans l'essaim, est donnée par les équations :

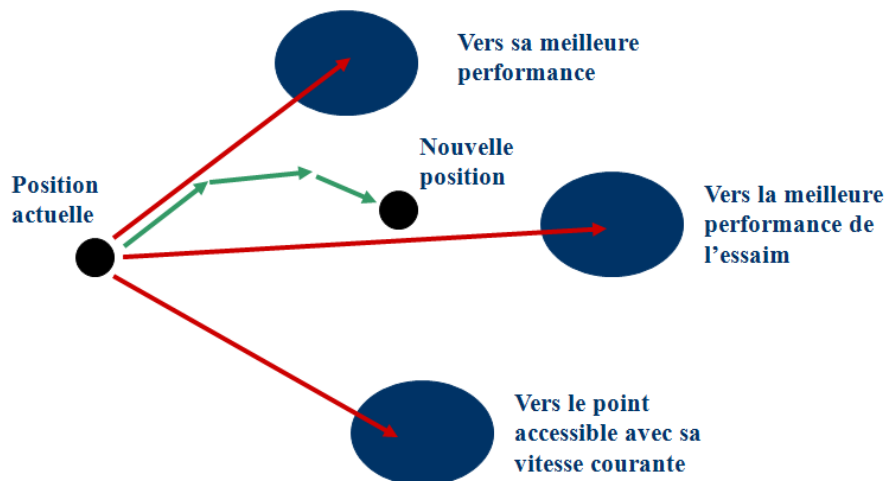


Fig.3.3 La représentation schématique du déplacement d'une particule.

$$(v_{t+1}) = w * V(t) + C_1 * rand_1 * (P_{best}(t) - x(t)) + C_2 * rand_2 * (G_{best}(t) - X(t)) \quad (3.10)$$

. Avec :

$X(t)$: Position de la particule $P(t)$.

$V(t)$: Vitesse de la particule $p(t)$.

$P_{best}(t)$: Meilleure fitness obtenue pour la particule $P(t)$.

$G_{best}(t)$: Position de la particule $P(t)$ pour la meilleure fitness.

où w est, en général une constante appelée, coefficient d'inertie, C_1 et C_2 sont deux constantes, appelées coefficients d'accélération, $rand_1$ $rand_2$, sont deux nombres aléatoires tirés uniformément de l'intervalle $[0,1]$ à chaque itération et pour chaque dimension.

- ✓ $w * V(t)$ correspond à la composante physique du déplacement. Le paramètre w contrôle l'influence de la direction de déplacement sur le déplacement futur. Il est à noter que, dans certaines applications, le paramètre w peut être variable
- ✓ $C_1 * rand_1 * (P_{best}(t) - X(t))$ correspond à la composante cognitive du déplacement.
- ✓ C_1 contrôle le comportement cognitif de la particule.
- ✓ $C_2 * rand_2 * (P_{best}(t) - X(t))$ correspond à la composante sociale du déplacement. C_2 Contrôle l'aptitude sociale de la particule.

La combinaison des paramètres w , C_1 et C_2 permet de régler la balance entre les phases diversification et intensification du processus de recherche [9]. La position au temps t de la particule i est alors définie par.

$$X(t+1) = X(t) + V(t+1) \quad (3.11)$$

L'OEP (PSO) est un algorithme à population. Il commence par une initialisation aléatoire de l'essaim dans l'espace de recherche. A chaque itération de l'algorithme, chaque particule est déplacée suivant (3.10) et (3.11). Une fois le déplacement des particules effectué, les nouvelles positions sont évaluées. Les $P_{best}(t)$ ainsi que $G_{best}(t)$ sont alors mis à jour. Cette procédure est résumée par l'Algorithme (Fig.3.4). N est le nombre de particules de l'essaim. Le critère d'arrêt peut être différent suivant le problème posé. Si l'optimum global est connu a priori, on peut définir une "erreur acceptable" ϵ comme critère d'arrêt. Sinon, il est commun de fixer un nombre maximum d'évaluations de la fonction objectif ou un nombre maximum d'itérations.

3.5.2 Les étapes de la méthode d'optimisation par essaim de particules

L'algorithme de cette méthode peut être décrit comme suit :

- ✓ 1ère étape : Initialisation des coefficients cr_1 et cr_2 , le coefficient d'inertie w .

- ✓ 2^{ème} étape : La création de la population initiale aléatoirement et le calcul de la fitness.
- ✓ 3^{ème} étape : Le calcul de la nouvelle vitesse et la nouvelle position de chaque particule par l'utilisation des formules.
- ✓ 4^{ème} étape : Le calcul de la meilleure fitness de la population initiale comparée à la précédente pour trouver la meilleure de toute les populations.
- ✓ 5^{ème} étape : incrémentation du nombre d'itération $t = t+1$.
- ✓ 6^{ème} étape : Si un critère d'arrêt est satisfait alors passer à la 7^{ème} étape. Autrement, aller à la 3^{ème} étape.
- ✓ 7^{ème} étape : La position enregistrée dans la solution optimale.

Organigramme de PSO :

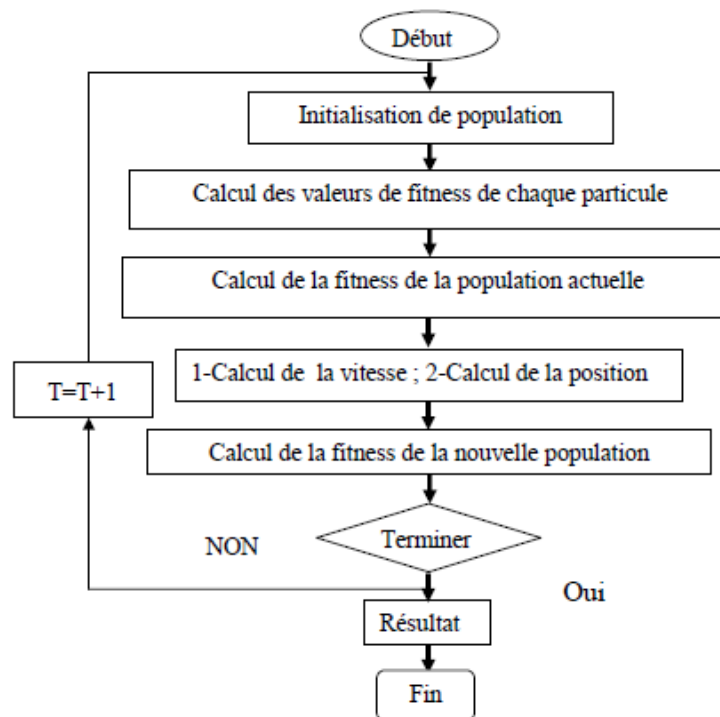


Fig.3.4 Organigramme d'un (PSO)

3.6 Structure d'un STATCOM

La Figure 3.5.a représente un compensateur STATCOM. Il est composé d'un onduleur, appelé par la suite onduleur parallèle (ondp); il est branché sur le réseau au moyen d'un transformateur (T_p). Sa tension continue est maintenue constante par le condensateur tampon (C). Cet onduleur nous permet d'absorber ou de fournir de la puissance réactive.

La caractéristique statique de ce convertisseur est donnée par la Figure 3.5.b.[11].

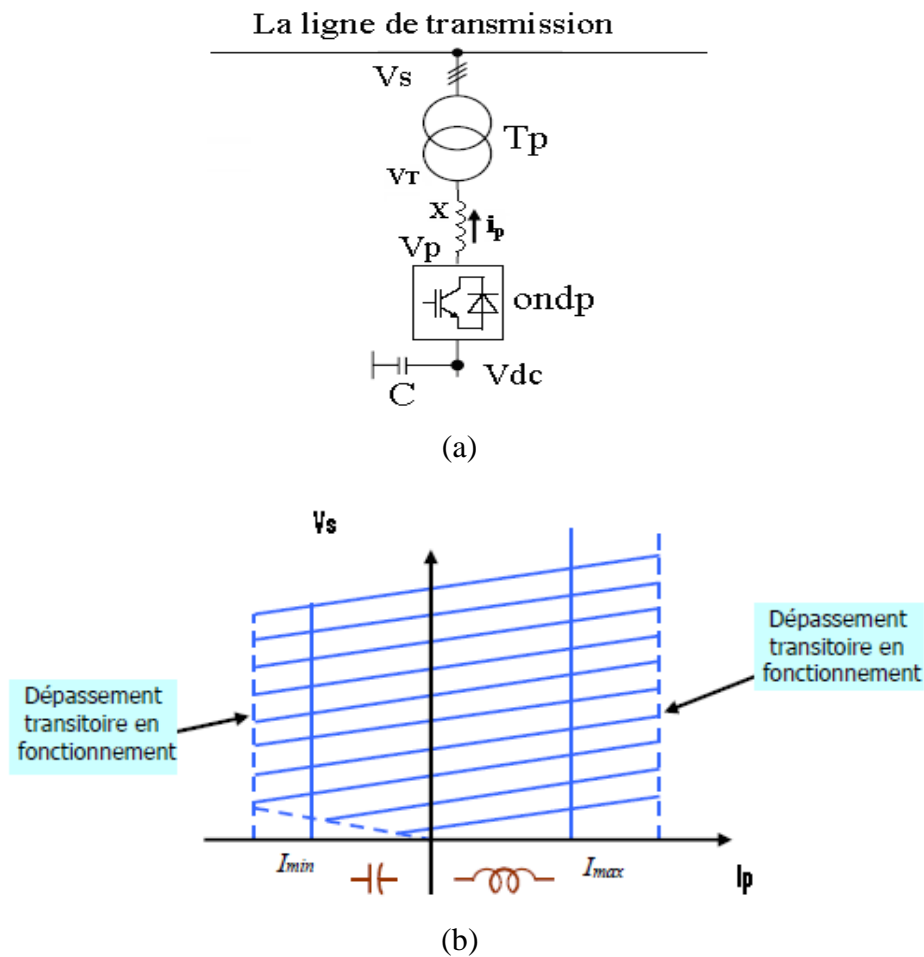


Fig. 3.5 Schéma de fonctionnement d'un compensateur de puissance réactive synchrone (STATCOM)

3.7 Fonctionnement du STATCOM

Pour la compréhension du fonctionnement du circuit, considérons la phase (A) du convertisseur (Figure 3.5.a). Comme celui-ci doit seulement générer ou absorber de la puissance réactive, le courant I_p doit être en avance ou en retard de 90° sur la tension V_{AN} . Pour ce faire, il faut ajuster l'angle de V_{AN} afin qu'elle soit en phase avec V_{UN} . Examinons maintenant trois cas spécifiques.

- 1) si $V_{AN} = V_{UN}$ (Fig. 3.6.a) le courant I_p est nul, donc la compensation est nulle.
- 2) si V_{AN} est inférieure à V_{UN} , un courant I_p circulera dans la réactance X , ce courant sera 90° en retard de V_{UN} (Fig. 3.6.b) sa valeur est donnée par :

$$I_p = \frac{V_{UN} - V_{AN}}{X} \tag{3.12}$$

Le compensateur absorbe alors de la puissance réactive de la ligne de transport. La puissance réactive de la phase A équivaut à $I_p V_{AN}$ (VAR) et les deux autres phases en absorbent autant, le compensateur se comporte donc comme une immense inductance, même si aucune bobine n'est présente et aucun champ magnétique n'est produit.

- 3) Si V_{AN} est supérieur à V_{UN} , le courant I_p sera 90° en avance sur V_{UN} (Figure 3.6.c) sa valeur est encore donnée par l'équation (3.12), sauf que I_p est maintenant négatif. Par conséquent, le convertisseur fournit de la puissance réactive à la ligne de transport. Le convertisseur se comporte comme un immense condensateur, même s'il n'y a pas de plaques électrostatiques et aucun champ électrique.

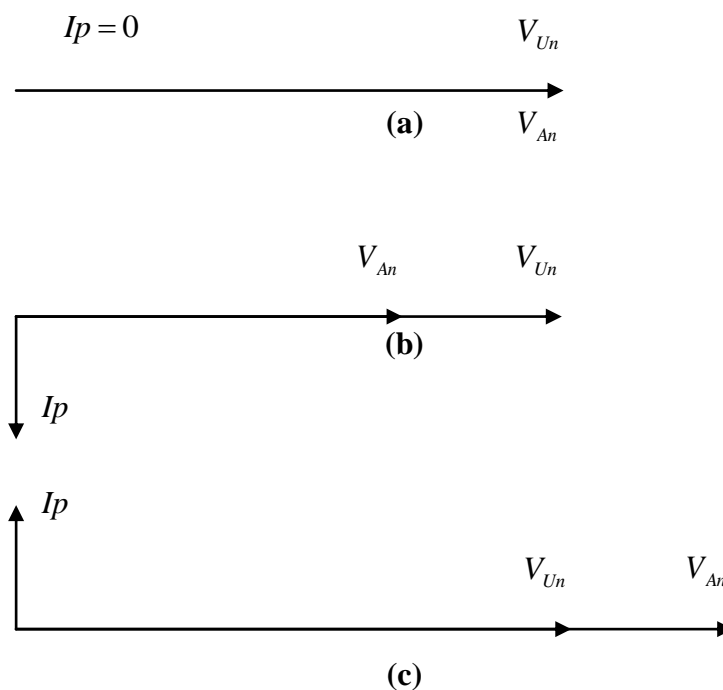


Fig. 3.6 le déphasage entre V_{UN} et I_p ($+90^\circ$ ou -90°) dépend de la valeur de V_{AN} .

Le transformateur T_p possède une certaine réactance de fuite, en pratique, la réactance X de la Figure 3.1.a est la réactance de la fuite du transformateur, le transformateur joue donc un double rôle : il transforme la tension et offre la réactance requise pour la compensation.[11]

3.8 Modélisation de STATCOM

Le circuit simplifié du système de contrôle et de compensation du STATCOM est représenté sur la Figure 3.7. La modélisation de ce circuit est basée sur les hypothèses suivantes [11]:

- Les tensions (V, V') dans les deux régions sont égales et équilibrées.
- La représentation du compensateur parallèle par une source de tension parallèle (V_p) et une résistance (r_p) et inductance (L_p).

La représentation de la ligne par un modèle simple en π (résistance r , bobine L).

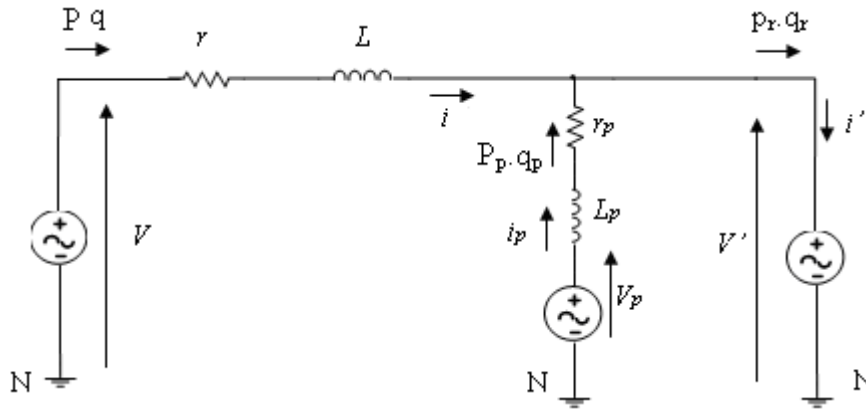


Fig. 3.7 Circuit équivalent du STATCOM

En appliquant les lois de kirchoff on aura les équations suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_a = r i_a + L \frac{di_a}{dt} + V'_a \\ V_b = r i_b + L \frac{di_b}{dt} + V'_b \\ V_c = r i_c + L \frac{di_c}{dt} + V'_c \end{array} \right\} \Leftrightarrow \left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_a}{dt} = -r i_a + V_a - V'_a \\ L \frac{di_b}{dt} = -r i_b + V_b - V'_b \\ L \frac{di_c}{dt} = -r i_c + V_c - V'_c \end{array} \right. \quad (3.13)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{pa} = r_p i_{pa} + L_p \frac{di_{pa}}{dt} + V'_a \\ V_{pb} = r_p i_{pb} + L_p \frac{di_{pb}}{dt} + V'_b \\ V_{pc} = r_p i_{pc} + L_p \frac{di_{pc}}{dt} + V'_c \end{array} \right\} \Leftrightarrow \left\{ \begin{array}{l} L_p \frac{di_{pa}}{dt} = -r_p i_{pa} + V_{pa} - V'_a \\ L_p \frac{di_{pb}}{dt} = -r_p i_{pb} + V_{pb} - V'_b \\ L_p \frac{di_{pc}}{dt} = -r_p i_{pc} + V_{pc} - V'_c \end{array} \right. \quad (3.14)$$

Dans le repère de Park :

Les équations dynamiques du courant sont les suivantes :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{r}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \left(\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V'_d \\ V'_q \end{bmatrix} \right) \quad (3.15)$$

Et :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{pd} \\ i_{pq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_p}{L_p} & \omega \\ -\omega & -\frac{r_p}{L_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pd} \\ i_{pq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_p} \left(\begin{bmatrix} V_{pd} \\ V_{pq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V'_d \\ V'_q \end{bmatrix} \right) \quad (3.16)$$

Les équations des puissances actives et réactives en fonction des composants de tension et des composants de courant dans le repère de Park sont données par les équations suivantes:

$$P = \frac{3}{2} (V_d i_{pq} + V_q i_{pd}) \quad (3.17)$$

$$Q = \frac{3}{2} (V_q i_{pd} - V_d i_{pq}) \quad (3.18)$$

Dans le circuit à courant continu on aura les équations suivantes :

L'équation du courant continu redressée en fonction des courants absorbés et les signaux de commutation du convertisseur:

$$I_{dc} = C_{p1} \cdot i_{pa} + C_{p2} \cdot i_{pb} + C_{p3} \cdot i_{pc} \quad (3.19)$$

L'équation dynamique de la tension continue et redressée aux bornes du condensateur.

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = I_{dc} \quad (3.20)$$

3.9 La description du convertisseur statique DC/AC (l'onduleur)

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue à la forme alternative.

Il existe des onduleurs :

- ✓ Non autonomes : la fréquence et la forme d'onde sont imposées par la source du côté alternatif « le réseau ».
- ✓ Autonomes : la fréquence et la forme d'onde sont imposées par la commande et la source du côté continu.

L'onduleur est un convertisseur réversible, il permet le transfert de la puissance de l'alternatif vers le continu, mais le sens normal de transfert est du continu vers l'alternatif.

On distingue deux grands types d'onduleurs :

- ✓ Les onduleurs de tension : alimentés par une source de tension continue.
- ✓ Les onduleurs de courant : alimentés par une source de courant continu.[13]

3.9.1 L'onduleur de tension triphasée

La Figure 3.8 donne le schéma de principe de l'onduleur de tension triphasée, il est placé entre une source de tension triphasée parfaite, donc de tension constante et une charge triphasée équilibrée parcouru par des courant i_a, i_b, i_c forment un système triphasé sinusoïdal équilibré.

L'onduleur est un assemblage de trois ponts monophasés formés chacun de deux interrupteurs en série (k1 et k1', k2 et k2', k3 et k3'). Les interrupteurs d'un même demi- pont doivent être complémentaires pour que la source de tension ne soit jamais en court-circuit, et pour que les circuits des courants i_a, i_b, i_c ne sont jamais ouverts.

Pour que les six interrupteurs puissent imposer les tensions de sortie, quelque soient les courants i_a, i_b, i_c il faut que ces interrupteurs soient bidirectionnels en courant. Chacun d'eux est formé d'un semi-conducteur à ouverture et fermeture commandées [13].

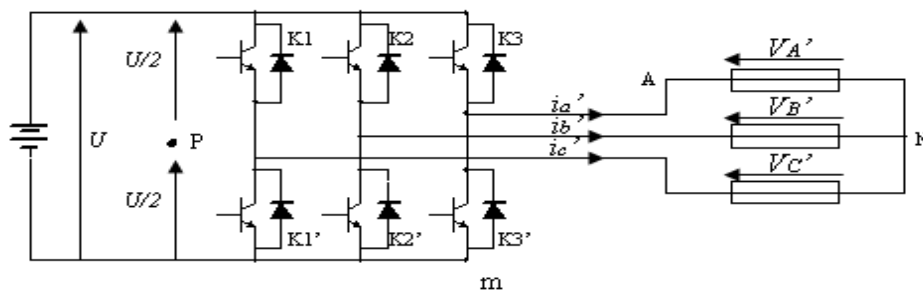


Fig. 3.8 : Schéma d'un onduleur de tension triphasée.

3.9.2 Modélisation du convertisseur MLI à deux niveaux

On définit les tensions triphasées et les variables de commande par les vecteurs suivants :

$$[V_{nabc}] = \begin{bmatrix} V_{na} \\ V_{nb} \\ V_{nc} \end{bmatrix} \quad [V_{mabc}] = \begin{bmatrix} V_{ma} \\ V_{mb} \\ V_{mc} \end{bmatrix} \quad [V_{pabc}] = \begin{bmatrix} V_{pa} \\ V_{pb} \\ V_{pc} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$$[c_{abc}] = \begin{bmatrix} c_a \\ c_b \\ c_c \end{bmatrix} \quad [c_{1abc}] = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Les tensions simples à la sortie de l'onduleur prise par rapport au point 'p' sont :

$$V_{pa} = E/2 \text{ si } k1 \text{ est fermé.}$$

$$V_{pa} = -E/2 \text{ si } k1 \text{ est ouvert.}$$

$$V_{pb} = E/2 \text{ si } k2 \text{ est fermé.}$$

$$V_{pb} = -E/2 \text{ si } k2 \text{ est ouvert.}$$

$$V_{pc} = E/2 \text{ si } k3 \text{ est fermé.}$$

$$V_{pc} = -E/2 \text{ si } k3 \text{ est ouvert.}$$

Suivant l'état des interrupteurs « caractérisé par la commande c_i » on peut écrire :

$$V_{pi} = (c_i - 1/2)E \quad (3.23)$$

I= a,b et c

Les tensions simples prises par rapport au point 'm' sont données par :

$$V_{mi} = c_i \cdot E \quad (3.24)$$

$$[V_{pabc}] = ([c_{abc}] - 1/2 [c_{1abc}])E \quad (3.25)$$

$$[V_{mabc}] = [c_{abc}]E \quad (3.26)$$

En peut observer que les tensions composées vérifient :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{pa} - V_{pb} \\ V_{pb} - V_{pc} \\ V_{pc} - V_{pa} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ma} - V_{mb} \\ V_{mb} - V_{mc} \\ V_{mc} - V_{ma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{na} - V_{nb} \\ V_{nb} - V_{nc} \\ V_{nc} - V_{na} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_a - c_b \\ c_b - c_c \\ c_c - c_a \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

En présence d'une charge équilibrée, nous avons :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \Rightarrow V_a + V_b + V_c = 0$$

$$3V_a = V_a - V_b - (V_c - V_a) = V_{ab} - V_{ca}$$

$$V_a = 1/3(V_{ab} - V_{ca})$$

$$V_a = 1/3(2V_{ma} - V_{mb} - V_{mc}) \quad (3.28)$$

On peut obtenir :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ma} \\ V_{mb} \\ V_{mc} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = E \cdot \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_a \\ c_b \\ c_c \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

➤ modélisation relative aux courants :

Le courant continu alimentant l'onduleur est obtenu par :

$$I_d = c_a i_a + c_b i_b + c_c i_c = [c_{abc}]^T \cdot [i_{abc}] \quad (3.31)$$

La puissance instantanée par la charge est donnée par :

$$P = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c = [V_{abc}]^T \cdot [i_{abc}]$$

$$P = \left(E \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_a \\ c_b \\ c_c \end{bmatrix} \right)^T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

$$P = E \cdot [c_a \quad c_b \quad c_c] \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Soit :

$$\begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [i_{abc}]$$

$$P = [c_{abc}]^T \cdot [i_{abc}] = (c_a i_a + c_b i_b + c_c i_c) \quad (3.33)$$

Soit :

$$I_d = c_a i_a + c_b i_b + c_c i_c$$

$$P = E \cdot I_d \quad (3.34)$$

La puissance est conservée, si l'onduleur est supposé idéal.[13]

3.9.3 Onduleur à commande MLI

Il y a une autre type de commande de l'onduleur pour réduire le nombre d'harmoniques générées par l'onduleur à commande de pleine onde, qui présente un perfectionnement de la forme d'onde en créneaux à savoir des périodes fermeture/ouverture variables de telle façon que la longueur des périodes de fermeture soit maximale à la crête de l'onde. Cette forme de commande est appelée modulation de largeur d'impulsions « MLI », qui indique que l'aire de chaque impulsion correspond à peu près à l'aire sous l'onde sinusoïdale désirée entre les milieux de deux intervalles successifs d'ouverture.

Le résidu harmonique d'ordre inférieur de l'onde MLI est nettement plus faible que celui de toute autre forme d'onde.[14]

Pour déterminer les instants d'amorçage nécessaires à la synthèse correcte de l'onde MLI, on génère dans les circuits de commande une onde sinusoïdale de référence à la fréquence désirée et on compare à l'onde triangulaire décalée. Les points d'intersection des deux ondes déterminent les instants d'amorçage des interrupteurs.

- ✓ $V_r(t)$: signale de référence.
- ✓ $V_p(t)$: signale triangulaire « porteuse »
- ✓ Si $V_r(t) > V_p(t) \rightarrow k1$ fermé et $k2$ ouverte.
- ✓ Si $V_r(t) < V_p(t) \rightarrow k1$ ouverte et $k2$ fermé.

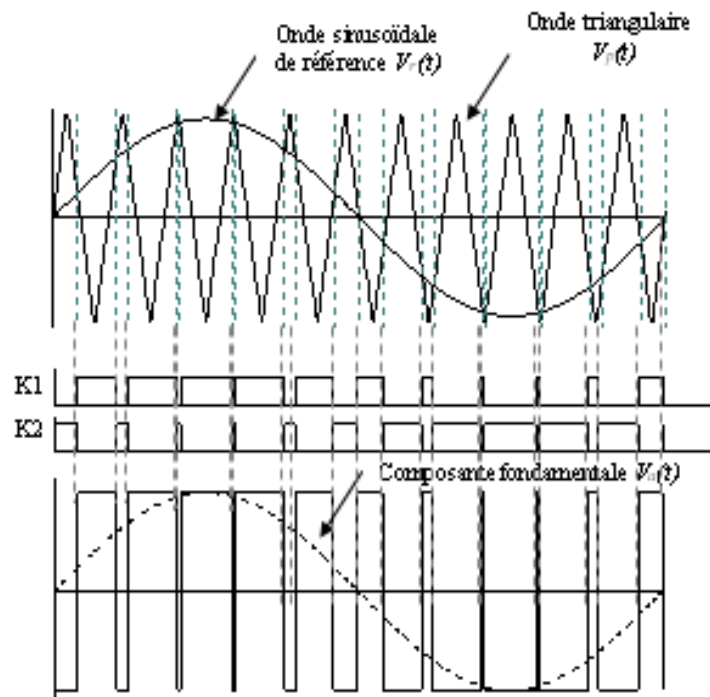


Fig. 3.9 La sortie d'un onduleur à commande MLI.

En triphasé, on observe un décalage dans les instants de commutation.

- ✓ Les instants de commutation de k2 décalés de $2\pi/3$ par rapport à k1.
- ✓ Les instants de commutation de k3 décalés de $4\pi/3$ par rapport à k1.

En module, l'onde triangulaire de haute fréquence et l'onde sinusoïdale de référence, ne sont pas pas décalées. Le grand nombre de commutations par période des formes d'ondes en créneaux et MLI entraîne de grandes pertes par commutation dans les interrupteurs de l'onduleur. Pour choisir un onduleur à onde quasi carré ou un onduleur à MLI on considère le coût supplémentaire de l'électronique de commande et les pertes par commutation d'une part, et le résidu d'harmoniques d'ordre inférieur en sortie d'autre part.

La technique de commande en MLI permet un réglage de la fréquence et de la valeur efficace de la tension de sortie par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation $m = \frac{f_p}{f_r}$ influe principalement sur le contenu d'harmonique de l'onde de sortie.
- Le rapport de réglage $r = \frac{V_r}{V_p}$: V_r et V_p étant respectivement les valeurs des crêtes de la référence et la porteuse.[14]

3.10 Circuits de réglage analogique (par PI) du STATCOM

La Figure 3.10 suivante représente la configuration des circuits de réglage du STATCOM.

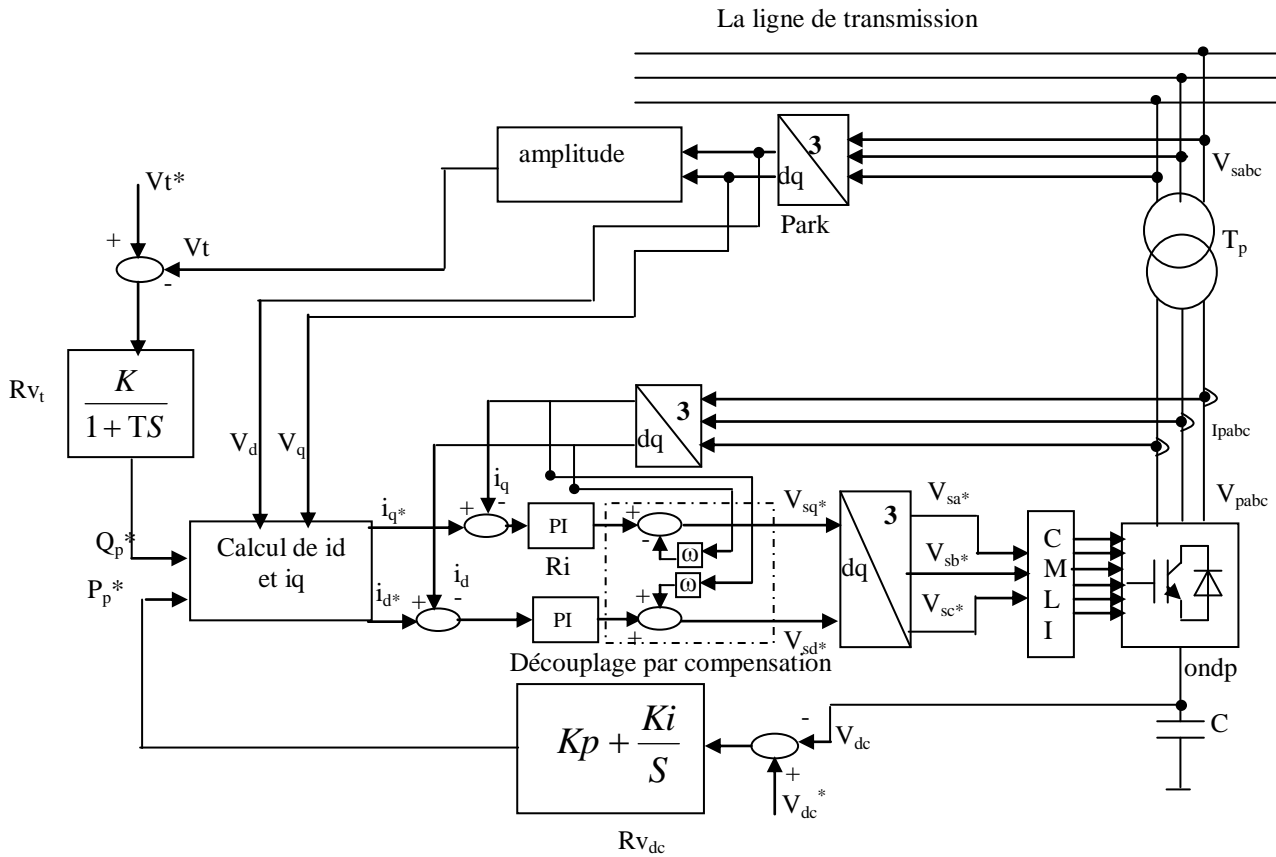


Fig. 3.10 Circuits du réglage du STATCOM.

On y retrouve l'onduleur (ondp) branché sur le réseau au travers d'un transformateur (T_p). Au coté continu il y a le condensateur tampon (C) qui permet de maintenir la tension continue afin que l'onduleur puisse fonctionner correctement. L'onduleur est commandé par le dispositif (CMLI) à l'aide des trois signaux de commande (V_{pa}^* , V_{pb}^* , V_{pc}^*) en MLI. Le réglage des courants i_{pd} et i_{pq} se fait à l'aide des régulateurs R_i . Les deux tensions dans le repère de Park sont des signaux de commande. Le calcul des courants de référence est effectué à l'aide d'un algorithme à partir de la tension du réseau et des valeurs de consigne P_p^* et Q_p^* . Un bloc de découplage est utilisé pour découpler entre les courants et les puissances actives et réactives. En superposition, on trouve le régulateur de tension continue (R_{dc}) et le régulateur de tension de la ligne (R_{vt}) qui fournissent respectivement les grandeurs de consigne (P_p^* , Q_p^*).[11,12,13,14].

3.11 Implantation du système de réglage (PI analogique)

Pour régler les courants de réseau nous découplons les deux axes (d) et (q).

Dans la partie modélisation de STATCOM, on a montré que dans un repère d, q :

$$\begin{aligned} \frac{di_{pd}}{dt} &= -\frac{r_p}{L_p} i_{pd} + \omega i_{pq} + \frac{1}{L} (V_d - V_{pd} - V'_q) \\ \frac{di_{pq}}{dt} &= -\frac{r_p}{L_p} i_{pq} - \omega i_{pd} + \frac{1}{L} (V_q - V_{pq} - V'_d) \end{aligned} \quad (3.35)$$

On pose :

$$\begin{aligned} X1 &= \frac{1}{L_p} (V_d - V_{pd} - V'_q) \\ X2 &= \frac{1}{L_p} (V_q - V_{pq} - V'_d) \end{aligned} \quad (3.36)$$

La figure 3.11 suivante représente le schéma bloc équivalent de système en boucle ouverte et montre qu'il existe un couplage entre les deux courants i_{pd} et i_{pq} par l'interaction des signaux X1 et X2.

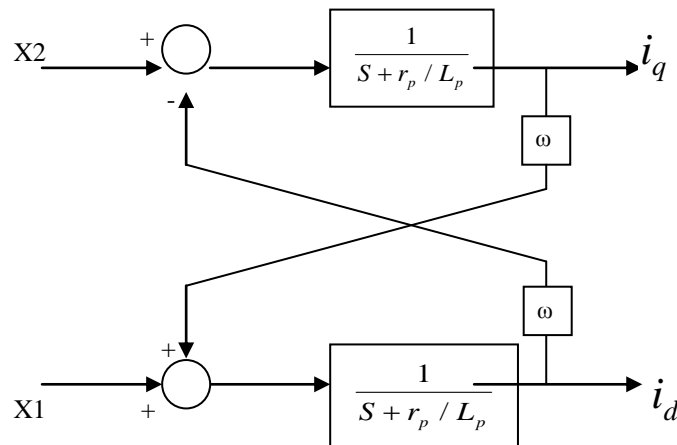


Fig. 3.11 Schéma du système en boucle ouverte.

L'injection des termes de couplage avec des signes opposés permet de rendre les deux axes (d,q) complètement indépendants. La méthode de découplage utilisée est dite découplage par compensation. La figure 3.12 ci-dessous montre ce type de découplage.

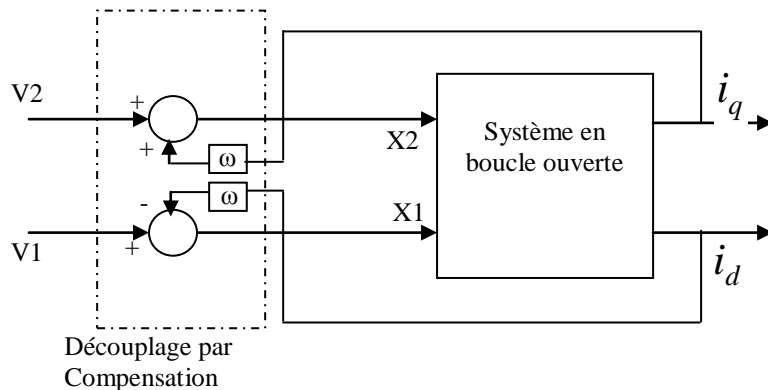


Fig. 3.12 Schéma de découplage.

V1 et V2 sont les sorties des régulateurs type PI analogique. Les courants de référence en fonction des puissances et des tensions sont tels que :

$$i_{pd}^* = \frac{2 (P_p^* V_d - Q_p^* V_q)}{3 (V_d^2 + V_q^2)} \tag{3.37}$$

$$i_{pq}^* = \frac{2 (P_p^* V_q + Q_p^* V_d)}{3 (V_d^2 + V_q^2)} \tag{3.38}$$

On peut donc sur cette base construire le schéma de commande indiqué par la Fig. 3.13 ci-dessous :

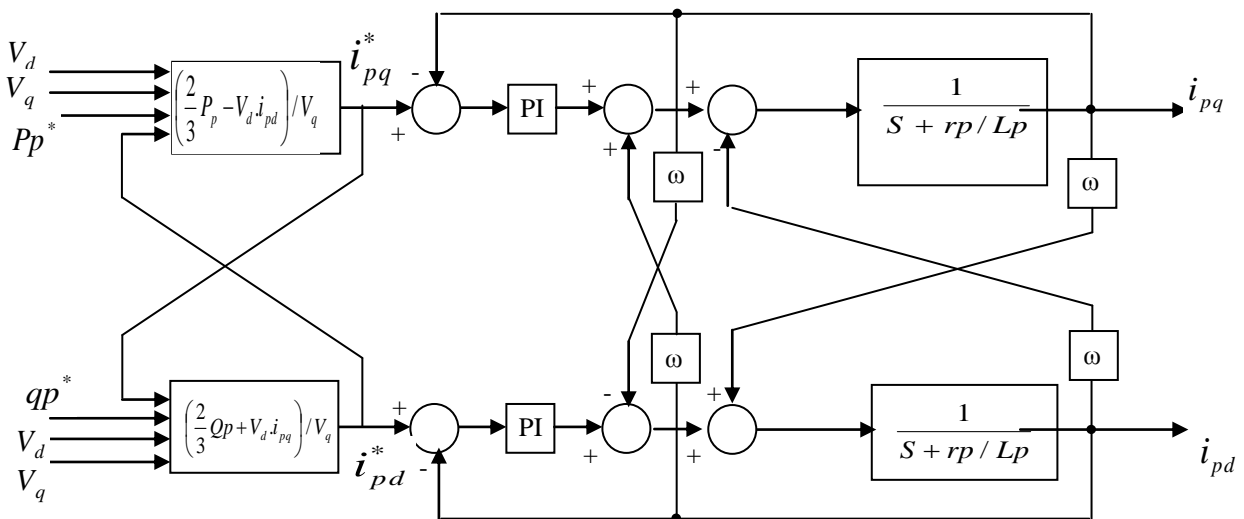


Fig. 3.13 Réglage du compensateur parallèle avec découplage par la méthode Watt-Var.

Pour dimensionner les régulateurs de courant on utilise la méthode de placement des pôles.[15,16,17].

3.12 Calcul des régulateurs

3.12.1 Calcul de régulateur de courant (PI analogique)

La boucle de régulation de courant est représenté par le schéma bloque suivant :

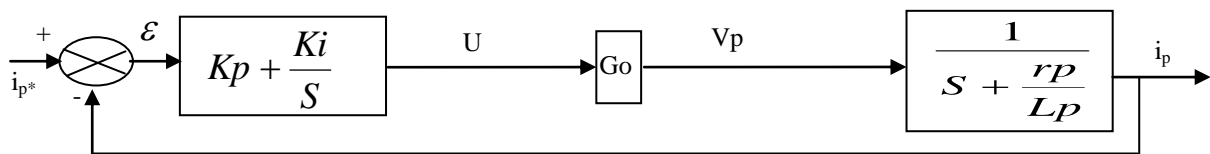


Fig. 3.14 la boucle de régulation de courant

Les fonctions de transferts du système bouclé régulé sont données par les expressions suivantes :

$$i_p = \varepsilon \cdot \frac{k_p \cdot S + k_i}{S} \cdot G_o \cdot \frac{1}{S + \frac{r_p}{L_p}}$$

$$i_p = \frac{\varepsilon \cdot G_o}{S} \cdot \frac{k_p \cdot S + k_i}{S + \frac{r_p}{L_p}} = \varepsilon \cdot G(S)$$
(3.39)

$$\varepsilon = i_p^* - i_p$$

$$i_p (1 + G(S)) = G(S) \cdot i_p^*$$

$$\frac{i_p}{i_p^*} = \frac{(k_p \cdot S + k_i) \cdot G_o}{S^2 + \left(\frac{r_p}{L_p} + k_p \cdot G_o \right) \cdot S + k_i \cdot G_o}$$
(3.40)

L'équation caractéristique du système en boucle fermée :

$$D(S) = S^2 + \left(\frac{r_p}{L_p} + k_p \cdot G_o \right) \cdot S + k_i \cdot G_o$$
(3.41)

Pour le dimensionnement de régulateur PI en utilise la méthode de placement des pôles comme suit :

Compte tenu des performances que l'on souhaite obtenir :

$$\begin{aligned}
 D &= 0,001 \\
 t_m &= 0,01 \\
 \varphi &= \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\pi^2}{\ln^2(D)}}} \\
 w_n &= \frac{3}{t_m}
 \end{aligned}
 \tag{3.42}$$

w_n : La pulsation propre.

t_m : le temps de montée. Soit :

$$\frac{r_p}{L_p} + k_p \cdot G_o = 2\varphi \cdot w_n$$

$$k_i \cdot G_o = w_n^2$$

Alors :

$$\begin{aligned}
 k_p &= \frac{\left(2\varphi \cdot w_n - \frac{r_p}{L_p}\right)}{G_o} \\
 k_i &= \frac{w_n^2}{G_o}
 \end{aligned}
 \tag{3.43}$$

Les paramètres des régulateurs des courants $K_p=100$ et $K_i=1000$

La figure. 3.11 montre le diagramme de Bode du système de régulation de courant injecté par le STATCOM.

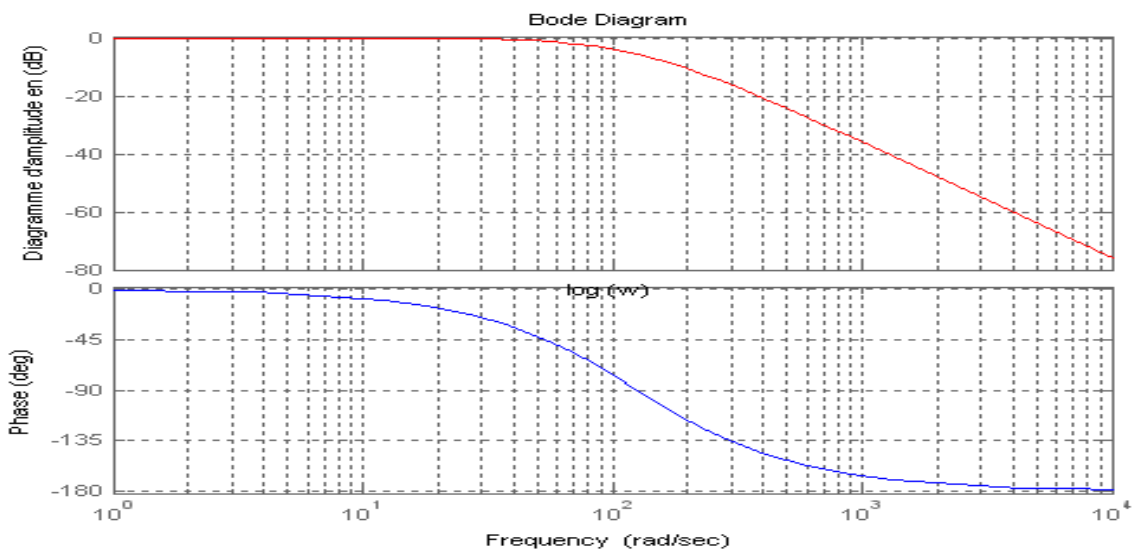


Fig. 3.15 Diagramme de Bode de la fonction de transfert $\frac{i_p}{i_p^*}$

3.12.2 Calcul de régulateur de tension continue aux bornes du condensateur

La tension moyenne V_{dc} aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixe. Les pertes de commutation du compensateur et la perturbation du réseau électrique sont les causes qui peuvent la modifier. La régulation de cette tension s'effectue en absorbant ou en fournissant de la puissance active au réseau. La correction de cette tension doit se faire par l'adjonction des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence de la partie parallèle.

En négligeant les pertes de commutation dans l'onduleur, la relation entre la puissance absorbée par le convertisseur parallèle et la tension aux bornes du condensateur peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P_p = \frac{C}{2} V_{dc} \frac{d}{dt}(V_{dc}) \quad (3.44)$$

La figure 3.16 montre la chaîne de régulation permettant le réglage de tension continue V_{dc} , V_{dc}^* étant la tension de référence et P_p la puissance absorbée par le compensateur nécessaire au réglage.

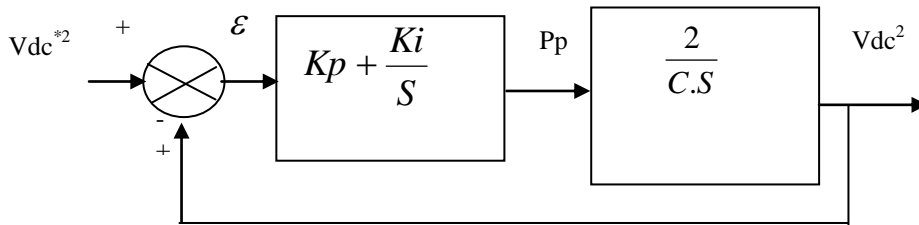


Fig. 3.16 Régulation de la tension continue

La fonction de transfert de la boucle fermée est

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{\frac{2K_p}{C} S + \frac{2K_i}{C}}{S^2 + \frac{2K_p}{C} S + \frac{2K_i}{C}} \quad (3.45)$$

Qui s'écrit sous la forme :

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{\frac{2K_p}{C} S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (3.46)$$

avec:

$$\omega_n^2 = \frac{2K_i}{C} \quad \text{et} \quad \xi = K_p \sqrt{\frac{1}{2.C.K_i}} \quad (3.47)$$

$\xi = 0.7$ permet d'avoir un bon coefficient d'amortissement du système en boucle fermée.

Afin d'atténuer les fluctuations à 300 Hz, nous pouvons choisir la pulsation de coupure jusqu'à $\frac{2\pi \cdot 300}{5}$ rad/sec. Pour avoir un bon filtrage nous avons choisi ω_n égale à 30 rad/sec.

Dans ce cas les coefficients K_p et K_i sont tels que $K_p=0.105$ et $K_i=2.25$.

La figure 3.173 montre le diagramme de Bode du système de régulation de la tension continue et permet de voir que le système est stable car le critère de Bode est vérifié.

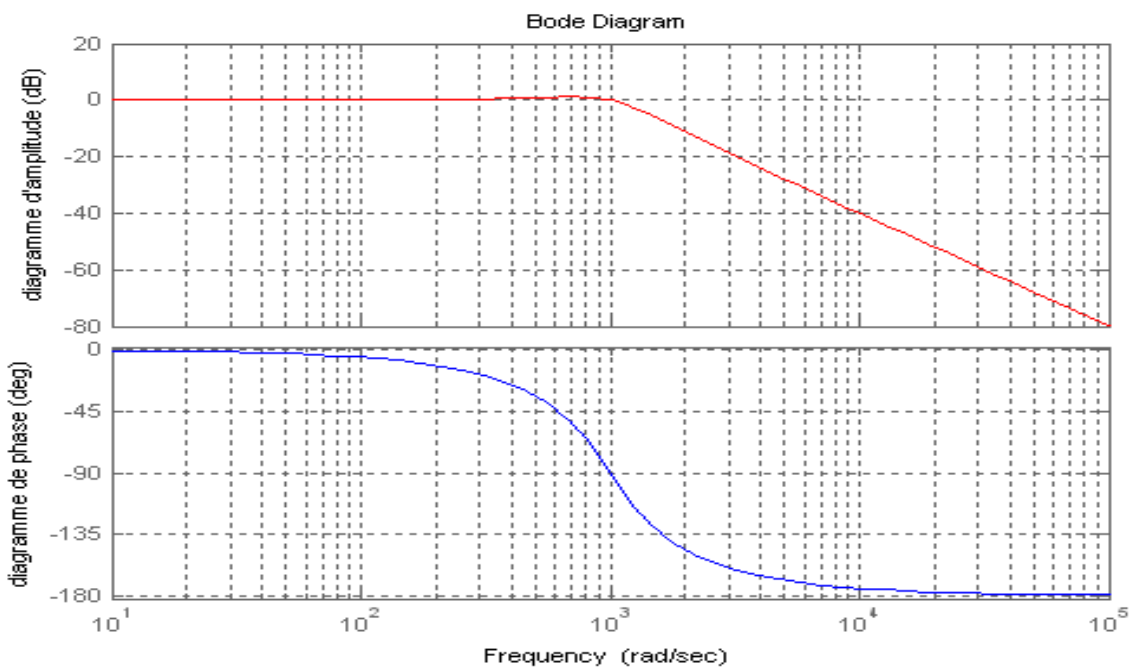


Fig. 3.17 Diagramme de Bode de la fonction de transfert des tensions

3.13 Résultats de simulation

3.13.1 Réglage par PI analogique

Suivant les conditions ci-dessous :

$$Q^* \begin{cases} = 1pu & si & t \leq 0.2 \text{ sec} \\ = 0.5pu & si & 0.2 \text{ sec} \leq t \leq 0.4 \text{ sec} \\ = 1pu & si & 0.4 \text{ sec} \leq t \leq 0.6 \text{ sec} \\ = 1.2pu & si & 0.6 \text{ sec} \leq t \leq 0.8 \text{ sec} \end{cases}$$

Les courbes en rouge représentent les grandeurs de référence et les courbes en bleu

représentent les grandeurs réelles (pour le cas de réglage par PI analogique).

Les figures (3.18, 3.19, 3.20, 3.21, 3.22, 3.23 et 3.24) montrent un asservissement total des caractéristiques électriques du STATCOM (la puissance réactive, les composantes des courants injectés dans Park i_d et i_q , la tension continue V_{dc} aux bornes de condensateur et la puissance active).

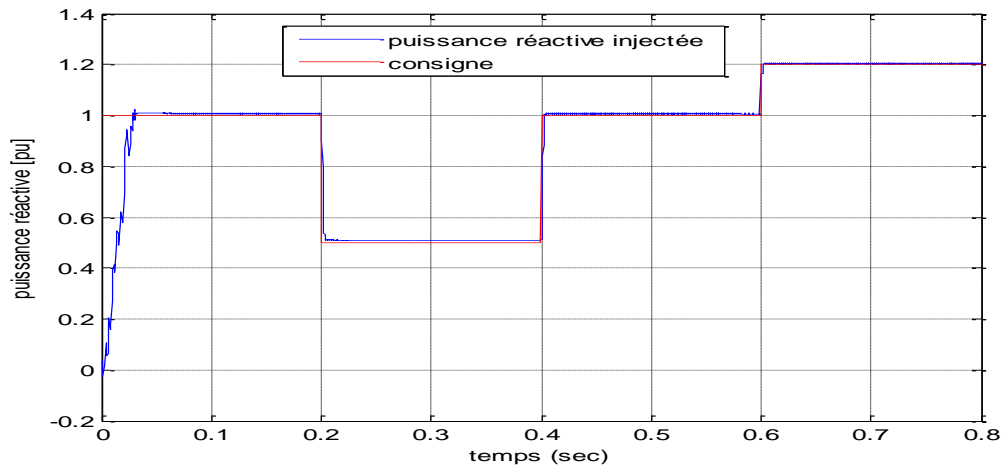


Fig. 3.18 Variation de la puissance réactive injectée en [pu].

Les courant i_d et i_q sont des images des puissances actives et réactives (voir les figures 3.19, 3.20 et 3.21), La variation de courant i_d influe sur le courant i_q .

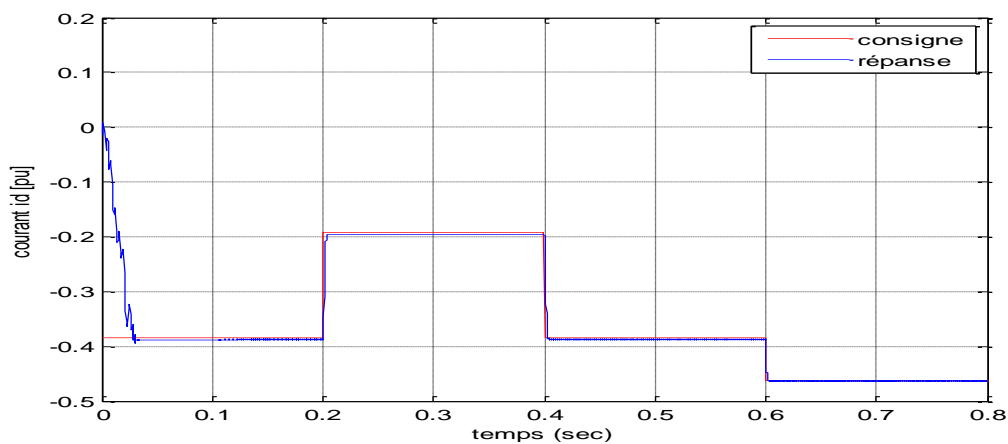


Fig. 3.19 Variation du courant I_d injecté en [pu].

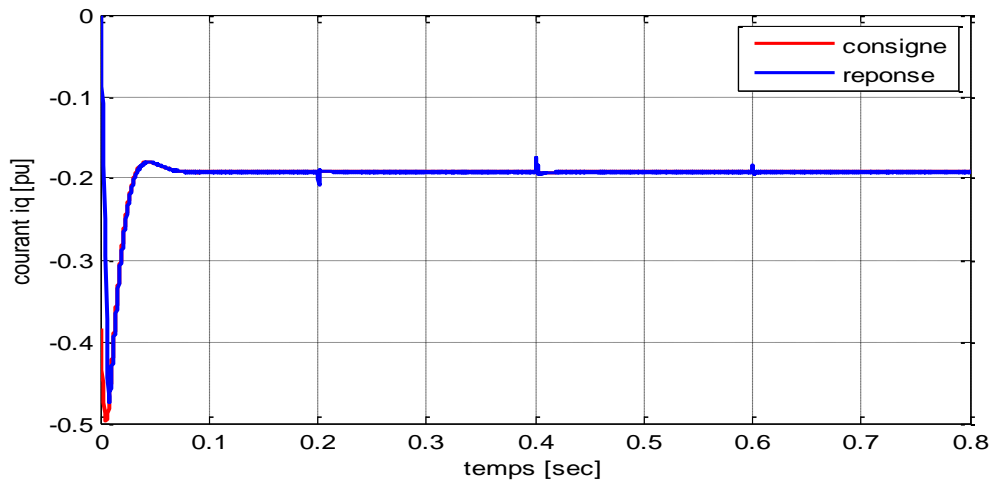
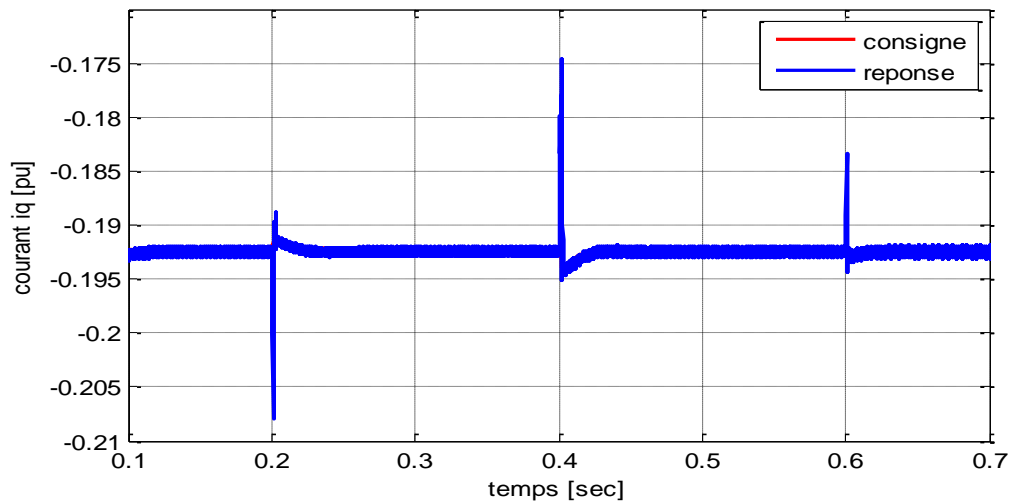
Fig. 3.20 Variation du courant I_q injecté en [pu].

Fig. 3.21 zoom de la figure (3.16).

La figure 3.22 montre que les différentes variations des puissances actives et réactives influencent la tension continue V_{dc} aux bornes du condensateur : des perturbations aux instants de changements des consignes sont observées.

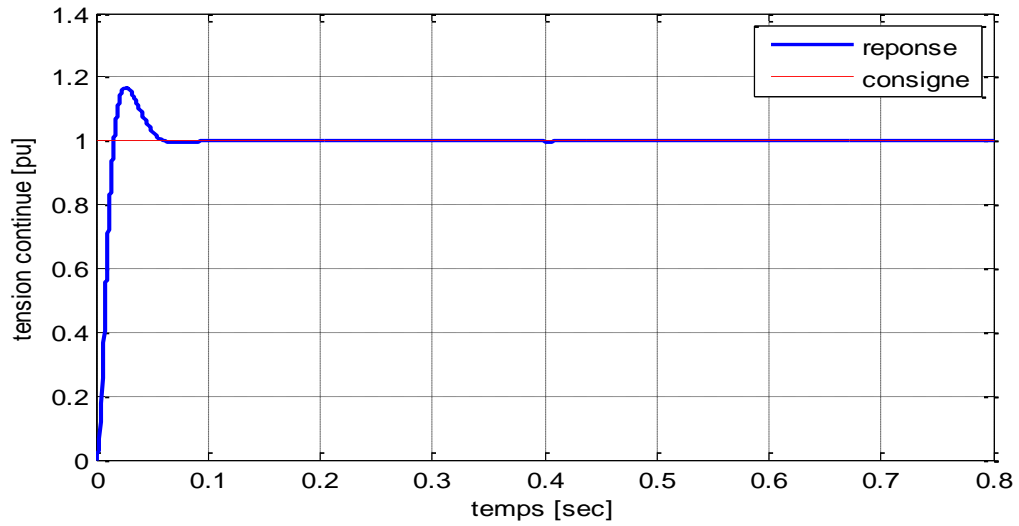


Fig. 3.22 Variation de la tension continue Vdc en [pu].

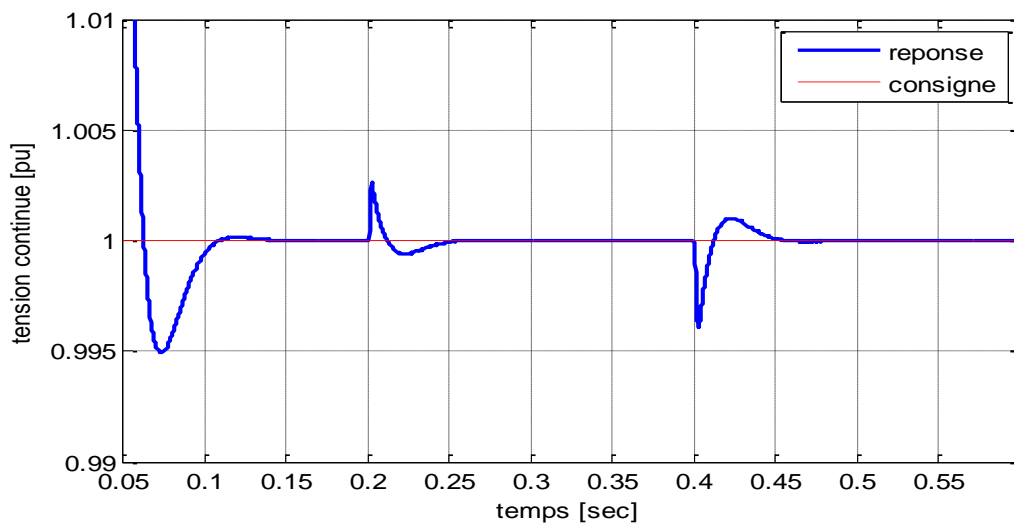


Fig. 3.23 zoom de la figure (3.18).

La variation de la puissance réactive influe sur la puissance active. Ceci est dû fait que le découplage par PI analogique n'est pas parfait (voire la figure 3.24).

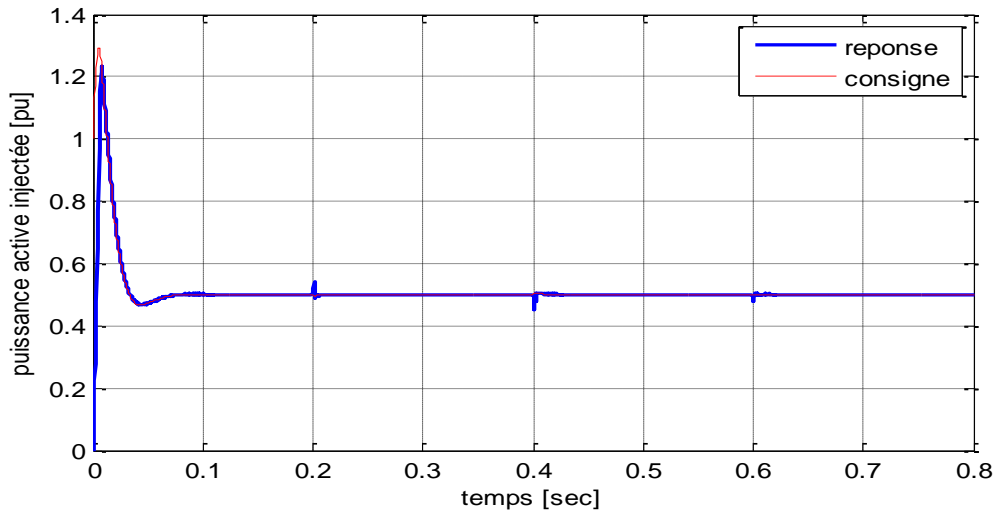


Fig. 3.24 Variation de la puissance active injectée en [pu].

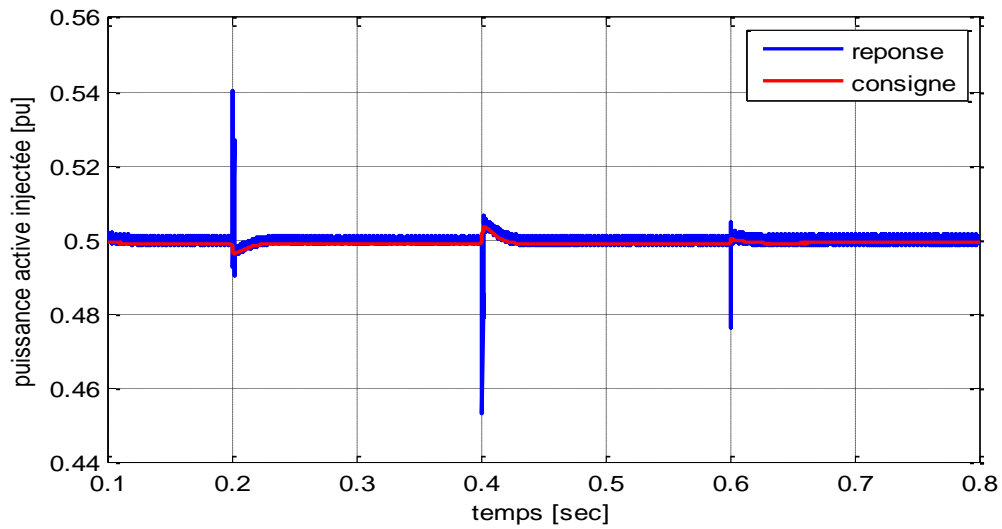


Fig. 3.25 zoom de la figure (3.24).

La variation de courant observée montrée par la figure 3.26 est due évidemment à la relation courant-puissance.

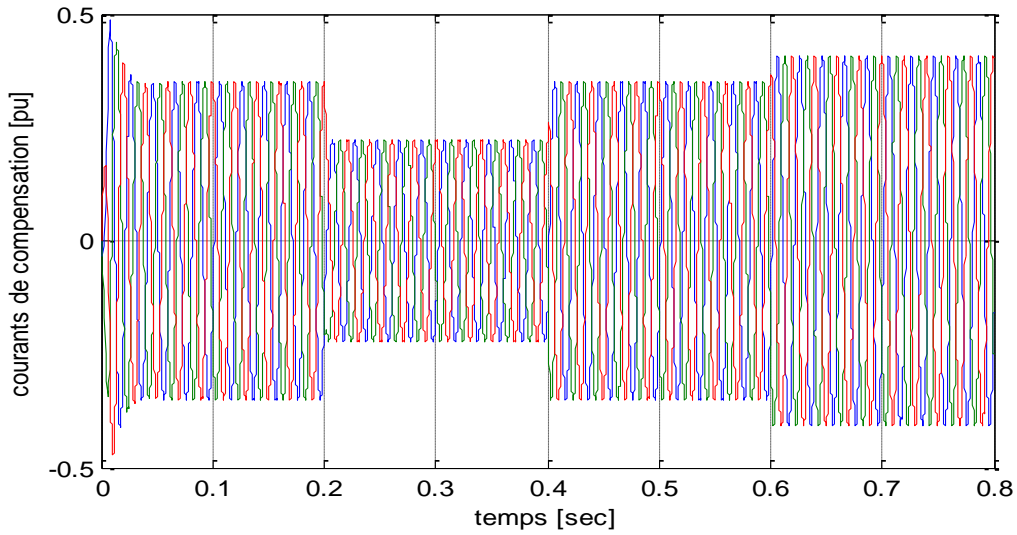


Fig. 3.26 Variation de courant de compensation injecté [pu].

La figure 3.27 montre la variation de tension de compensation V_p assurant l'asservissement des puissances injectées.

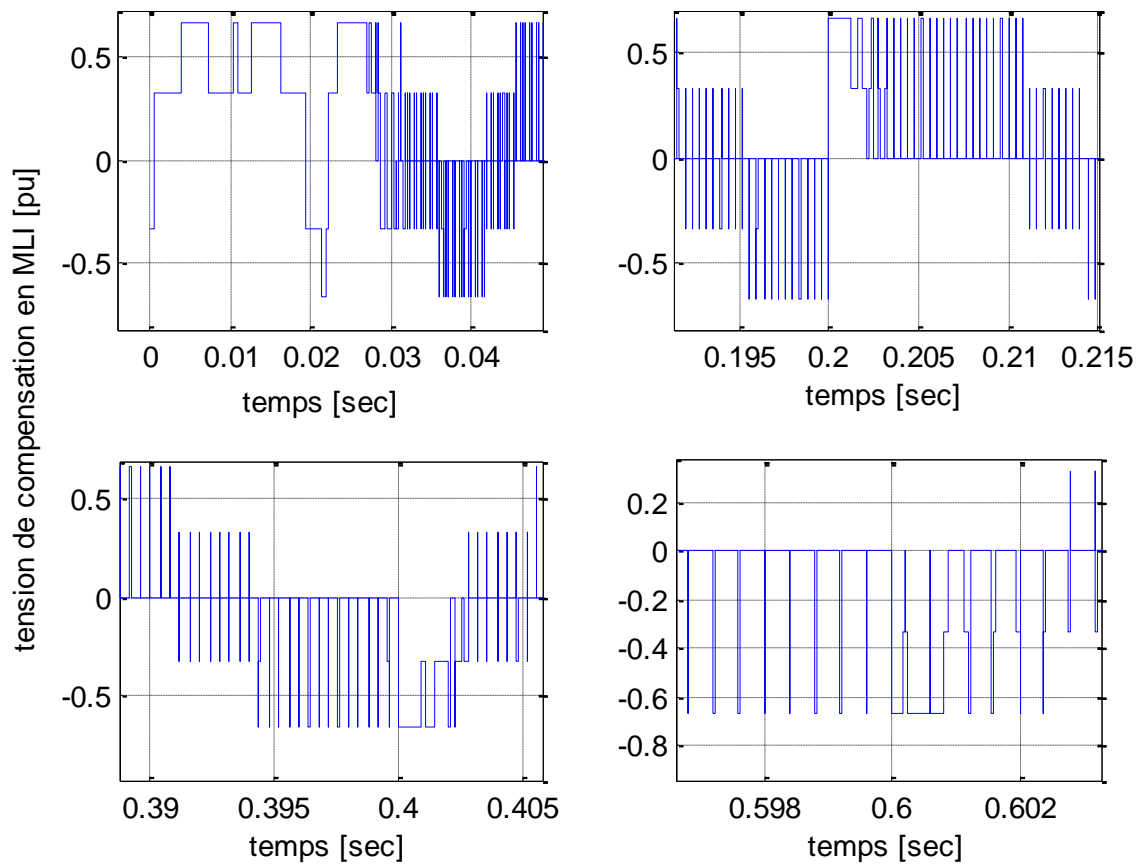


Fig. 3.27 Variation de la tension de compensation [pu].

3.14 Conclusion

Les résultats de simulation montrent que les contrôleurs de types avancés utilisant l'algorithme de Lyapunov donnent les meilleurs résultats en ce qui concerne les performances et ce comparativement au réglage classique. Par ailleurs, ce système présente l'avantage d'être assez robuste vis-à-vis des variations paramétriques du système, contrairement au régulateur PI qui ne tolère aucune variation paramétrique sous peine de dégradation de ses performances régulatrices.