

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة عباس فرحات سطيف 1

Université Ferhat Abbas – Sétif 1

كلية التكنولوجيا

Faculté de Technologie

قسم الإلكتروتقنية

Département d'Électrotechnique

THÈSE

Pour l'obtention du diplôme de

Doctorat en Sciences

Option: Automatique

Par

SAHARA Attia

Thème :

**Étude et Amélioration d'un Filtre Actif Triphasé
pour des Charges non linéaires**

Soutenue le : 02/05/2019 devant la commission d'examen composée de :

Pr. Ahmed GHERBI	Université Ferhat Abbas, Sétif 1	Président
Pr. Lazhar RAHMANI	Université Ferhat Abbas, Sétif 1	Encadreur
Dr. Abdelhalim KESSAL	Université Mohamed Bachir EL-Ibrahimi, Bordj Bou Arreridj	Co-encadreur
Pr. Saad SALEH	Université Badji Moktar, Annaba	Examineur
Dr. Abed el majid CHAOUI	Université Ferhat Abbas, Sétif 1	Examineur
Dr. Youcef SOUFI	Université Larbi Tébessi, Tébessa	Examineur

Dédicaces

À la mémoire de :

Mon père EL-Kheir, qui nous a quittés le 16 avril 2014.

Remerciements

Tout d'abord, Je remercie Allah, le tout puissant, de m'avoir donné la santé et la force pour l'accomplissement de cette thèse.

*Je tiens à remercier très chaleureusement mon directeur de thèse, Monsieur **Lazhar RAHMANI**, Professeur à l'Université Ferhat Abbas Sétif 1, pour son encadrement, son suivi permanent et ses précieux conseils. J'exprime également mes profonds remerciements à mon co-directeur de thèse, Monsieur **Abdelhalim Kessal**, Maître de conférence à l'Université Mohamed Bachir EL-Ibrahimi Bordj Bou Arreridj de m'avoir soutenu tout au long de la thèse.*

Je tiens également à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et cette thèse :

*Monsieur **Ahmed GHERBI**, Professeur à l'Université Ferhat Abbas Sétif 1, d'avoir accepté de juger mon travail et de présider le jury de soutenance de cette thèse.*

*Messieurs **Saad SALEH**, Professeur à l'Université Badji Moktar Annaba, **Abed el majid CHAOUI**, Maître de conférences à l'Université Ferhat Abbas Sétif 1, et **Youcef SOUFI**, Maître de conférences à l'Université Larbi Tébessi Tébessa, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les examinateurs de cette thèse.*

*En fin, ma reconnaissance et mes remerciements vont à mon cher ami **SBA Abed elbaki** qui a contribué par leur sincère camaraderie à rendre cette tâche forte agréable.*

Acronymes

PD3	<i>Redresseur à pont de diodes triphasé.</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion (Taux de distorsion harmonique).</i>
THDi	<i>THD du courant.</i>
THDv	<i>THD de la tension.</i>
CEI	<i>Commission Electrotechnique International.</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers.</i>
GTO	<i>Gate turn off.</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor (transistor bipolaire à grille isolée).</i>
FAP	<i>Le filtre actif parallèle.</i>
FAS	<i>Le filtre actif série.</i>
PI	<i>Le régulateur proportionnel intégral.</i>
LIAS	<i>Laboratoire d'Informatique et d'Automatique pour les Systèmes, (Poitiers- France).</i>
TFD(K)	<i>La transformée de Fourier discrète.</i>
La méthode p-q	<i>La méthode des puissances active et réactive instantanées.</i>
SRF	<i>Synchronous Reference Frame (Méthode du référentiel lié au synchronisme).</i>
MLI	<i>Modulation de Largeur d'Impulsion (Pulse Width Modulation).</i>
SVPWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation (MLI par vecteur d'état).</i>
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner (filtre parallèle-série actifs).</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop (boucle à verrouillage de phase).</i>
SISO	<i>Mono-entrée, Mono-sortie (Single Input Single Output).</i>
MIMO	<i>Multi-entrées, Multi-sorties (Multi Input Multi Output).</i>

Symboles

R_d, L_d, C_d	<i>Resistance, inductance, et condensateur coté continu.</i>
$e(t)$	<i>Tension de réseau parfaitement sinusoïdale.</i>
Z_r	<i>Impédance de réseau.</i>
P_0 ou PCC	<i>Point de raccordement au réseau.</i>
$R \cdot I_{eff}^2$	<i>Échauffement par effet Joule.</i>
I_1 (ou V_1)	<i>La valeur efficace du courant (tension) fondamentale.</i>
I_h (ou V_h)	<i>Les valeurs efficaces des différentes harmoniques du courant (tension).</i>
I_{cc}	<i>Le courant de court-circuit.</i>
I_{ch}	<i>Le courant de charge nominale.</i>
V_n	<i>La tension nominale.</i>
TDD	<i>Distorsion du courant par rapport à la demande maximale.</i>
S	<i>La puissance apparente.</i>
P	<i>La puissance Active.</i>
Q	<i>La puissance réactive.</i>
D	<i>La puissance déformante.</i>
F_{Dis}	<i>Le facteur de distorsion.</i>
\emptyset	<i>Le déphasage entre le courant fondamental et la tension.</i>
DPF	<i>Le facteur de déplacement.</i>
i_s	<i>Le courant de source (réseau).</i>
i_f	<i>Le courant de filtre.</i>
i_c	<i>Le courant de charge.</i>
S_a, S_b, S_c	<i>Les états des signaux de commande.</i>
$S1, S2, \dots, S6$	<i>Les gâchettes de l'onduleur de filtre actif.</i>
v_{fi}	<i>Les tensions de sortie du filtre actif.</i>
C_{dc}	<i>Condensateur de stockage d'énergie.</i>

Liste des Acronymes et Symboles

V_{dc}^*	<i>La tension de référence du bus continu.</i>
f_m	<i>La fréquence de la porteuse.</i>
R_f, L_f	<i>Resistance et inductance du filtre actif.</i>
ω_0	<i>La pulsation de coupure du filtre.</i>
f_0	<i>La fréquence de coupure du filtre.</i>
P	<i>L'opérateur de Laplace.</i>
ξ_0	<i>Le dépassement.</i>
e_{dc}	<i>L'énergie instantanée dans le condensateur.</i>
E_{dc}^*	<i>L'énergie référentielle emmagasinée dans le condensateur.</i>
$S_{tr}, f_{tr}, \text{ et } A_{tr}$	<i>Signal triangle, fréquence triangle, et amplitude de signal triangulaire.</i>
Bh	<i>Largeur de bande d'hystérésis.</i>
K_p, K_i	<i>Gain d'action proportionnelle, et gain d'action intégrale de PI.</i>
ξ	<i>Coefficient d'amortissement.</i>
T_e	<i>Temps d'échantillonnage.</i>
$S(\mathbf{x}, \mathbf{t})$	<i>La surface de glissement.</i>
$V(x)$	<i>La fonction de Lyapunov.</i>
$U_{\acute{e}q}$	<i>Commande équivalente.</i>
$L_f \mathbf{h}(x)$	<i>La dérivée de Lie.</i>
h	<i>Rang de l'harmonique.</i>
h_5, h_7	<i>Harmonique de range 5 et 7.</i>
I_{sm}	<i>Courant de source maximum estimé.</i>
z	<i>L'erreur.</i>
φ	<i>La commande virtuelle.</i>
r	<i>Le degré relatif.</i>

Liste des figures

Fig. I.1	Une source parfaitement sinusoïdale, et un redresseur à diodes débitant sur une charge inductive ($R-L$ série).....	4
Fig. I.2	Relevés des formes d'ondes tension-courant pour un redresseur à diodes débitant sur une charge inductive ($R-L$ série).....	4
Fig. I.3	Une source parfaitement sinusoïdale, et un redresseur à diodes débitant sur une charge capacitive ($R-C$ parallèle).....	5
Fig. I.4	Relevés des formes d'ondes tension-courant pour un redresseur à diodes débitant sur une charge capacitive ($R-C$ parallèle).....	5
Fig. I.5	Filtre actif parallèle.....	6
Fig. I.6	Structure général d'un filtre actif parallèle.....	6
Fig. I.7	Structure général d'un filtre actif parallèle source de tension.....	7
Fig. I.8	Filtre actif parallèle à structure source de tension.....	8
Fig. I.9	Filtrage des signaux dans le domaine temporel, a) Méthode directe, b) Méthode indirecte.....	11
Fig. I.10	Détection du courant de la charge.....	12
Fig. I.11	Détection du courant de la source.	13
Fig. I.12	Principe de la méthode p, q	16
Fig. I.13	Le filtre passe-bas.....	17
Fig. I.14	Principe de la méthode SRF	18
Fig. I.15	Principe d'estimation du courant de référence de source par la régulation de la tension du bus continu.....	20
Fig. I.16	Principe de commande des courants par hystérésis.....	21
Fig. I.17	Commande des interrupteurs par hystérésis.....	22
Fig. I.18	Principe de commande des courants par MLI	22
Fig. I.19	Représentation vectorielle de tensions génères par l'onduleur.....	24
Fig. I.20	Le vecteur de référence dans le repérée stationnaire (α, β).....	25
Fig. I.21	La méthode symétrique, pour la détermination des durées de conduction des interrupteurs.....	25
Fig. I.22	Écoulement des puissances.....	27

Liste des figures

Fig. I.23	Réseau électrique triphasé.....	28
Fig. I.24	Redresseur à diodes (pont de Graëtz) avec charge R, L	28
Fig. I.25	Filtre actif parallèle.....	29
Fig. I.26	Structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	30
Fig. I.27	Position du repère biphasé (α, β) relativement au repère triphasé (a, b, c).....	32
Fig. I.28	Représentation des repères stationnaire (α, β) et tournant (d, q).....	33
Fig. I.29	Dynamique du système linéarisé (SISO).....	37
Fig. I.30	Schéma bloc du système linéarisé (SISO) en boucle fermée.....	38
Fig. I.31	Schéma bloc du système linéarisé (MIMO) en boucle fermée.....	40
Fig. I.32	Différentes phases de trajectoires d'état dans le plan de phase.....	44
Fig. I.33	La condition de glissement.....	45
Fig. I.34	Construction du champ de vecteurs moyen f^0 à partir des champs f^+ et f^-	46
Fig. I.35	Commande équivalente et commande réelle.....	48
Fig. I.36	Construction de la commande équivalente.....	49
Fig. I.37	Mode de glissement avec phénomène de broutement.	49
Fig. I.38	La couche limite (The boundary layer), $n=2$	51
Fig. I.39	Interpolation de la commande dans la couche limite.	51
Fig. I.40	La commande sur la couche limite.	51
Fig. I.41	La fonction saturation, $\delta = 4$	52
Fig. I.42	La fonction pseudo-signe, $\delta=1$	53
Fig. I.43	La fonction arc tangente, $\delta=2$	53
Fig. I.44	La fonction tangente hyperbolique, $\delta=2$	54
Fig. I.45	La réduction du chattering avec un observateur.	54
Fig. I.46	L'algorithme de Twisting dans le plan de phase.	56
Fig. I.47	Algorithme super Twisting dans le plan de phase.	57
Fig. I.48	Le principe de commande par Backstepping.....	62

Liste des figures

Fig. II.1	Schéma de la commande directe.	63
Fig. II.2	Schéma de la commande indirecte.	64
Fig. II.3	Schéma d'interconnexion entre le réseau et électrique et l'onduleur de tension.....	64
Fig. II.4	Commande indirecte basée sur la méthode des puissances instantanées.....	67
Fig. II.5	Schéma de régulation de la tension du bus continu avec un régulateur PI	68
Fig. II.6	Boucle de régulation de la tension du bus continu.....	70
Fig. II.7	Commande indirecte basée sur la méthode de génération des références au moyen du régulateur de tension continue.....	71
Fig. II.8	La tension de source avec leur spectre harmonique.....	73
Fig. II.9	Le courant de la charge non linéaire avec leur spectre harmonique.....	73
Fig. II.10	Le courant du filtre avec leur spectre.	73
Fig. II.11	Le courant de source avec leur spectre.....	73
Fig. II.12	La tension du bus continu.	74
Fig. II.13	Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du FAP à l'instant $t_f = 0.15s$	74
Fig. II.14	La tension du bus continu.	75
Fig. II.15	La tension du bus continu, caractéristique.	75
Fig. II.16	Allures des puissances instantanées da la source lors de la fermeture du FAP à l'instant $t=0.15s$	75
Fig. II.17	Résultats de simulation lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant $0.15s$ et $0.30s$	76
Fig. II.18	La tension du bus continu lors de la variation de la charge non linéaire l'instant $0.15s$ et $0.30s$	76
Fig. II.19	La tension du bus continu lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant $0.15s$, caractéristiques.	76
Fig. II.20	Allures des puissances instantanées lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant $0.15s$ et $0.30s$	77
Fig. II.21	Résultats de simulation lors de la variation de la tension de référence à l'instant $0.15s$ et $0.30s$	77

Liste des figures

Fig. II.22	La tension du bus continu lors de la variation de la tension de référence à l'instant $0.15s$ et $0.30s$	78
Fig. II.23	La tension du bus continu lors de la variation de la tension de référence à l'instant $0.15s$ et $0.30s$, caractéristiques.	78
Fig. II.24	Les tensions de source lors de la variation de la tension de référence à l'instant $0.15s$ et $0.30s$	78
Fig. II.25	Allures des puissances instantanées lors de la variation de la tension de référence à l'instant $0.15s$ et $0.30s$	79
Fig. II.26	Résultats de simulation lors de la variation de la tension de référence à l'instant $0.15s$ et $0.30s$	79
Fig. II.27	Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la source.....	80
Fig. II.28	Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la source.....	80
Fig. II.29	La tension du bus continu lors d'un déséquilibre de la source, Caractéristiques.....	80
Fig. II.30	Le FAP lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.....	81
Fig. II.31	Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.	81
Fig. II.32	Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.....	82
Fig. II.33	La tension du bus continu lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire, caractéristiques.....	82
Fig. II.34	Le banc d'essai du LIAS	83
Fig. II.35	Le schéma synoptique du banc d'essai de l'installation du filtre actif parallèle, spécifications techniques.	84
Fig. II.36	Tension simple et courant de la source après filtrage (phase a).....	85
Fig. II.37	Courant de la source après filtrage (phase a).	85
Fig. II.38	Spectre de la tension de source après filtrage (phase a).	85
Fig. II.39	Spectre du courant de la source après filtrage (phase a).....	85
Fig. II.40	Diagramme vectoriel des tensions et courants de la source après filtrage.....	85
Fig. II.41	Caractéristiquement bilan des puissances de la source après filtrage.....	85
Fig. II.42	Signaux de la tension du bus continu, du courant de la charge, du courant de la source, et du courant de filtre après filtrage.....	86

Liste des figures

Fig. II.43	La tension du bus continu et les puissances active et réactive de la source lors de la variation de la charge non linéaire.	87
Fig. II.44	Résultats expérimentaux de la variation de la tension de la référence du bus continu V_{dc}^*	88
Fig. III.1	Commande indirecte non linéaire d'un FAP dans le repère synchrone.....	90
Fig. III.2	Schéma bloc du sous système linéarisé en boucle fermé.....	92
Fig. III.3	Le courant du filtre avec leur spectre.	94
Fig. III.4	Le courant de source avec leur spectre.....	94
Fig. III.5	La tension du bus continu.	94
Fig. III.6	Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du FAP à l'instant $t_f = 0.15s$	95
Fig. III.7	Résultats de simulation lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant $0.15s$ et $0.30s$	96
Fig. III.8	Résultats de simulation lors de la variation de la tension de référence à l'instant $0.15s$ et $0.30s$	96
Fig. III.9	Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la source.....	97
Fig. III.10	Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la source.....	97
Fig. III.11	La tension de bus continu.	97
Fig. III.12	Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.	98
Fig. III.13	Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.	98
Fig. III.14	La tension de bus continu.	98
Fig. III.15	Commande indirecte non linéaire d'un FAP dans le repère stationnaire.....	99
Fig. III.16	Schéma bloc du sous système d'équation (III.10) linéarisé en boucle fermé.....	101
Fig. III.17	La tension de source, et Le courant de source.....	102
Fig. III.18	Le courant de source avec leur spectre.	102
Fig. III.19	La tension du bus continu.	102

Liste des figures

Fig. III.20	Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du FAP à l'instant $t_f = 0.15s$.	103
Fig. III.21	Résultats de simulation lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant $0.15s$ et $0.30s$.	103
Fig. III.22	Résultats de simulation lors de la variation de la tension de référence à l'instant $0.2s$ et $0.35s$.	104
Fig. III.23	Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la source.....	105
Fig. III.24	Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la source.....	105
Fig. III.25	La tension du bus continu.	105
Fig. III.26	Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.	106
Fig. III.27	Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.	106
Fig. III.28	La tension du bus continu.	106
Fig. IV.1	Commande indirecte par mode glissant d'un FAP dans le repère synchrone.....	109
Fig. IV.2	Commande indirecte par mode glissant d'un FAP dans le repère stationnaire.....	113
Fig. IV.3	Le courant de source.	116
Fig. IV.4	La tension du bus contenu.	117
Fig. IV.5	Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du FAP à l'instant $t_f = 0.15s$.	117
Fig. IV.6	La tension du bus continu.	118
Fig. IV.7	La tension du bus continu, caractéristique.....	118
Fig. IV.8	Allures des puissances instantanées de la source lors de la fermeture du FAP à l'instant $t=0.15s$	118
Fig. IV.9	Résultats de simulation lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant $0.15s$ et $0.30s$.	119
Fig. IV.10	La tension du bus continu lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant $0.15s$ et $0.30s$.	119
Fig. IV.11	La tension du bus continu lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant $0.15s$, caractéristiques.	119

Liste des figures

Fig. IV.12	Allures des puissances instantanées lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant 0.15s et 0.30s.....	120
Fig. IV.13	Résultats de simulation lors de la variation de la tension de référence à l'instant 0.15s et 0.30s.	120
Fig. IV.14	La tension du bus continu lors de la variation de la tension de référence à l'instant 0.15s et 0.30s.	121
Fig. IV.15	La tension du bus continu lors de la variation de la tension de référence à l'instant 0.15s et 0.30s, caractéristiques.	121
Fig. IV.16	Les tensions de source lors de la variation de la tension de référence à l'instant 0.15s et 0.30s.	121
Fig. IV.17	Allures des puissances instantanées lors de la variation de la tension de référence à l'instant 0.15s et 0.30s.	122
Fig. IV.18	Résultats de simulation lors de la variation de la tension de référence à l'instant 0.15s et 0.30s.	122
Fig. IV.19	Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la source.....	123
Fig. IV.20	Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la source.....	123
Fig. IV.21	La tension du bus continu lors d'un déséquilibre de la source, caractéristiques.....	123
Fig. IV.22	Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.	124
Fig. IV.23	Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.	124
Fig. IV.24	La tension du bus continu lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire, caractéristiques.	124
Fig. IV.25	Tension simple et courant de la source après filtrage (phase a).....	125
Fig. IV.26	Courant de la source après filtrage (phase a).....	125
Fig. IV.27	Spectre de la tension de source après filtrage (phase a).	126
Fig. IV.28	Spectre du courant de la source après filtrage (phase a).....	126
Fig. IV.29	Diagramme vectoriel des tensions et courants de la source après filtrage.....	126
Fig. IV.30	Caractéristiquement bilan des puissances de la source après filtrage.....	126
Fig. IV.31	Signaux de la tension du bus continu, du courant de la charge, du courant de la source, et du courant de filtre après filtrage.	127

Liste des figures

Fig. IV.32	Résultats expérimentaux de la variation de la charge non linéaire.....	128
Fig. IV.33	Résultats expérimentaux de la variation de la tension de référence du bus continu.	129
Fig. V.1	Commande indirecte par backstepping d'un FAP dans le repère synchrone.....	131
Fig. V.2	La tension de source et le courant de source.....	135
Fig. V.3	La tension de source avec leur spectre harmonique.....	135
Fig. V.4	La tension du bus continu.....	135
Fig. V.5	Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du FAP à l'instant $t_f = 0.15s$	136
Fig. V.6	La tension du bus continu, caractéristique.	136
Fig. V.7	Résultats de simulation lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant $0.2s$ et $0.35s$	137
Fig. V.8	Résultats de simulation lors de la variation de la tension de référence à l'instant $0.2s$ et $0.35s$	137
Fig. V.9	Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la source.....	138
Fig. V.10	Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la source.....	138
Fig. V.11	La tension de bus continu.	138
Fig. V.12	Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.	139
Fig. V.13	Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.	139
Fig. V.14	La tension de bus continu.	139
Fig. V.15	Commande indirecte par backstepping d'un FAP dans le repère stationnaire.....	140
Fig. V.16	La tension de source et le courant de source.	143
Fig. V.17	Le courant de source avec leur spectre.	144
Fig. V.18	La tension du bus continu.	144
Fig. V.19	Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du FAP à l'instant $t_f = 0.15s$	144

Liste des figures

Fig. V.20	Résultats de simulation lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant 0.2s et 0.35s.	145
Fig. V.21	La tension du bus continu lors de la variation de la charge non linéaire.....	145
Fig. V.22	Résultats de simulation lors de la variation de la tension de référence à l'instant 0.2s et 0.35s.	146
Fig. V.23	La tension du bus continu lors de la variation de la tension de référence.....	146
Fig. V.24	Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la source.....	147
Fig. V.25	Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la source.....	147
Fig. V.26	La tension du bus continu lors d'un déséquilibre de la source, Caractéristiques.....	147
Fig. V.27	Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.	148
Fig. V.28	Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.	148
Fig. V.29	La tension du bus continu lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire, caractéristiques.	148

Liste des tableaux

Tab. I.1	Tensions en sortie de l'onduleur (repère abc).....	9
Tab. I.2	Tensions en sortie de l'onduleur (repère α, β).....	23
Tab. II.1	Paramètres de simulation du système globale.....	72
Tab. III.1	Paramètres de simulation du système globale.....	93
Tab. IV.1	Paramètres de simulation du système globale.....	116
Tab. V.1	Paramètres de simulation du système global.....	134
Tab. V.2	Résumé des résultats de simulation (Système équilibré, régime dynamique, fermeture du FAP).....	150
Tab. V.3	Résumé des résultats de simulation (Système équilibré, régime dynamique, variation de charge non-linéaire).....	150
Tab. V.4	Résumé des résultats de simulation (Système équilibré, régime dynamique, variation de la tension référentielle V_{dc}^*).....	151
Tab. V.5	Résumé des résultats de simulation (Système équilibré, régime statique).....	151
Tab. V.6	Résumé des résultats de simulation (Système déséquilibré, régime statique).....	152

Tables des matières

Introduction générale	1
------------------------------------	---

Chapitre I

État de l'art sur la commande du filtre actif parallèle

I.1. Introduction.....	3
I.2. Principe de fonctionnement du filtre actif parallèle.....	5
I.3. Structure et caractéristiques du filtre actif parallèle.....	7
I.3.1. La partie puissance	7
I.3.1.1. L'onduleur de tension	7
I.3.1.2. Le circuit de stockage d'énergie	9
I.3.1.3. Le filtre de sortie.....	9
I.3.2. La partie contrôle-commande.....	10
I.3.2.1. Identification des courants de référence.....	10
• Les méthodes globales d'extraction	10
• Les méthodes d'extraction sélectives	11
I.3.2.1.A. Les méthodes d'identification.....	11
• Méthodes du domaine fréquentiel.....	11
• Méthodes du domaine temporel.....	12
➤ Identification à partir de la détection du courant de la charge polluante.....	12
➤ Identification à partir de la détection du courant de la source.....	13
I.3.2.1.B. Les méthodes de calcul de courant de référence.....	13
I.3.2.2.B.1. Méthode des puissances active et réactive instantanées (Méthode p, q)	13
I.3.2.1.B.2. Méthode du référentiel lié au synchronisme (SRF)	16
I.3.2.1.B.3. Méthode d'estimation du courant de référence de source par la régulation de la tension du bus continu.....	18

Table des matières

I.3.2.2. La poursuite de courant de référence.....	21
I.3.2.2.A. Contrôle par hystérésis.....	21
I.3.2.2.B. Contrôle des courants par MLI (MLI vectorielle).....	22
I.3.2.3. La régulation de la tension aux bornes de la source de tension continue.....	26
I.4. Modélisation du filtre actif parallèle.....	27
I.4.1. Modélisation du réseau électrique.....	27
I.4.2. Modélisation de la charge polluante.....	28
I.4.3. Modélisation de l'onduleur de tension.....	29
I.4.4. Modèle du FAP dans le repère triphasé (a, b, c).....	31
I.4.5. Modèle du FAP dans le repère stationnaire (α, β).....	31
I.4.6. Modèle du FAP dans le repère tournant (d, q).....	33
I.5. Commande d'un filtre actif.....	33
I.5.1. Fondement sur la commande par un régulateur proportionnel-intégral (PI)....	34
I.5.2. Fondement sur la commande par linéarisation entrée-sortie.....	34
I.5.2.1. Introduction.....	34
I. 5.2.2. Outils mathématiques	35
• Champ de vecteurs.....	35
• Gradient.....	35
• Dérivée de Lie	35
I. 5.2.3. Principe de commande.....	36
I. 5.2.4. Commande par retour d'état linéarisant des systèmes mono-entrée mono-sortie (SISO).....	36
I. 5.2.5. Commande par la technique de linéarisation au sens des multi- entrées multi-sorties (MIMO).....	38
I.5.3. Fondement sur la commande par mode de glissement.....	40

Table des matières

I.5.3.1. Introduction.....	40
I.5.3.2. Généralités sur la commande par modes glissants.....	41
I.5.3.3. Synthèse de la surface de glissement.....	42
I.5.3.4. Synthèse de la loi de commande.....	42
I.5.3.4.1. Détermination de la dynamique de glissement.....	45
I.5.3.4.1.A. La méthode de Filippov	45
I.5.3.4.1.B. La méthode d'Utkin: Commande équivalente...	47
I.5.3.4.2. Le phénomène du broutement (Chattering).....	49
I.5.3.4.2.A. La méthode de la couche limite (boundary layer).....	50
➤ La fonction saturation.....	52
➤ La fonction pseudo-Signe.....	52
➤ La fonction arc tangente.....	53
➤ La fonction tangente hyperbolique.....	53
I.5.3.4.2.B. La méthode d'utilisation d'observateur.....	54
I.5.3.5. Modes glissants d'ordre supérieur.....	54
• L'algorithme du Twisting.....	55
• L'algorithme de super twisting.....	56
I.5.4. Fondement sur la commande par backstepping.....	57
I.5.4.1. Introduction.....	57
I.5.4.2. Principe du backstepping.....	57
I.6. Conclusion.....	62

Chapitre II

La commande linéaire du filtre actif parallèle.

II.1. Introduction.....	63
✓ Méthode directe (dite aussi en boucle ouverte).....	63

Table des matières

✓ Méthode indirecte (dite aussi en boucle fermée).....	63
II.2. Commande indirecte du filtre actif parallèle.....	64
II.2.1. Méthode basée sur les puissances active et réactive instantanées	66
• Régulation de la tension continue V_{dc}	67
II.2.2. Méthode basée sur la génération des références au moyen du régulateur de tension	69
II.3. Résultats de simulation.....	71
II.3.1. Étude du comportement du FAP en régime permanent	72
II.3.2. Étude du comportement du FAP en régime transitoire.....	74
❖ Fermeture du FAP.....	74
❖ Variation de la charge non linéaire.....	75
❖ Variation de la tension de référence V_{dc}^*	77
II.3.3. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la source.....	79
II.3.4. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la charge non linéaire.....	81
II.4. Résultats expérimentaux.....	82
II.4.1. Étude du comportement du FAP en régime permanent.....	84
II.4.2. Étude du comportement du FAP en régime transitoire	86
❖ Variation de la charge.....	86
❖ Variation de la tension de référence V_{dc}^*	87
II.5. Conclusion.....	88

Chapitre III

Commande par la linéarisation entrée-sortie du filtre actif parallèle.

III.1. Introduction.....	90
III.2. Commande indirecte du filtre actif parallèle par linéarisation entrée-sortie.....	90
III.2.1. Commande indirecte du FAP par linéarisation entrée-sortie dans le repère synchrone.....	90

III.2.1.1. Régulation de la tension continue v_{dc}	91
III.2.1.2. Régulation non linéaire des courants i_{sd} , i_{sq}	91
III.2.1.3. Résultats de simulation.....	93
III.2.1.3.1. Étude du comportement du FAP en régime permanent.....	93
III.2.1.3.2. Étude du comportement du FAP en régime transitoire.....	94
❖ Fermeture du FAP.....	95
❖ Variation de la charge non linéaire.....	95
❖ Variation de la tension de référence V_{dc}^*	96
III.2.1.3.3. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la source.....	97
III.2.1.3.4. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la charge non linéaire.....	98
III.2.2. Commande indirecte du FAP par linéarisation entrée-sortie dans le repère stationnaire.....	99
III.2.2.1. Régulation de la tension continue v_{dc}	99
III.2.2.2. Régulation non linéaire des courants $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$	99
III.2.2.3. Résultats de simulation.....	101
III.2.2.3.1. Étude du comportement du FAP en régime permanent.....	101
III.2.2.3.2. Étude du comportement du FAP en régime transitoire.....	102
❖ Fermeture du FAP.....	102
❖ Variation de la charge non linéaire.....	103
❖ Variation de la tension de référence V_{dc}^*	104
III.2.2.3.3. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la source.....	104
III.2.2.3.4. Étude du comportement du FAP lors d'un	

IV.5. Conclusion.....	129
-----------------------	-----

Chapitre V

Commande par backstepping du filtre actif parallèle.

V.1. Introduction.....	130
V.2. Commande indirecte du filtre actif parallèle par backstepping.....	130
V.2.1. Commande indirecte du FAP par backstepping dans le repère synchrone...	130
V.2.1.1. Régulation de la tension continue v_{dc}	131
V.2.1.2. Régulation des courants i_{sd} , i_{sq}	131
V.2.1.3. Résultats de simulation.....	134
V.2.1.3.1. Étude du comportement du FAP en régime permanent	134
V.2.1.3.2. Étude du comportement du FAP en régime transitoire.	135
❖ Fermeture du FAP.....	135
❖ Variation de la charge non linéaire.....	136
❖ Variation de la tension de référence V_{dc}^*	137
V.2.1.3.3. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la source.....	138
V.2.1.3.4. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la charge non linéaire.....	139
V.2.2. Commande indirecte du FAP par backstepping dans le repère stationnaire.	140
V.2.2.1. Régulation de la tension continue v_{dc}	140
V.2.2.2. Régulation des courants $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$	140
V.2.2.3. Résultats de simulation.....	143
V.2.2.3.1. Étude du comportement du FAP en régime permanent..	143
V.2.2.3.2. Étude du comportement du FAP en régime transitoire..	144
❖ Fermeture du FAP.....	144
❖ Variation de la charge non linéaire.....	145

Table des matières

❖ Variation de la tension de référence V_{dc}^*	146
V.2.2.3.3. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la source.....	147
V.2.2.3.4. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la charge non linéaire.....	148
V.3. Comparaison entre les différentes techniques de command.....	149
V.4. Conclusion.....	152
Conclusion générale	153

Introduction générale

Introduction générale

La qualité de l'énergie électrique concerne tous les acteurs du domaine énergétique, qu'ils soient gestionnaires de réseaux, fournisseurs, producteurs, ou consommateurs d'électricité. Elle est devenue un sujet de grand intérêt ces dernières années, essentiellement pour les raisons suivantes :

- Des impératifs économiques : Les perturbations électriques ont un coût élevé pour les industriels car elles engendrent des arrêts de production, des pertes de matières premières, une baisse de la qualité de la production, un vieillissement prématuré des équipements, etc.
- La généralisation des équipements sensibles aux perturbations et/ou générateurs de perturbations : du fait de leurs multiples avantages (souplesse de fonctionnement, excellent rendement, performances élevées), on constate le développement et la généralisation des équipements d'électronique de puissance. Ces équipements ont la particularité d'être à la fois sensibles aux perturbations de tension, et générateurs de perturbations.
- L'ouverture du marché de l'électricité : La libéralisation du marché de l'électricité fait que la qualité de l'énergie électrique est devenue un des critères de choix d'un fournisseur d'énergie plutôt qu'un autre de la part des consommateurs. Les fournisseurs se doivent donc de fournir à leurs clients une énergie avec une qualité maximale.

Ce rapport de thèse est organisé de la manière suivante :

Le premier chapitre présente l'état de l'art sur la commande du filtre actif parallèle (**FAP**), nous avons choisi le **FAP** à structure tension, et nous avons donné le schéma synoptique composé de deux parties, la partie puissance et la partie commande avec les méthodes d'identification des courants de référence, tel que la méthode des puissances active et réactive instantanées (**méthode P,Q**), la méthode du référentiel lié au synchronisme(**SRF**) , et la méthode d'estimation du courant référence de source par la régulation de la tension du bus continu.

Et pour la poursuite de courant de référence, la commande par hystérésis, commande par **MLI** avec ses différents types notamment le MLI vectorielle (**SVPWM**). Par suite nous avons présenté la modalisation du **FAP** dans le repère triphasé (**a,b,c**), dans le repère stationnaire (**α, β**), et dans le repère tournant (**d,q**).et la dernière partie du chapitre est consacré aux fondements sur les différents techniques de commandes que nous allons appliquer sur le **FAP**, dans ce travail.

Dans **le second chapitre**, nous exposons la solution de réduction des harmoniques basés sur le filtrage actif parallèle de topologie triphasée en utilisant les commandes linéaires du type direct et

Introduction générale

indirect. La commande linéaire du type indirecte sera développée, analysée par simulation en exploitant l'environnement MATLAB/Simulink, puis validée expérimentalement pour un régime permanent ou transitoire les bonnes performances à l'aide d'une implémentation numérique sur la carte **dSPACE 1104** pour un banc d'essai expérimental du laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle **LIAS** (Poitiers-France).

Au **troisième chapitre**, nous étudions l'application de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties du **FAP** afin de réguler des courants de filtre, et de la tension coté continu. Les résultats de simulation obtenus sont présentés et commentés.

Le quatrième chapitre concerne l'étude de la commande par mode de glissement du **FAP**. Dans un premier temps, on présente la structure de commande dans les deux repères synchrone et stationnaire, en analysant la régulation de la tension v_{dc} , et la régulation des courants dans chaque repère. La dernière partie de ce chapitre présente les résultats obtenus en simulation et en expérimental.

Le cinquième et dernier chapitre est consacré à la technique de commande par backstepping du **FAP**, les résultats de simulations obtenus sont présentés et commentés, et une étude comparative des techniques de commande linéaire et non-linéaires vient de clôturer ce chapitre

Enfin, nous terminons ce travail par une conclusion générale

Chapitre I

État de l'art sur la commande du filtre actif parallèle

I.1. Introduction

Généralement, le distributeur d'énergie délivre l'énergie électrique sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales, les paramètres caractéristiques de ce système sont la fréquence, l'amplitude, la forme d'onde qui doit être sinusoïdale et la symétrie du système triphasé. Mais depuis quelques années, avec l'évolution technologique des composants d'électronique de puissance, les distributeurs d'énergie rencontrent plusieurs problèmes liés à l'accroissement du nombre de convertisseurs statiques raccordés aux réseaux de distribution d'énergie [Gra-2012]. En effet ces convertisseurs sont des sources polluantes qui absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment pour la plupart de la puissance réactive [Ala-2002]; [Ign-2006], comme il est illustré aux figures I.1 et I.2, pour un convertisseur PD3 débitant sur une charge RL série, et aux figures I.3 et I.4 pour le même convertisseur mais avec une charge RC parallèle, sur ces figures apparaissent les valeurs de taux de distorsions harmoniques pour le courant de source ainsi que leur spectre [Cha-2010]. On peut regrouper les solutions visant à réduire les perturbations harmoniques en deux groupes : les solutions traditionnelles et les solutions modernes. Les solutions traditionnelles sont des techniques qui apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) [Sch-2015].

Deux raisons principales ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. La première raison est due aux inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution qui ne répondent plus à l'évolution des charges et des réseaux électriques [Aka-2006], [Geo-2008]. La seconde raison fait suite à l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT [Ota-2003]. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installation électriques [Bet-2000]. Dans ce chapitre, nous étudions la structure générale d'un filtre actif parallèle (FAP) triphasé permettant de compenser les harmoniques de courant d'un réseau électrique triphasé qui alimente une charge non linéaire.

Tout d'abord, nous introduirons les trois blocs principaux de la partie puissance, à savoir l'onduleur triphasé à structure tension, l'élément de stockage d'énergie et le filtre de sortie. Avec la modélisation du FAP dans les trois repères (a, b, c) , (α, β) , et (d, q) , et Dans cette même partie, nous examinons les trois blocs principaux de la partie contrôle, à savoir l'identification des courants de référence (Méthode (p, q) ; Méthode (SRF) ;...), poursuite des courants de référence (Contrôle des courants par hystérésis et par MLI) et la régulation de la tension continue.

Chapitre I. État de l'art sur la commande du filtre actif parallèle.

La dernière partie de ce chapitre sera consacré à la présentation des fondements théoriques de différentes techniques de commande du **FAP** (Régulateur **PI**, commande par linéarisation entrée-sortie, commande par mode de glissement, et commande par backstepping).

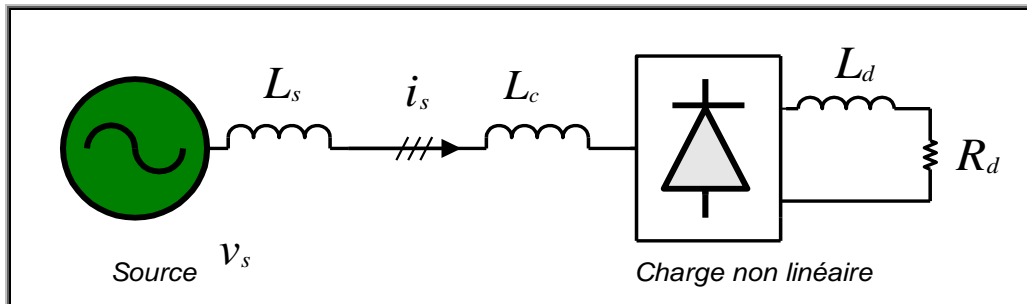


Fig. I.1. Une source parfaitement sinusoïdale, et un redresseur à diodes débitant sur une charge inductive (R - L série).

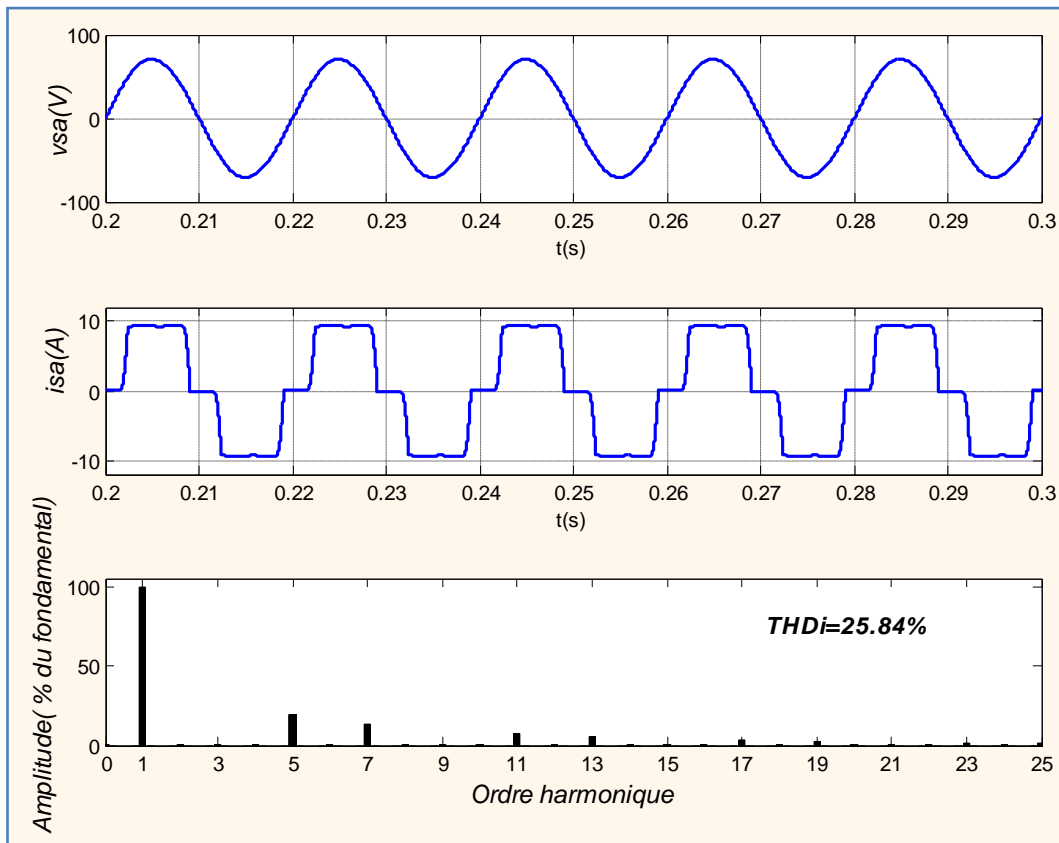


Fig. I.2. Relevés des formes d'ondes tension-courant pour un redresseur à diodes débitant sur une charge inductive (R - L série).

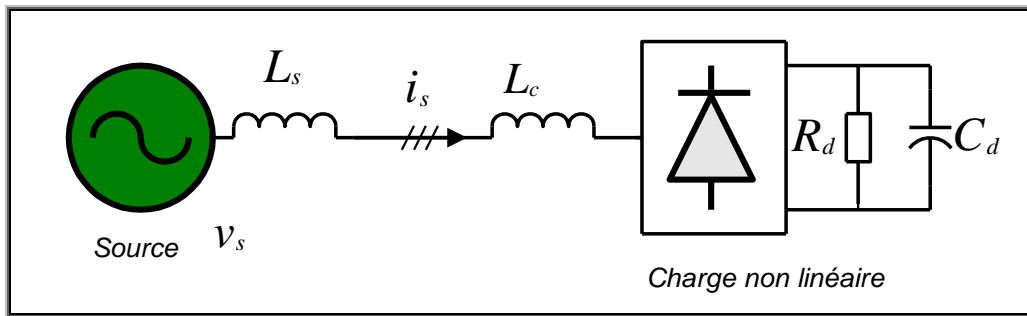


Fig. I.3. Une source parfaitement sinusoïdale, et un redresseur à diodes débitant sur une charge capacitive (R-C parallèle).

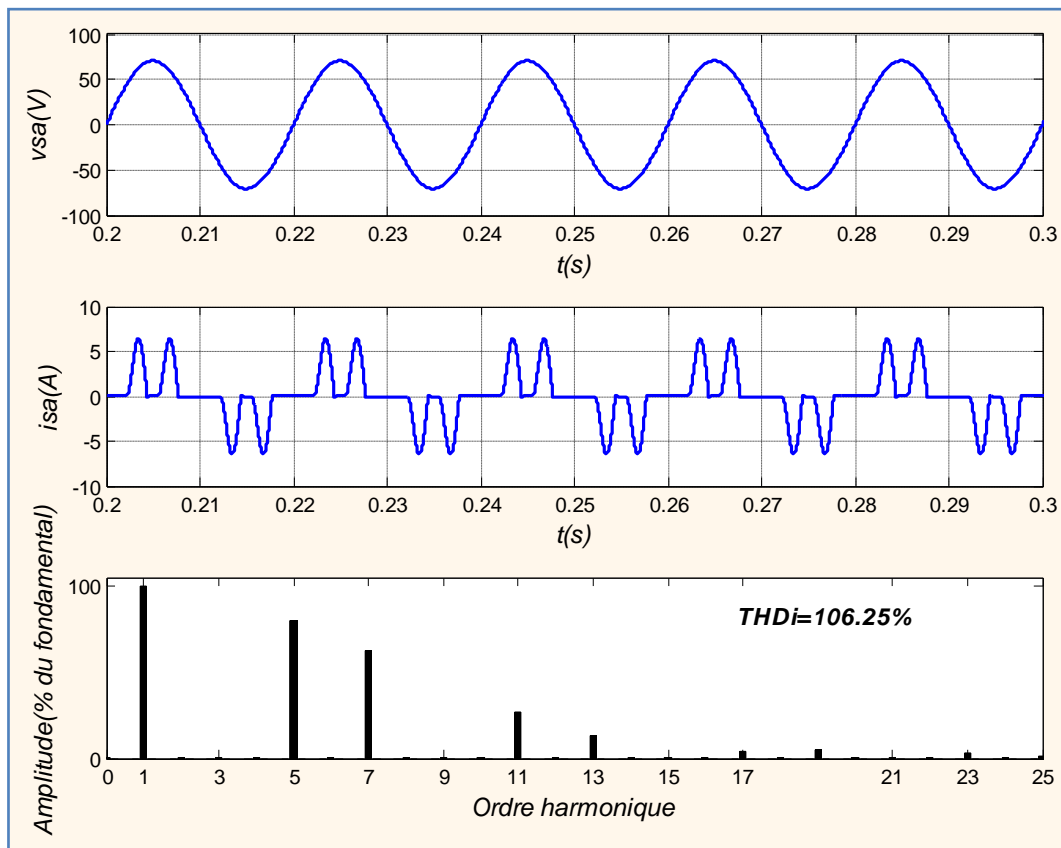


Fig. I.4. Relevés des formes d'ondes tension-courant pour un redresseur à diodes débitant sur une charge capacitive (R-C parallèle).

I.2. Principe de fonctionnement du filtre actif parallèle

Appelé aussi compensateur shunt, il est connecté en parallèle sur le réseau de distribution (Fig. I.5), il est le plus souvent commandé comme un générateur de courant, il restitue dans le réseau électrique, les courants harmoniques i_f égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase, de telle sorte que le courant fourni par le réseau i_s soit sinusoïdal et en phase avec la tension simple correspondante. Son indépendance vis-à-vis de la source et de la charge lui assure auto-adaptabilité, fiabilité, et performance. Le filtre actif parallèle empêche les courants

harmoniques, réactifs et déséquilibrés de circuler à travers l'impédance du réseau. Il améliore ainsi les taux de distorsion en courant et en tension [Jos-2010] ; [Bea-2007].

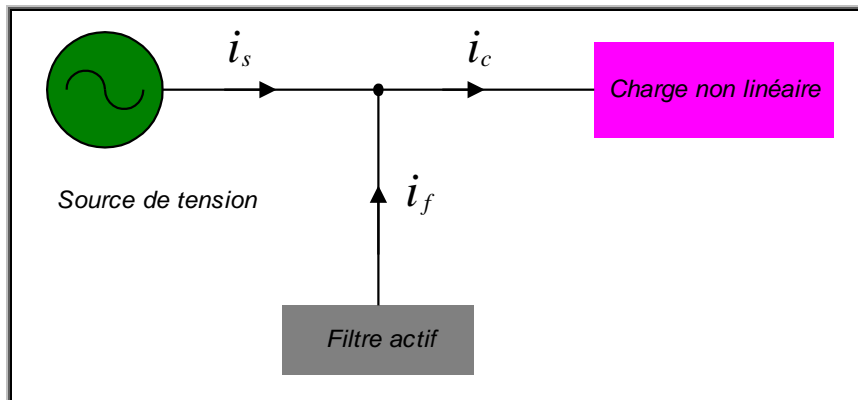


Fig. I.5. Filtre actif parallèle.

Les **FAPs** s'insèrent facilement dans un réseau de distribution électrique donné sans imposer un aménagement particulier des installations du fournisseur d'énergie ou du consommateur [Abd-2005]. Ils sont constitués de convertisseurs statiques à base de semi-conducteurs de puissance (structure de type onduleur), associés à un dispositif de contrôle et de commande adapté (Fig. I.6), ils peuvent être assimilés à des sources de courant qui compensent en temps réel les courants harmoniques en injectant au niveau du réseau des courants en opposition de phase avec les perturbations harmoniques identifiées [Ala-2002].

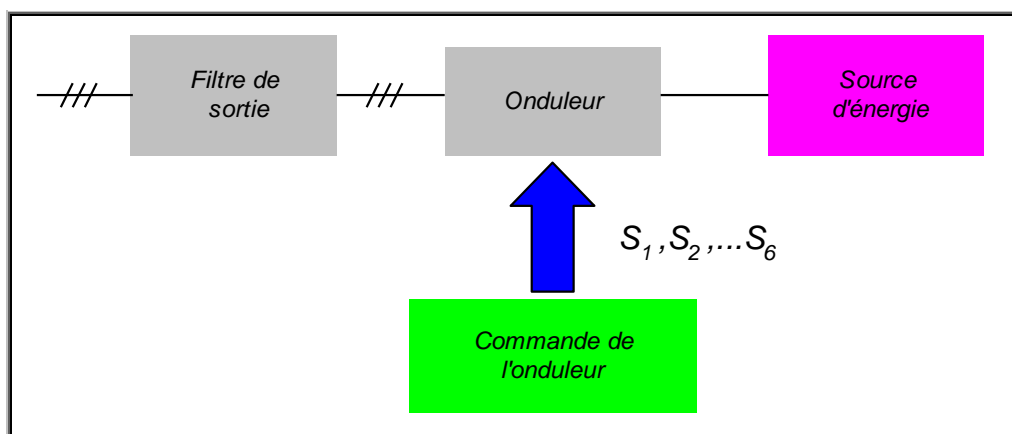


Fig. I.6. Structure général d'un filtre actif parallèle.

Un **FAP** est dit à structure courant ou à structure tension selon le type de stockage de l'énergie, réalisé par une inductance ou un condensateur. Cependant, les **FAPs** à structure tension sont plus fréquemment mis en œuvre dans les applications industrielles pour la simplicité de leur commandes, leur coût limité et leur taille physique réduite [Sch-04], [Abd-2005].

Nous avons donc choisi de considérer la structure tension dans ce travail, le schéma synoptique d'un FAP à structure tension est présenté à la figure I.7.

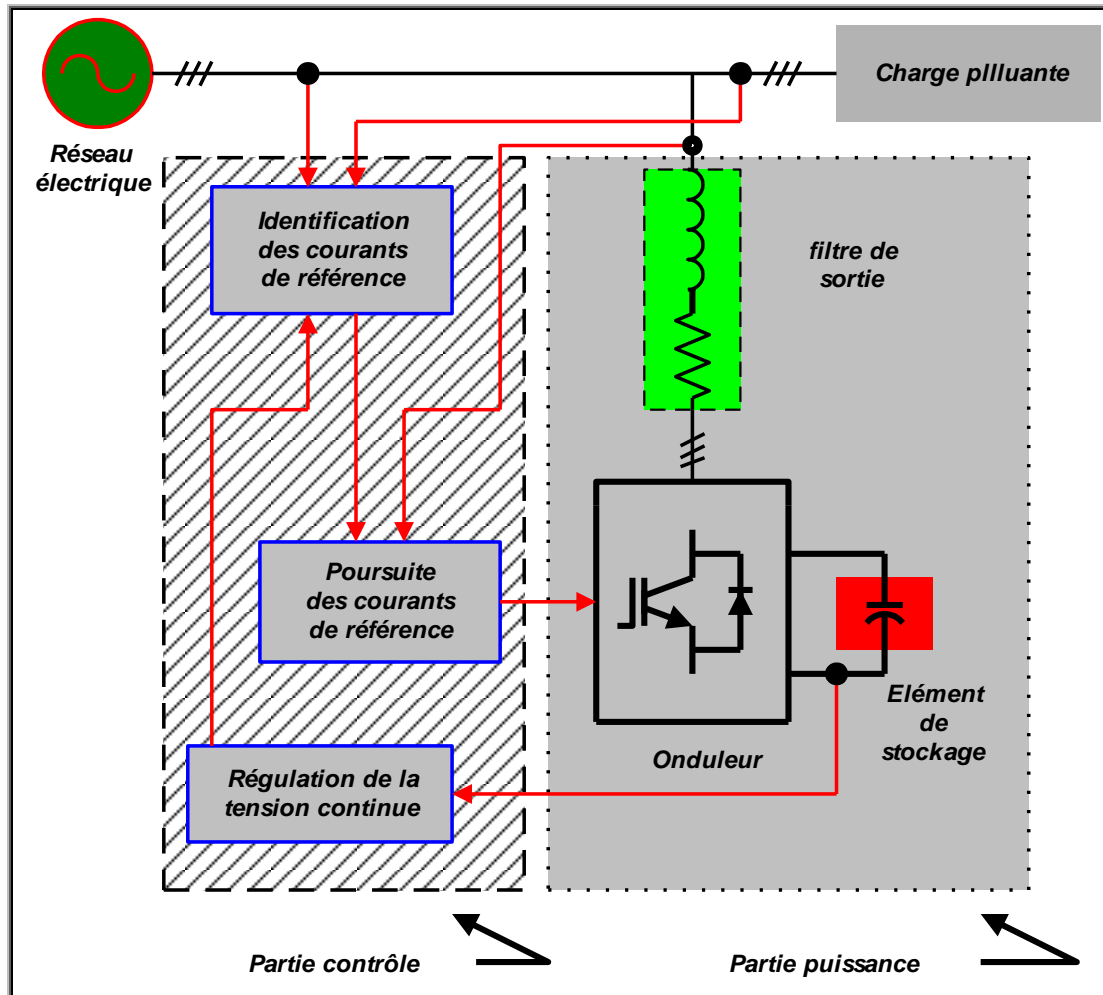


Fig. I.7. Structure général d'un filtre actif parallèle source de tension.

I.3. Structure et caractéristiques du filtre actif parallèle

La figure I.7 illustre le filtre actif parallèle à structure de tension, laquelle se présente sous la forme de deux blocs : La partie puissance et la partie contrôle-commande.

I.3.1. La partie puissance

La partie puissance est constituée d'un onduleur de tension, d'un circuit de stockage d'énergie, et d'un filtre de sortie.

I.3.1.1. L'onduleur de tension

L'onduleur triphasé est constitué d'interrupteurs bidirectionnels en courant. Ils sont réalisés par des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture (de type IGBT dans la

majorité des cas) montés en antiparallèles avec une diode. Pour cette structure, on doit respecter les contraintes suivantes :

- ✓ À un instant donné, un seul interrupteur d'un même bras doit conduire afin d'éviter tout court-circuit de la source de tension.
- ✓ Le courant de ligne doit toujours trouver un chemin possible, d'où la mise en antiparallèle de diodes au niveau des interrupteur.

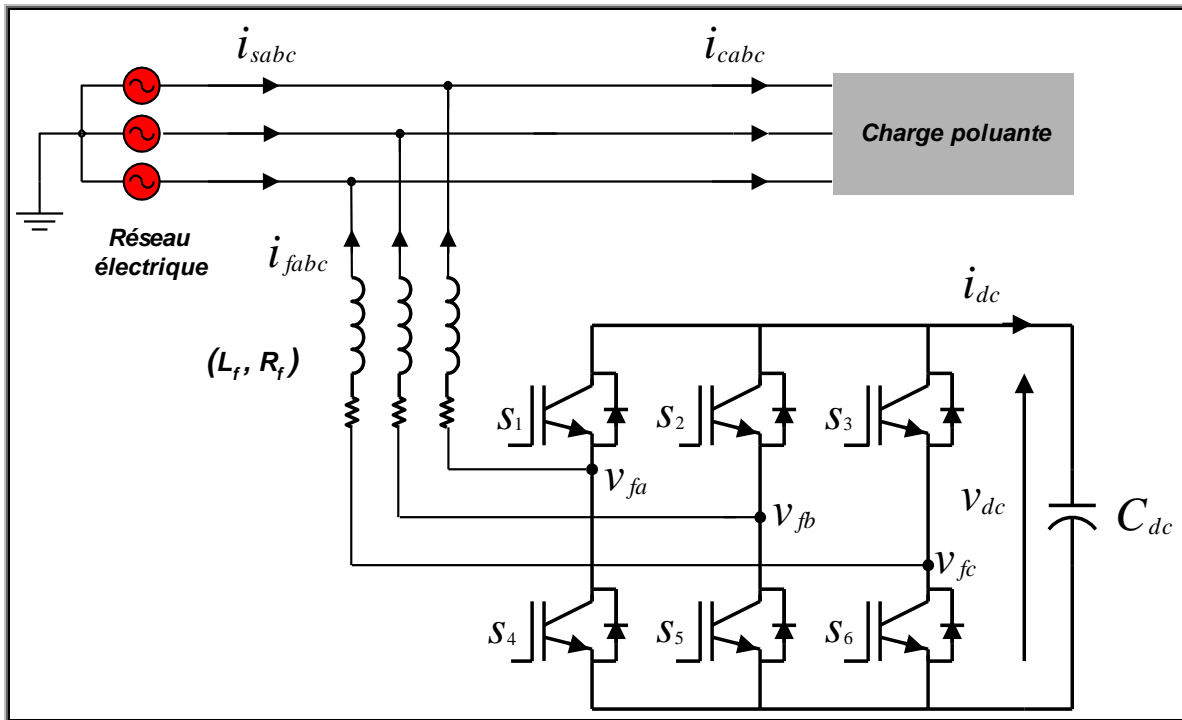


Fig. I.8. Filtre actif parallèle à structure source de tension.

En théorie nous commandons les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. Avec cette hypothèse, l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la figure I.8, dépendent de l'état de trois signaux de commande (S_a, S_b, S_c), définis ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 S_a &= \begin{cases} 1 & S_1 \text{ fermé et } S_4 \text{ ouverte} \\ 0 & S_4 \text{ fermé et } S_1 \text{ ouverte} \end{cases} \\
 S_b &= \begin{cases} 1 & S_2 \text{ fermé et } S_5 \text{ ouverte} \\ 0 & S_5 \text{ fermé et } S_2 \text{ ouverte} \end{cases} \\
 S_c &= \begin{cases} 1 & S_3 \text{ fermé et } S_6 \text{ ouverte} \\ 0 & S_6 \text{ fermé et } S_3 \text{ ouverte} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{I.1}$$

En pratique, les deux semi-conducteurs d'un même bras ne doivent jamais conduire en même temps afin d'éviter de court-circuiter la source de tension, il faut donc générer un temps d'attente appelé

temps mort, entre la commande au blocage d'un interrupteur et la commande à l'amorçage de l'autre interrupteur du même bras. Ainsi à partir des états des interrupteurs présentés par les variables $S_a, S_b,$ et S_c on obtient huit cas possibles pour les tensions de sortie du filtre actif v_{fi} (référéncées par rapport au neutre de la source) comme le montre le tableau I.1. [Ign-2006].

Tab. I.1. Tensions en sortie de l'onduleur (repère abc).

Cas n°	S_a	S_b	S_c	v_{fa}/V_{dc}	v_{fb}/V_{dc}	v_{fc}/V_{dc}
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3
2	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3
3	1	1	0	1/3	1/3	-2/3
4	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3
5	1	0	1	1/3	-2/3	1/3
6	0	1	1	-2/3	1/3	1/3
7	1	1	1	0	0	0

I.3.1.2. Le circuit de stockage d'énergie

Le stockage de l'énergie est réalisé coté continu à l'aide d'un système de stockage capacitif, représenté par un condensateur C_{dc} jouant un rôle d'une source de tension continue v_{dc} . Le choix des paramètres du système de stockage (V_{dc}^* et C_{dc}) a une influence directe sur la dynamique de FAP et sur ses performances de compensation d'une part, une tension V_{dc}^* élevée améliore la dynamique du FAP. D'autre part, les ondulations de la tension continue v_{dc} causées par les courants engendrés par le FAP et limitées par le choix de la valeur de C_{dc} peuvent dégrader la qualité de compensation du FAP. Une valeur élevée de C_{dc} réduit les ondulations de v_{dc} mais augmente le coût et la taille du FAP [Kar-2009]

I.3.1.3. Le filtre de sortie

Le filtre de sortie est un filtre passif utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique. Le filtre de sortie est dimensionné afin de satisfaire à trois critères :

- Assurer la dynamique en courant, définie par :

$$\frac{d\vec{i}_f}{dt} = \frac{d\vec{i}_{h, ch}}{dt} \quad (I.2)$$

Avec i_f le courant du filtre actif, et $i_{h, ch}$ le courant harmonique de la charge.

- Empêcher la propagation sur le réseau électrique des harmoniques générés par les commutations.
- Limiter la chute de tension au courant maximal à une valeur inférieure à 20% de la tension coté source.

Un filtre de sortie du premier ordre est le plus souvent utilisé dans la littérature, il est composé d'une inductance L_f comportant une résistance interne R_f . Une valeur relativement faible de L_f permet d'obtenir une bonne dynamique du FAP en satisfaisant l'égalité (I.2). Cependant, une faible valeur de L_f permet à la majorité des harmoniques induits par les commutations, de passer du coté réseau et d'affecter ainsi les installations et les équipements électriques. Inversement, une valeur relativement élevée de L_f empêche ces harmoniques de se propager sur le réseau électrique mais nécessite une tension v_{ac} plus élevée afin de garantir les performances du filtre actif [Kar-2009].

I.3.2. La partie contrôle-commande

Le rôle de la commande est la génération de courants harmoniques produits par le filtre actif afin qu'ils suivent en temps réel leurs références harmoniques. Dans un premier temps, il faut donc déterminer ces courants harmoniques de référence. L'objectif est de compenser l'ensemble des harmoniques de courants générés par la charge non linéaire. La partie contrôle du filtre actif est constituée de trois modules distincts réalisant les fonctions suivantes [Abd-2008]:

- ❖ L'identification des courants de références.
- ❖ La poursuite des courants de références.
- ❖ La régulation de la tension aux bornes de la source de tension continue.

I.3.2.1. Identification des courants de référence

La fonction d'identification est une approche particulière d'extraction des harmoniques, destinée à fournir les références de courant que l'onduleur devra imposer pour réaliser l'opération de filtrage actif. On distingue des méthodes d'extraction globale (tous les harmoniques à compenser sont présents dans la référence), et sélective (les harmoniques à compenser sont choisis et limités) [Ber-2006]:

- **Les méthodes globales d'extraction**

Ces méthodes consistent à imposer des courants les plus sinusoïdaux possibles. Pour ce faire, il faut mesurer les courants de charge, puis filtrer ces courants pour obtenir le courant de référence à injecter, la figure I.9 présente les deux méthodes possibles directes ou indirectes utilisant deux types de filtres différents [Nao-2011]. Ces méthodes permettent de mettre en évidence les

caractéristiques fréquentielles des courants, mais nécessitent des filtres d'ordre élevé qui seront coûteux et difficiles à mettre en place.

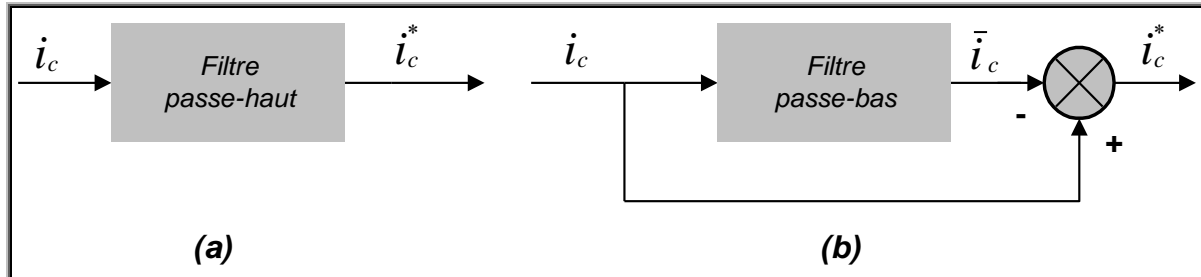


Fig. I.9. Filtrage des signaux dans le domaine temporel, a) Méthode directe, b) Méthode indirecte.

- **Les méthodes d'extraction sélectives**

Parmi les méthodes sélectives qui existent pour calculer les courants de référence, on peut évoquer [Abd-2005]:

- ✓ L'utilisation de filtre résonnant sur les harmoniques à considérer, plusieurs manuscrits adoptant cette technique : Le filtre **Notch**, les intégrateurs généralisés en repère fixe,....
- ✓ La transformée de Fourier discrète : Elle est basée sur le calcul d'un vecteur issu des N points enregistrés sur une séquence, on obtient alors le spectre de chaque raie harmonique **TFD(K)**
- ✓ La transformée de Fourier discrète récursive : Elle se base sur la **TFD** mais prend en compte les termes calculés aux instants précédents et actuels soit **TFD(k)** et **TFD (k+1)**.
- ✓ Le filtre de **Kalman** : Il s'agit de faire une prédiction à l'instant **K + 1** des références en utilisant un modèle d'état du signal.

I.3.2.1.A. Les méthodes d'identification

Plusieurs facteurs influent sur la performance d'un filtre actif de puissance, l'un des principaux étant le choix de la stratégie de la génération de la référence de courant, le bloc de la génération de référence doit acquérir l'information de l'amplitude et la phase du courant de charge pour pouvoir engendrer la référence courant compensateur d'harmonique et de réactif [Ala-2002]. On trouve plusieurs méthodes qui décrivent différents algorithmes d'identification possibles. Ces méthodes se classifient dans deux groupes selon le domaine temporel ou fréquentiel de l'outil mathématique développé :

- **Méthodes du domaine fréquentiel**

Les méthodes du domaine fréquentiel utilisent l'analyse de **Fourier** (la transformée discrète, la transformée rapide, la transformée discrète récursive, etc....) pour identifier les harmoniques de

courants. Les inconvénients les plus importants de ces méthodes sont des résultats moyens en régime transitoire et un volume de calcul et une allocation de mémoire considérables [Ber-2006].

- **Méthodes du domaine temporel**

Les méthodes du domaine temporel permettent une réponse plus rapide et requièrent moins d'opérations que les méthodes précédentes. Le principe de ce type de méthodes est la séparation du fondamental ou de certain harmonique du reste des harmoniques par le filtrage. La stratégie d'identification dans le domaine temporel se base sur la détection des courants perturbateurs dans le domaine temporel. Trois possibilités d'identification des courants perturbateurs ont déjà été proposées : Identification à partir de la détection du courant de la charge polluante ; Identification à partir de la détection du courant de la source ; et Identification à partir de la détection de la tension de source [Ala-2002].

Les deux premières méthodes sont les plus utilisées.

- **Identification à partir de la détection du courant de la charge polluante**

Dans cette méthode, comme le montre la figure I.10, on détecte le courant de la charge et on le compare avec une référence sinusoïdale pour obtenir le courant de compensation harmonique de référence. Ensuite, ce courant de compensation harmonique de référence sera comparé avec le courant de compensation réel injecté par le FAP et le résultat de compensation sera envoyé à un contrôleur afin de générer les impulsions des gâchettes de l'onduleur du FAP.

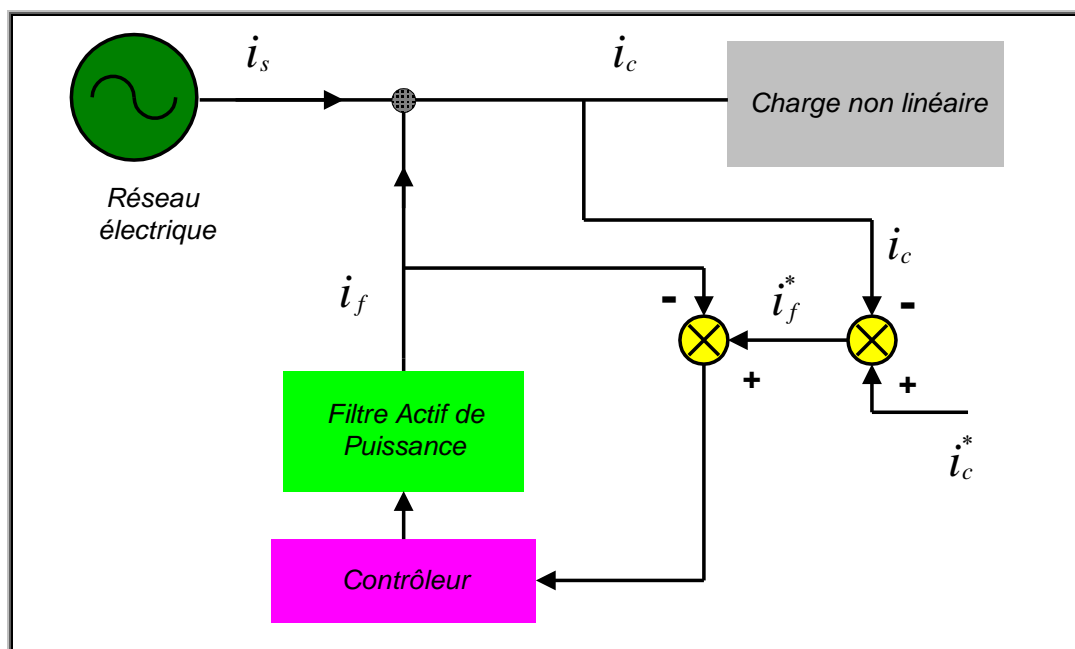


Fig. I.10. Détection du courant de la charge.

➤ Identification à partir de la détection du courant de la source

Cette méthode comme le montre la figure I.11, consiste à détecter le courant de source et comparé par un courant de source sinusoïdal de référence en phase avec la tension de source, afin de produire le courant de filtrage en opposition de phase avec les harmoniques existant dans le courant de source pour les éliminer.

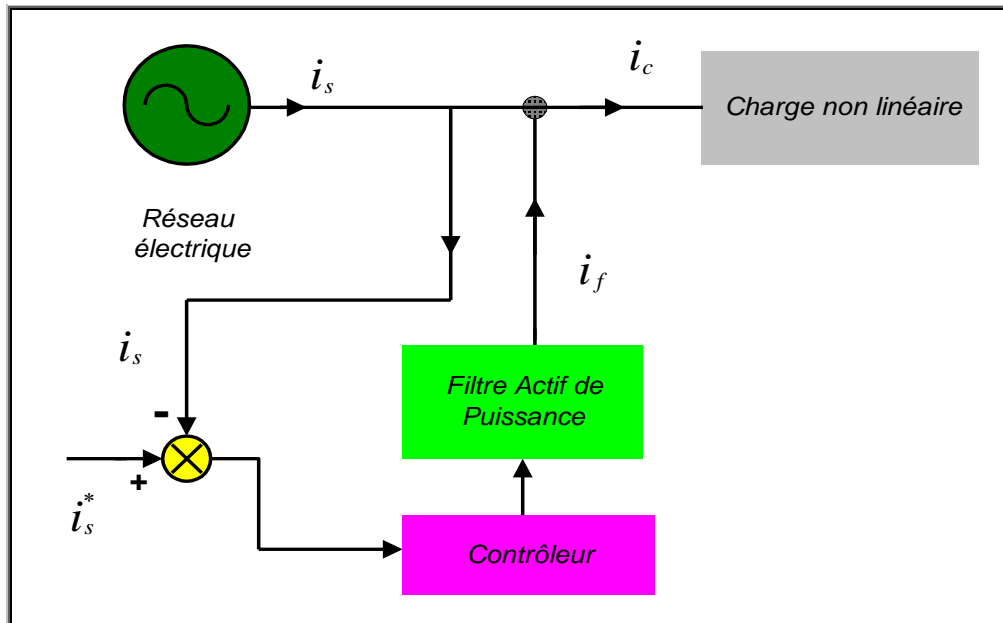


Fig. I.11. Détection du courant de la source.

I.3.2.1.B. Les méthodes de calcul de courant de référence

Les méthodes de calcul de courant de référence dans le domaine temporel les plus importantes sont :

I.3.2.2.B.1. Méthode des puissances active et réactive instantanées (Méthode p, q)

La méthode des puissances active et réactive instantanées (couramment notée méthode p, q) a été initialement développée par **Akagi** et exploite la transformation de **Concordia** des tensions simples et des courants de ligne, afin de calculer les puissances active et réactive instantanées, la composante fondamentale est transformée en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes alternatives. En éliminant la composante continue de la puissance active instantanée à l'aide d'un simple filtre passe-bas (Fig. I.12), les composantes harmoniques peuvent être identifiées [Ala-2002] ;[Nao-2011]. Soient respectivement les tensions simples d'un réseau triphasé et les courants de charge, notés $v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}, i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}$. La transformation de **Concordia** permet d'écrire, la relation des tensions suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ v_{so} \end{bmatrix} = C_o \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

Et la relation des courants ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{c\beta} \\ i_{co} \end{bmatrix} = C_o \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

Où :

$$C_o = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

C_o Est la matrice de **Concordia**

La puissance active instantanée, notée $p(t)$, est définie par la relation suivante :

$$P(t) = v_{sa} i_{ca} + v_{sb} i_{cb} + v_{sc} i_{cc} = p(t) + p_0(t) \quad (\text{I.6})$$

$$\text{Avec } \begin{cases} p(t) = v_{sa} i_{ca} + v_{s\beta} i_{c\beta} \\ p_0(t) = v_{so} i_{co} \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

Avec $p(t)$, la puissance réelle instantanée, $p_0(t)$ la puissance homopolaire instantanée. L'avantage de la transformation α, β, o est la séparation des séquences homopolaires du système triphasé de courant ou de tension. De la même manière, la puissance imaginaire peut s'écrire sous la forme suivante :

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{sa} - v_{sb})i_{cc} + (v_{sb} - v_{sc})i_{ca} + (v_{sc} - v_{sa})i_{cb}] = v_{s\alpha} i_{c\beta} - v_{s\beta} i_{c\alpha} \quad (\text{I.8})$$

La puissance q a une signification plus large que la puissance réactive habituelle. Qui ne considère que la fréquence fondamentale, la puissance imaginaire prend en compte toutes les composantes harmoniques de courants et de tension. C'est pourquoi on lui donne une autre dénomination (puissance imaginaire) avec comme unité le volt-ampère imaginaire (VAI).

À partir des relations (I.6), (I.7), et (I.8), nous pouvons établir la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Dans le cas général, chacune des puissances p et q comporte une partie continue et une partie relative, ce qui nous permet d'écrire l'expression ci-dessous [Mol-2008]:

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

Avec :

\bar{p} : Une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension.

\bar{q} : Une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension.

\tilde{p} et \tilde{q} : Des puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension.

Afin d'isoler les puissances actives et réactives conventionnelles, il faut connaître avec précision les fréquences des pulsations des puissances instantanées formées à partir de la relation (I.10), le réseau étudié est composé de trois fils ce qui empêche les composantes homopolaires d'y circuler. Un circuit constitué d'un filtre passe bas avec un soustracteur peut être employé.

L'ordre de filtre passe-bas définit la dynamique de la méthode d'identification. En inversant la relation (I.9), nous pouvons recalculer dans le repère (α, β) comme le montre l'équation (I.11) :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

En considérant les équations (I.10) et (I.11), nous pouvons séparer le courant dans le repère (α, β) en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques, ceci conduit à :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{courant alternatif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix}}_{\text{courant réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}}_{\text{courants harmoniques}} \quad (\text{I.12})$$

Avec $\Delta = v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2$ supposé constant dans l'hypothèse d'une tension sinusoïdale équilibré du réseau électrique [Afo-2000], [Dso-2004]. Cette expression montre donc que l'identification des différentes composantes du courant dans le repère (α, β) revient à séparer des termes continus des puissances réelle et imaginaire instantanées. Les courants perturbateurs triphasé qui représentent

les courants identifiés, dits courants de références du filtre i_f^* sont calculés à partir de la transformation (α, β) inverse donnée par la relation (I.13) [Sch-202]; [Aka-1996]:

$$\begin{bmatrix} i_{f,a}^* \\ i_{f,b}^* \\ i_{f,c}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

La figure I.12 représente le schéma de principe de la méthode des puissances instantanées.

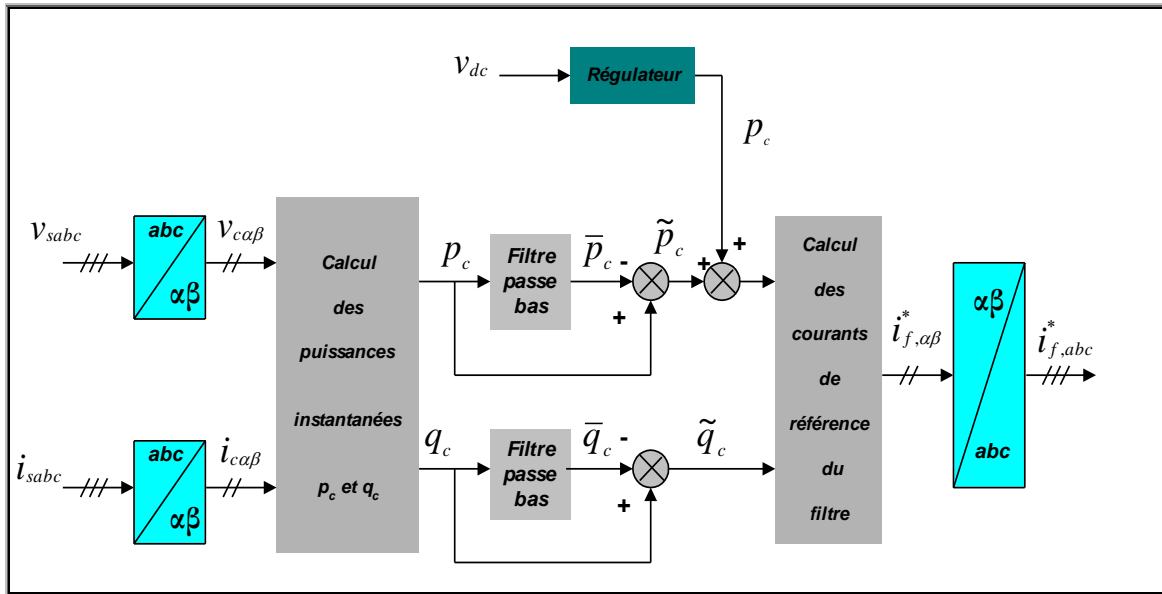


Fig. I.12. Principe de la méthode p, q .

I.3.2.1.B.2. Méthode du référentiel lié au synchronisme (SRF)

Le principe de cette méthode très connue sous le nom de méthode **SRF** (Synchronous Reference Frame) est présenté à la figure I.14, tout d'abord on transforme le courant dans un repère tournant en utilisant la transformée de **Park** [Rej-2013].

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Ainsi, les courants sont composés d'une composante alternative, liée au fondamental, et une composante alternative liée aux harmoniques, qui peuvent être séparées en utilisant un filtre passe-bas (Fig. I.13), de fonction de transfert :

$$W(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\xi_0\omega_0 p + \omega_0^2} \quad (\text{I.15})$$

$\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 : La fréquence de coupure du filtre

p : L'opérateur de *Laplace*.

ξ_0 : Le dépassement

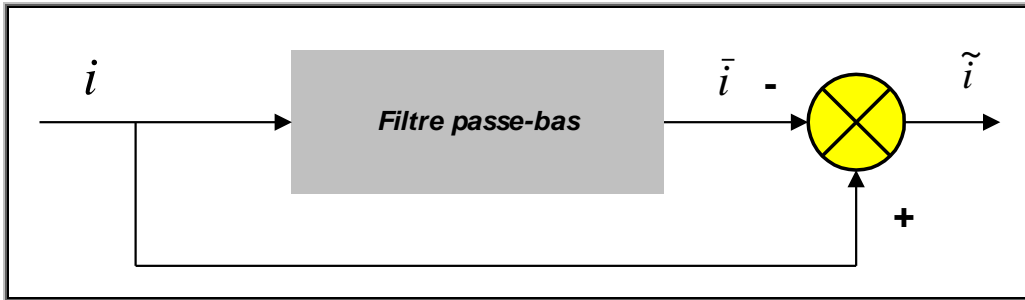


Fig. I.13. Le filtre passe-bas.

Cependant, les composantes des courants de la charge dans le repère (d, q) s'obtient par la transformé de *Park*, tel que l'angle de transformation est θ qui représente l'angle instantané du vecteur de tension de la composante fondamentale directe :

$$\begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Avec :

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{v_{s\beta}}{v_{s\alpha}} \right) \quad (\text{I.17})$$

Ainsi les courants i_{cd} et i_{cq} sont décomposés en deux termes, continu et oscillatoire :

$$i_{cd} = \bar{i}_{cd} + \tilde{i}_{cd} \quad (\text{I.18})$$

$$i_{cq} = \bar{i}_{cq} + \tilde{i}_{cq} \quad (\text{I.19})$$

Les courants de référence suivant les axes α et β sont :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha,ref} \\ i_{\beta,ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_d + i_{dc} \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

Finalement les courant de référence suivant les axes a , b et c :

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \\ i_o^* \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

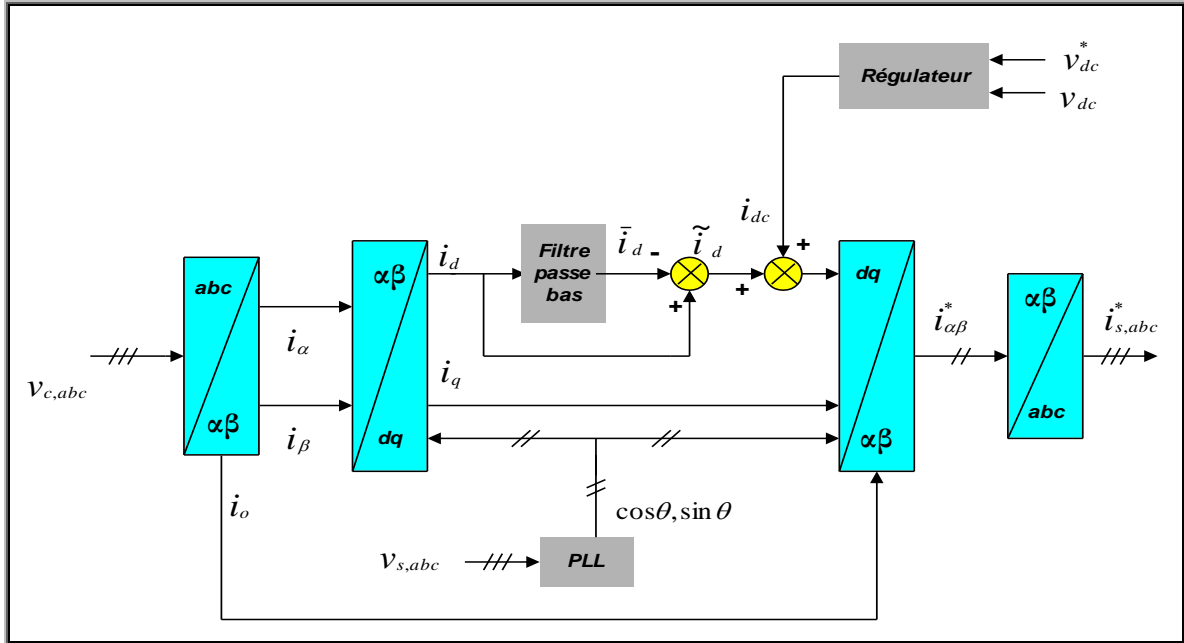


Fig. I.14. Principe de la méthode SRF.

I.3.2.1.B.3. Méthode d'estimation du courant de référence de source par la régulation de la tension du bus continu

Cette méthode (Fig. I.15) est basée sur le principe de l'équilibre de l'énergie au niveau du condensateur de stockage d'énergie. L'énergie emmagasinée dans le condensateur correspondante à la valeur de la tension de référence V_{dc}^* s'écrit [Cha-2006] :

$$E_{dc}^* = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^{*2} \quad (\text{I.22})$$

Et l'énergie instantanée dans le condensateur s'écrit en fonction de la tension $v_{dc}(t)$

$$e_{dc}(t) = \frac{1}{2} C_{dc} v_{dc}^2(t) \quad (\text{I.23})$$

Donc l'écart entre la quantité instantanée et sa référence (La perte de l'énergie au niveau du condensateur) sera :

$$\Delta E_{dc}(t) = E_{dc}^* - e_{dc}(t) = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^{*2} - \frac{1}{2} C_{dc} v_{dc}^2(t) \quad (\text{I.24})$$

$$\Delta E_{dc}(t) = E_{dc}^* - e_{dc}(t) = \frac{C_{dc}}{2} \left(\underbrace{V_{dc}^* - v_{dc}(t)}_{\cong 0} \right) \left(\underbrace{V_{dc}^* + v_{dc}(t)}_{\cong 2V_{dc}^*} \right) \quad (\text{I.25})$$

$$\Delta E_{dc}(t) \cong C_{dc} V_{dc}^* (V_{dc}^* - v_{dc}(t)) \quad (\text{I.26})$$

Cette perte d'énergie doit être fournie par la source de tension. La valeur de crête du courant de charge (charging current) I_{sc} peut être calculée par la suite :

$$\int_0^T V_{sm} \sin(\omega t) I_{sc} \sin(\omega t) dt = \Delta E_{dc}(t) \quad (\text{I.27})$$

$$\Rightarrow V_{sm} \cdot I_{sc} \int_0^T \sin^2(\omega t) dt = \Delta E_{dc}(t) \quad (\text{I.28})$$

$$\frac{V_{sm} \cdot I_{sc}}{2} \int_0^T \left[1 - \frac{\cos(2\omega t)}{2} \right] dt = \Delta E_{dc}(t) \quad (\text{I.29})$$

$$\frac{V_{sm} \cdot I_{sc} T}{2} = \Delta E_{dc}(t) \quad (\text{I.30})$$

$$I_{sc} = \frac{2}{TV_{sm}} \Delta E_{dc}(t) \quad (\text{I.31})$$

$$I_{sc} = \frac{2}{TV_{sm}} C_{dc} V_{dc}^* (V_{dc}^* - v_{dc}(t)) \quad (\text{I.32})$$

L'équation (I.32) montre que on peut contrôler la tension aux bornes du condensateur de stockage v_{dc} par la l'ajustement (régulation) de l'amplitude du courant de source. Le courant maximum (crête) fourni par la source de tension sera [Jai-2002]:

$$I_{sm} = I_s + I_{sc} \quad (\text{I.33})$$

Par la multiplication I_{sm} par $\sin(\omega t)$, on peut obtenir le courant de référentiel de source [Bha-2014] :

$$i_s^*(t) = I_{sm} \cdot \sin \omega t \quad (\text{I.34})$$

Chapitre I. État de l'art sur la commande du filtre actif parallèle.

Alors à la lumière de ce raisonnement on peut employer un détecteur de crête pour trouver la valeur de l'amplitude des tensions de source V_{sm} , et avec la division de ces tensions par leur amplitude, on trouve les trois sinus unitaires ($\sin(\omega t)$, $\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})$, $\sin(\omega t + \frac{4\pi}{3})$) Les courants de référence instantanés i_{sa}^* , i_{sb}^* , i_{sc}^* sont calculés à partir de la multiplication de trois sinus unitaires par la valeur crête de courant de référence de la source i_{sm} [Ham-2010].

$$V_{sm} = \sqrt{\frac{2}{3}(v_{sa}^2 + v_{sb}^2 + v_{sc}^2)} \quad (\text{I.35})$$

En effet, cette méthode de détecteur de crête exige que la tension du réseau doit être saine (sinusoïdale et équilibrée), sinon elle n'est pas applicable. Puisque la tension du réseau est souvent perturbée et/ou déformée, et afin de généraliser l'application de cette méthode d'identification que nous avons adoptée à tout type de tension, l'utilisation de la boucle à verrouillage de phase (phase-locked-loop, PLL) est indispensable pour la synthèse des trois sinus unitaires [Nou-2011];[Swa-2014]. La détermination des courants de référence sinusoïdaux du réseau nécessite une régulation de la tension du bus continu du FAP, non seulement pour générer l'amplitude des courants de référence mais aussi bien pour :

- ✓ Maintenir cette tension à un niveau fixe tout en assurant une compensation des pertes dans le filtre actif.
- ✓ Limiter ses variations en régime dynamique afin de ne pas détériorer les performances du filtre actif

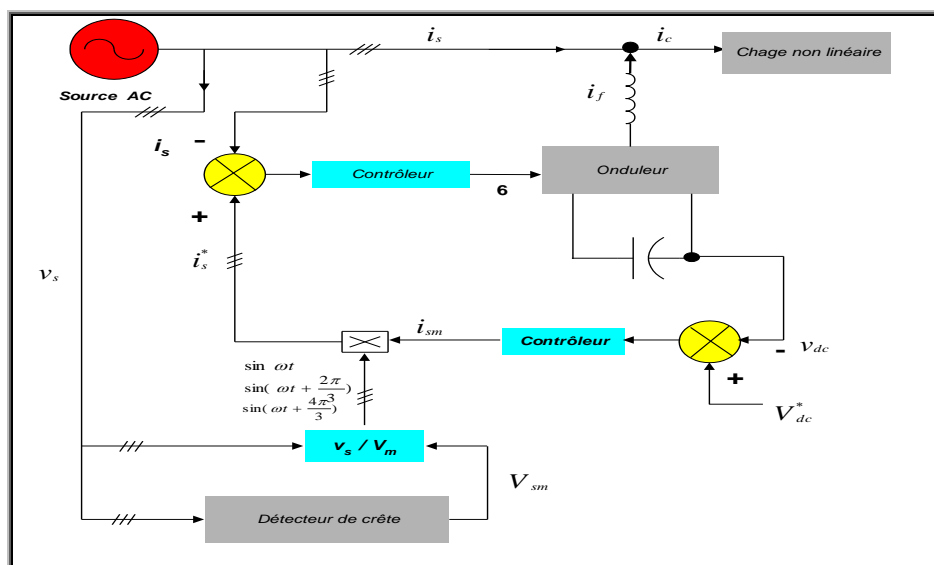


Fig. I.15. Principe d'estimation du courant de référence de source par la régulation de la tension du bus continu.

I.3.2.2. La poursuite de courant de référence

La finalité de la commande d'un **FAP** est de contrôler les courants de sortie du **FAP** afin qu'ils suivent au plus près leurs références. Le principe de cette poursuite est basé sur la comparaison entre le courant généré par le **FAP**, i_f et le leur référence, i_f^* (La commande est dite directe), ou la comparaison entre le courant de source, i_s et leur référence, i_s^* (La commande est dite indirecte) [Sin-2003], afin d'en déduire les ordres de commande des interrupteurs de puissance. Les deux principales familles de contrôleurs sont les suivantes : contrôle par hystérésis, et Contrôle par modulation de largeur d'impulsion (MLI) [Kar-2009].

I.3.2.2.A. Contrôle par hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien , est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existant entre le courant de référence et le courant mesuré, l'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis ($2B_h$), chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation , ce type de commande est robuste et facile à mettre en œuvre comme le montre la figure I.16, elle possède un bon paramètre de réponse en régime dynamique, une bonne stabilité, et une bonne précision. 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 bien que cette dernière reste inconnue [Ham-2010].

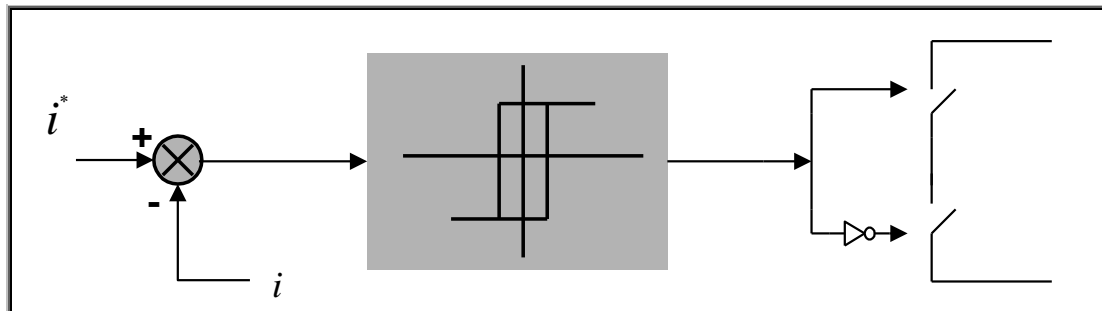


Fig. I.16. Principe de commande des courants par hystérésis.

Le principe de la commande des interrupteurs est illustré dans la figure I.17

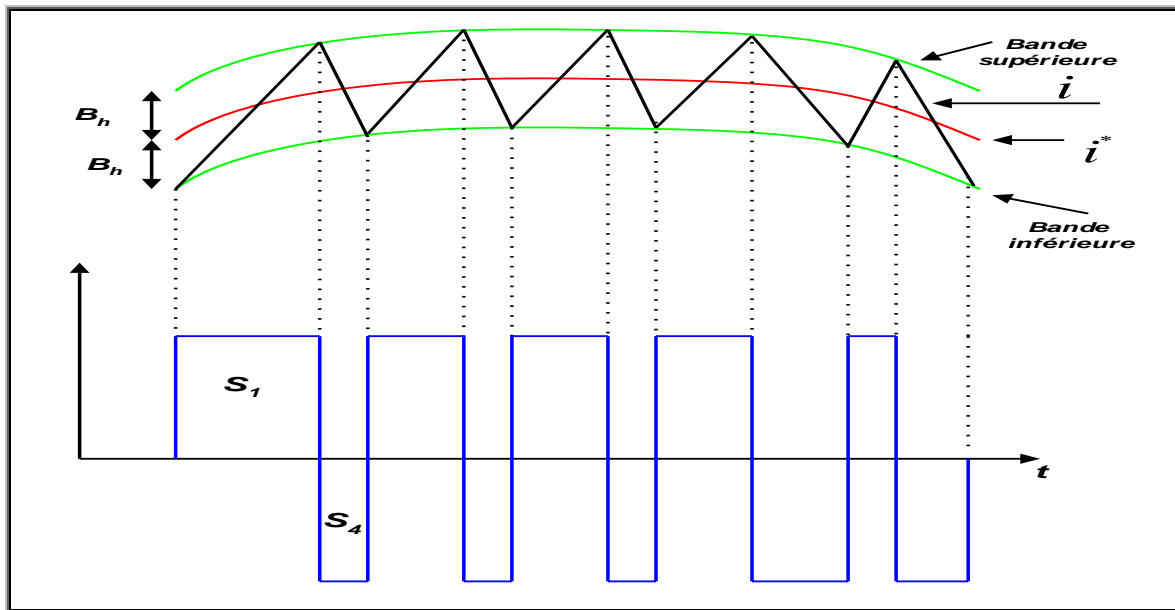


Fig. I.17. Commande des interrupteurs par hystérésis.

I.3.2.2.B. Contrôle des courants par MLI (MLI vectorielle)

Ce type de contrôle de courant peut être réalisé selon différentes techniques, à savoir : **MLI** à porteuse, **MLI** à élimination (ou minimisation) d'harmoniques et **MLI** vectorielle. Le contrôle par **MLI** à porteuse peut être à **MLI** naturelle, à **MLI** régulière symétrique, à **MLI** régulière asymétrique ou à **MLI** aléatoire [Ala-2002];[Kar-2009].

La **MLI** naturelle dite **MLI** intersective, est une méthode simple et fréquemment utilisée, cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence, cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire appelé porteuse, la fréquence de ce signal doit être élevée devant celle de la référence (modulatrice), chaque intersection entre ces deux signaux donne lieu à une commutation, le schéma de principe est donné par la figure I.18.

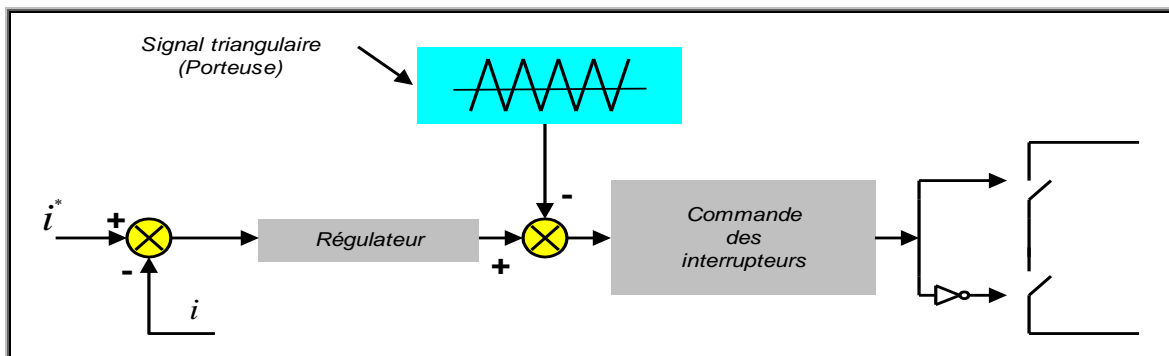


Fig. I.18. Principe de commande des courants par **MLI**.

La méthode **MLI** vectorielle est une variante de la commande par modulation de largeur d'impulsion qui se base sur la représentation vectorielle des tensions dans le plan complexe [Gov-2015]. Elle est devenue très populaire au cours de ces dernières années. [Bou-2017]. Le tableau I.2 montre les tensions de sortie de l'onduleur dans le repère stationnaire en fonction de la tension du condensateur C_{dc} et des états de interrupteurs S_a, S_b , et S_c de l'onduleur .on représente les tensions de l'entrée dans le repère stationnaire par un vecteur de référence qui tourne avec une vitesse angulaire $\omega = 2\pi f_s$, la tache de modulation est d'utiliser les combinaisons des états de commutation pour approximativement générer le vecteur de référence. dans un onduleur à deux niveaux , il ya huit valeurs possibles de tension selon les états des interrupteurs , deux vecteurs nuls et six autres actifs, la table ci-dessous montre les états possibles des interrupteurs et les tensions correspondantes à chacun de ceux-ci, la figure I.19 représente ces vecteurs dans le repère stationnaire (α, β) .

Tab. I.2. Tensions en sortie de l'onduleur (repère α, β)

Cas n°	S_a	S_b	S_c	Vecteur de commande	$\frac{v_\alpha}{V_{dc}}$	$\frac{v_\beta}{V_{dc}}$
0	0	0	0	$[0\ 0\ 0]$	0	0
1	1	0	0	$[1\ 0\ 0]$	$\sqrt{2/3}$	0
2	0	1	0	$[0\ 1\ 0]$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
3	1	1	0	$[1\ 1\ 0]$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
4	0	0	1	$[0\ 0\ 1]$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$
5	1	0	1	$[1\ 0\ 1]$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$
6	0	1	1	$[0\ 1\ 1]$	$-\sqrt{2/3}$	0
7	1	1	1	$[1\ 1\ 1]$	0	0

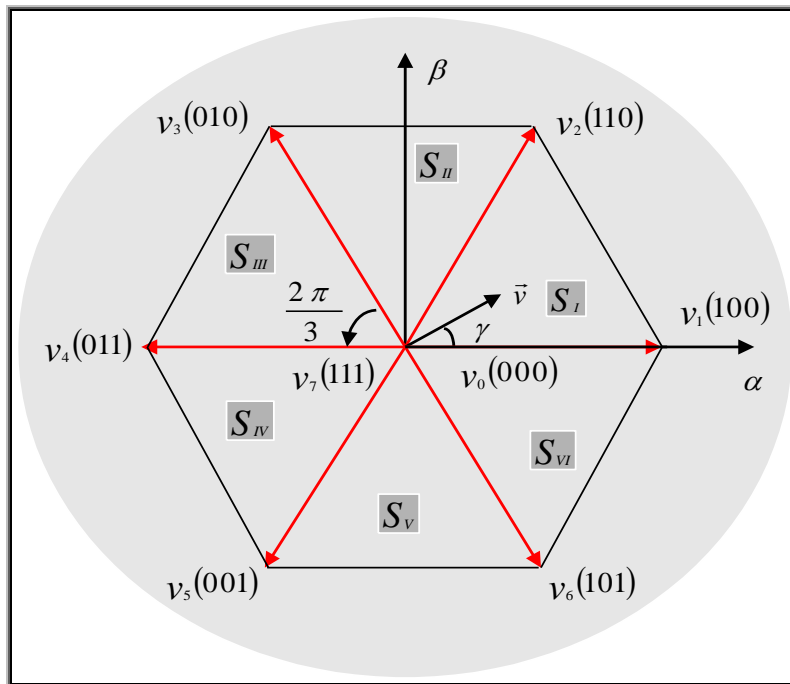


Fig. I.19. Représentation vectorielle de tensions générées par l'onduleur.

Le vecteur de référence peut être approximativement obtenu par la commutation entre les deux vecteurs actifs adjacents et les vecteurs zéros de chaque cycle de commutation, les transitions entre ces différents vecteurs sont organisées d'une manière qui assure la transitions par le changement de l'état d'un seul interrupteur, ce qui minimise la fréquence de commutation. Une des techniques de **SVPWM** est d'alterner entre les vecteurs nuls dans chaque cycle et d'inverser la séquence après chaque vecteur nul [Sas-2013], par exemple dans le cas où le vecteur de référence est dans le secteur S_I on utilise la séquence v_0, v_1, v_2 , et v_7 dans la première demi période ($T_{com}/2$), et la séquence v_7, v_2, v_1 , et v_0 dans la deuxième, dans ce cas les séquences sont symétriques [Wei-2007]. Pour déterminer la séquence qui correspond au vecteur de référence, il faut déterminer le module de cette référence et le secteur dans lequel il se trouve, pour cela, on utilise les équations suivantes pour calculer le module m et l'angle γ [Jin-2005].

$$m = |\vec{v}| = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (\text{I.36})$$

$$\gamma = \arctan\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) \quad (\text{I.37})$$

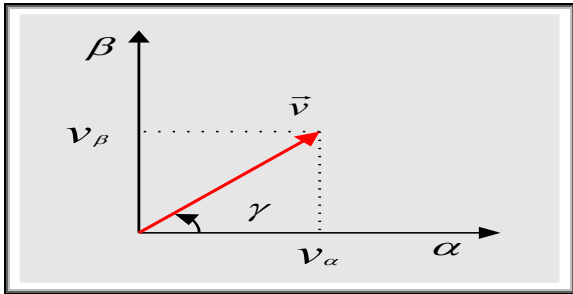


Fig. I.20. Le vecteur de référence dans le repere stationnaire (α, β) .

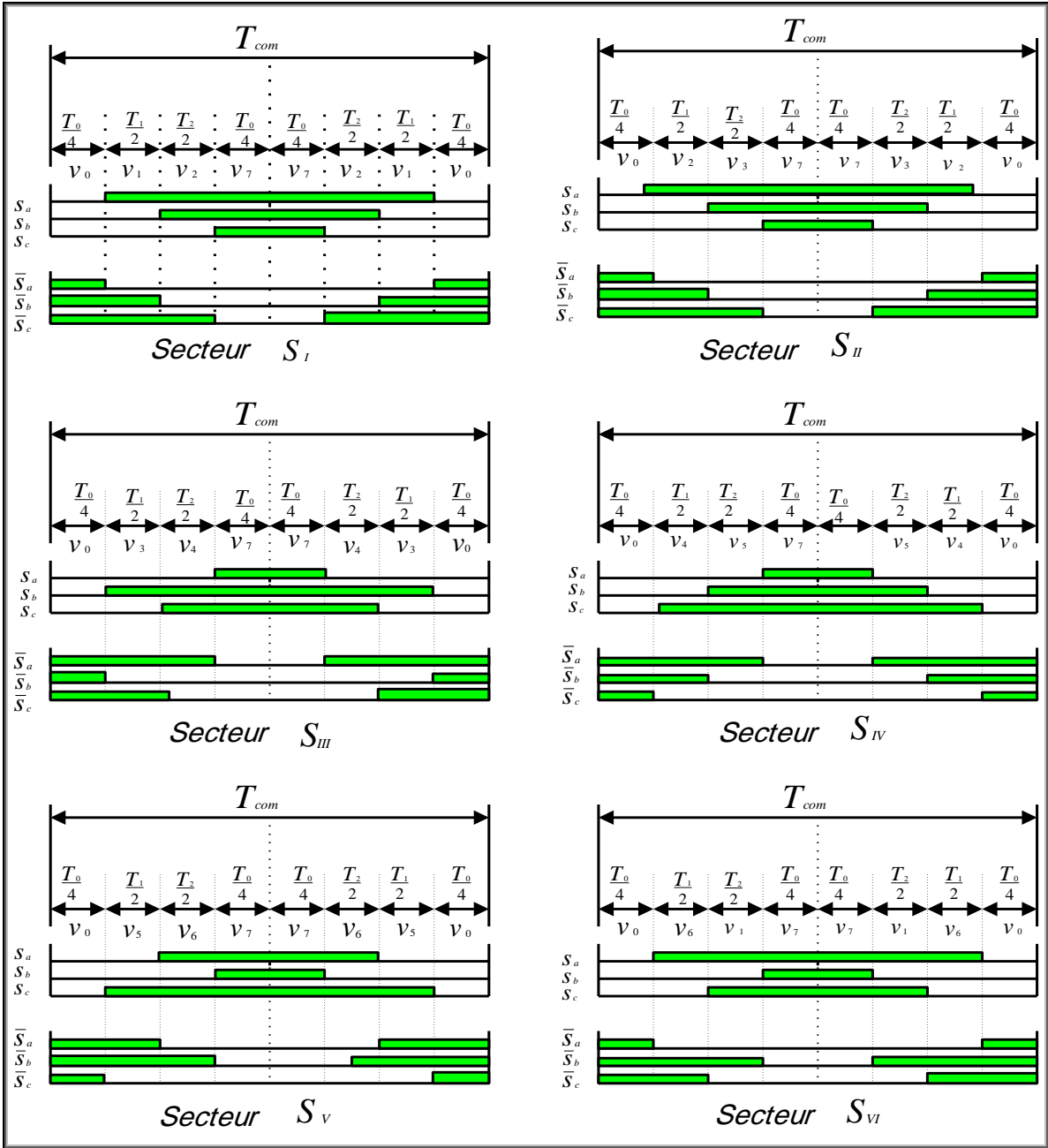


Fig. I.21. La méthode symétrique, pour la détermination des durées de conduction des interrupteurs.

I.3.2.3. La régulation de la tension aux bornes de la source de tension continue

La tension aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixe. Les éléments à l'origine de la variation de la tension moyenne v_{dc} aux bornes du condensateur sont les suivants :

- Les pertes statistiques et dynamiques dans les semi-conducteurs de puissance de l'onduleur.
- Les pertes dans les inductances de découplage L_f .
- L'injection des courants fondamentaux pendant les régimes transitoires de la charge polluante [Abd-2008].

La figure I.22, représente l'écoulement des puissances entre les différents organes du FAP. Si $p_s(t)$ est la puissance active délivrée par la source, et $p_c(t)$ la puissance active instantanée absorbée par la charge polluante, alors la puissance instantanée $p_f(t)$ injectée par le filtre parallèle est donnée par :

$$p_{f(t)} = p_f + \tilde{p}_f(t) = p_c(t) - p_s = p_c + \tilde{p}_c(t) - p_s \quad (\text{I.38})$$

$$p_f = p_c - p_s \quad (\text{I.39})$$

$$\tilde{p}_f(t) = \tilde{p}_c(t) \quad (\text{I.40})$$

L'équation I.39 exprime l'échange de puissance active, la charge polluante, le réseau et le filtre actif lors des régimes transitoires, le transfert de puissance se traduit par une variation de la tension continue aux bornes du condensateur. en régime permanent, le filtre actif n'échange pas de puissance active avec le réseau d'alimentation $p_f = 0$, $p_c = p_p$, la fluctuation de puissance à la sortie du filtre $\tilde{p}_f(t)$ est dans ce cas égale à la puissance harmonique de la charge [Cha-2006].

$$\tilde{p}_f(t) = \tilde{p}_c(t) \quad (\text{I.41})$$

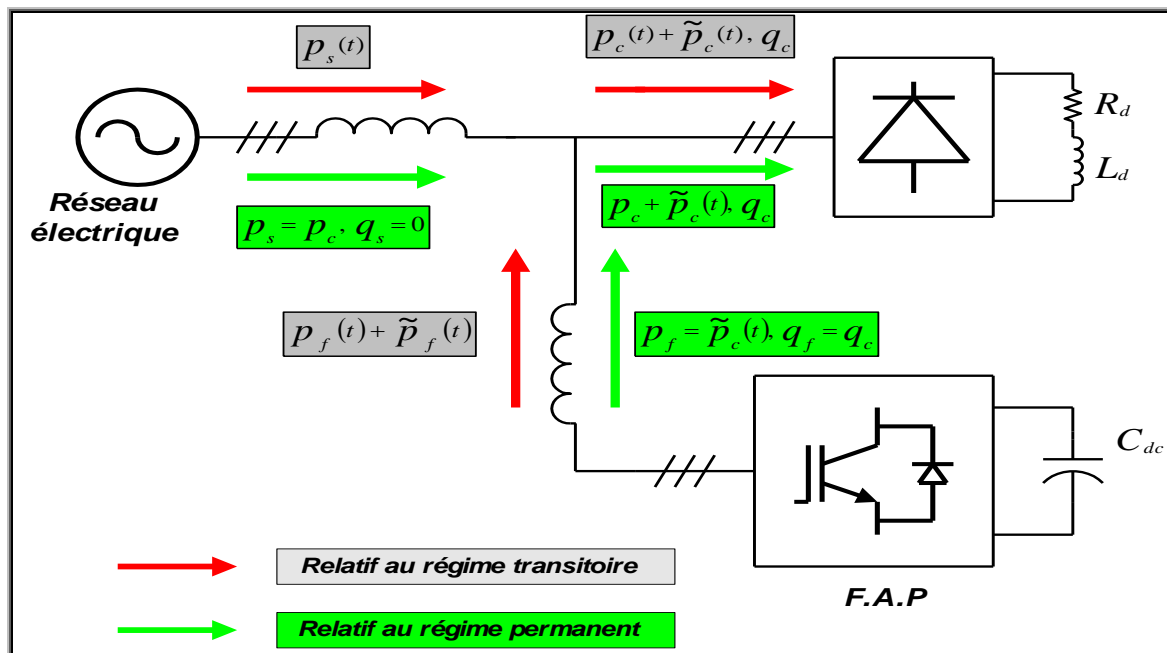


Fig. I.22. Écoulement des puissances.

En régime permanent, la puissance active fournie par la source doit être égale à la puissance demandée par la charge, lorsqu'un déséquilibre de puissance active se produit dans le système, le condensateur de stockage d'énergie doit fournir la différence de puissance entre le réseau et la charge.

Il en résulte alors une variation de la tension continue aux bornes du condensateur C_{dc} :

- ❖ Si la puissance active fournie par le réseau est inférieure à celle absorbée par la charge ($p_f > 0$) alors la valeur moyenne de la tension aux bornes du condensateur diminue.
- ❖ Dans le cas contraire ($p_f < 0$), la valeur moyenne de la tension aux bornes du condensateur augmente.

I.4. Modélisation du filtre actif parallèle

Le FAP est une structure de tension connectée en parallèle au réseau est représenté sur la figure I.25.

I.4.1. Modélisation du réseau électrique

Le réseau est assimilable à une source de tension sinusoïdale en série avec une impédance, dite de court-circuit, Fig. I.23.

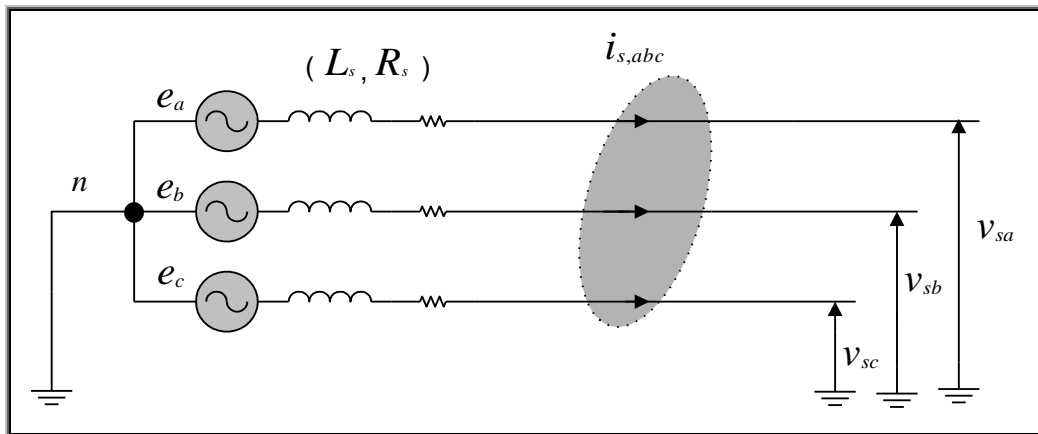


Fig. I.23. Réseau électrique triphasé.

Les tensions du réseau électrique sont données par :

$$e_a = \sqrt{2} v \sin(\omega t) \quad (\text{I.42})$$

$$e_b = \sqrt{2} v \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{I.43})$$

$$e_c = \sqrt{2} v \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{I.44})$$

Où $\omega = 2\pi f_s$: pulsation du réseau.

I.4.2. Modélisation de la charge polluante

La charge polluante est un redresseur de tension triphasé à diodes (pont de **Graëtz**) connecté au réseau par l'intermédiaire d'une impédance de ligne (R_c, L_c) et alimentant une charge inductive (R_d, L_d) coté continu, Fig. I.24.

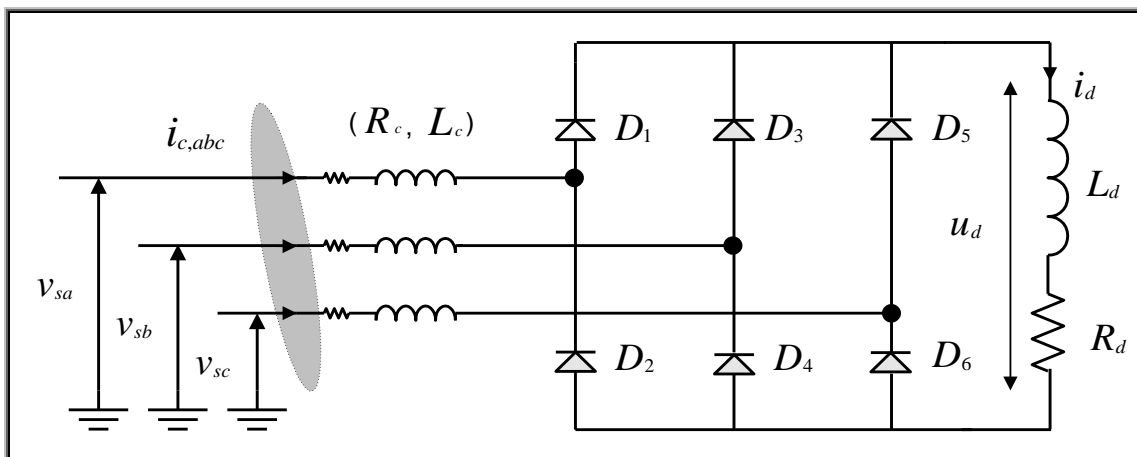


Fig. I.24. Redresseur à diodes (pont de **Graëtz**) avec charge R, L .

I.4.3 Modélisation de l'onduleur de tension

Le schéma de l'onduleur montré dans la figure I.25, représente un onduleur que l'on appelle à deux niveaux, la sortie de cet onduleur peut prendre deux niveaux de tension ($+V_{dc}$, $-V_{dc}$), en pratique la commande de deux semi-conducteur d'un même bras se fait de façon complémentaire, la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre, l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur dépendent de l'état des signaux de commande (S_a , S_b , et S_c), comme défini ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 S_a &= \begin{cases} 1 & \text{si } S_1 \text{ fermé et } S_4 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } S_1 \text{ ouvert et } S_4 \text{ fermé} \end{cases} \\
 S_b &= \begin{cases} 1 & \text{si } S_2 \text{ fermé et } S_5 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } S_2 \text{ ouvert et } S_5 \text{ fermé} \end{cases} \\
 S_c &= \begin{cases} 1 & \text{si } S_3 \text{ fermé et } S_6 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } S_3 \text{ ouvert et } S_6 \text{ fermé} \end{cases}
 \end{aligned}
 \tag{I.45}$$

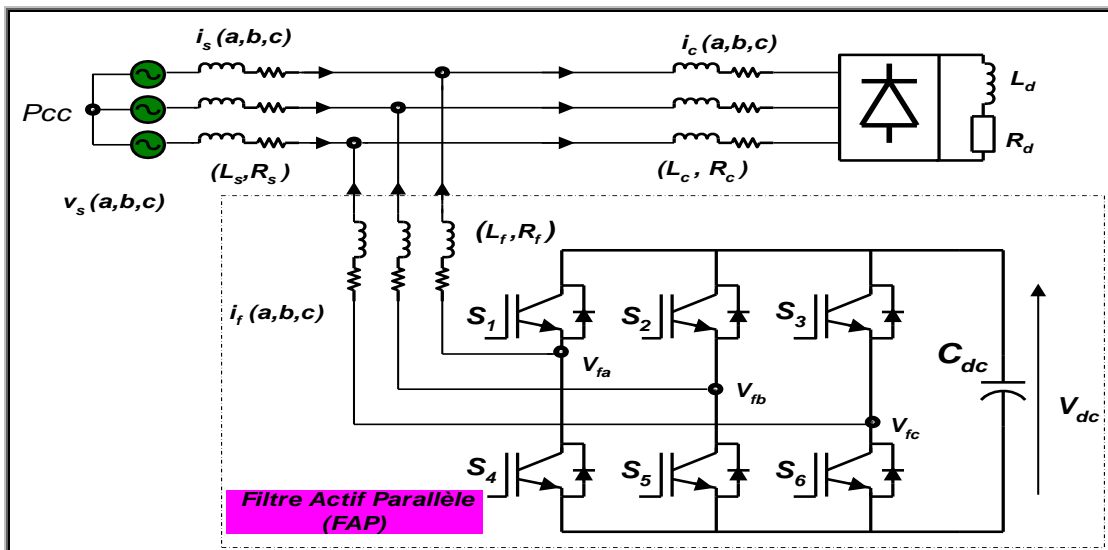


Fig. I.25. Filtre actif parallèle.

À partir de la figure I.26, on peut dériver les tensions de l'onduleur en fonction des états des interrupteurs, les potentiels des nœuds *A, B, et C* de l'onduleur par rapport au point milieu imaginaire *M* sont donnés par les équations :

$$\begin{cases} V_{AM} = U_c(2S_a - 1) \\ V_{BM} = U_c(2S_b - 1) \\ V_{CM} = U_c(2S_c - 1) \end{cases}
 \tag{I.46}$$

Avec

$$U_c = \frac{V_{dc}}{2}$$

Les tensions composées de l'onduleur s'expriment en fonction des états des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = 2U_c(S_a - S_b) \\ V_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = 2U_c(S_b - S_c) \\ V_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = 2U_c(S_c - S_a) \end{cases} \quad (\text{I.47})$$

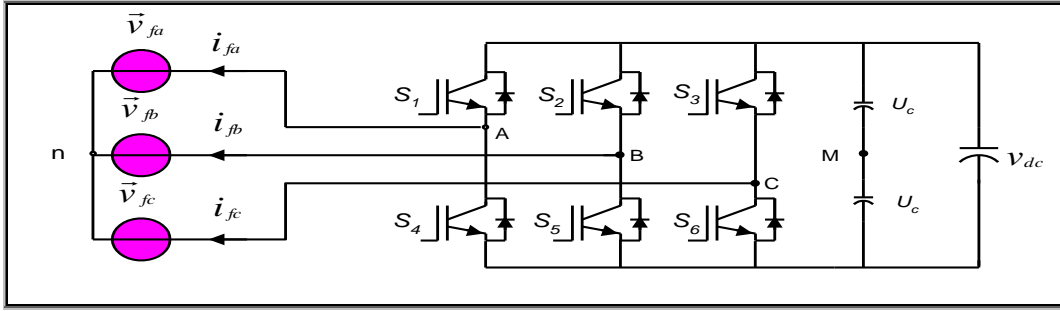


Fig. I.26. Structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Et en fonction des tensions simples de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{An} - V_{Bn} \\ V_{BC} = V_{Bn} - V_{Cn} \\ V_{CA} = V_{Cn} - V_{An} \end{cases} \quad (\text{I.48})$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} V_{AB} - V_{CA} = V_{An} - (V_{Bn} + V_{Cn}) + V_{An} \\ V_{BC} - V_{AB} = V_{Bn} - (V_{Cn} + V_{An}) + V_{Bn} \\ V_{CA} - V_{BC} = V_{Cn} - (V_{An} + V_{Bn}) + V_{Cn} \end{cases} \quad (\text{I.49})$$

Dans un système équilibré, la somme des tensions est nulle, alors :

$$V_{An} + V_{Bn} + V_{Cn} = 0 \quad (\text{I.50})$$

À partir de la relation (I.50), on peut écrire [Jia-2009]:

$$\begin{cases} V_{An} = -(V_{Bn} + V_{Cn}) \\ V_{Bn} = -(V_{An} + V_{Cn}) \\ V_{Cn} = -(V_{An} + V_{Bn}) \end{cases} \quad (\text{I.51})$$

En remplaçant le système (I.51) dans (I.49), on peut trouver les tensions simples de l'onduleur en fonction de celles composées [Def-2008]:

$$\begin{cases} V_{An} = \frac{V_{AB} - V_{CA}}{3} \\ V_{Bn} = \frac{V_{BC} - V_{AB}}{3} \\ V_{Cn} = \frac{V_{CA} - V_{BC}}{3} \end{cases} \quad (\text{I.52})$$

À partir des systèmes (I.47) et (I.52), les tensions simples de l'onduleur peuvent s'écrire en fonction des états S_a , S_b , et S_c et de la tension V_{dc} comme suit, [Tol-2000] :

$$\begin{cases} v_{fa} = V_{An} = 2U_c \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} = V_{dc} \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} \\ v_{fb} = V_{Bn} = 2U_c \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} = V_{dc} \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} \\ v_{fc} = V_{Cn} = 2U_c \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} = V_{dc} \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} \end{cases} \quad (\text{I.53})$$

Ainsi, on pourra exprimer huit cas possibles de tension de sortie du filtre actif, (Tab. I.1) .

I.4.4. Modèle du FAP dans le repère triphasé (a, b, c)

Les équations des tensions de trois phases du filtre actif parallèle illustrés par la figure I.26 sont données par :

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} = -R_f \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.54})$$

Pour le coté continu :

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc} \quad (\text{I.55})$$

Le système d'équation définissant le filtre actif dans le repère triphasé est donné par :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fa}}{dt} = -R_f i_{fa} + v_{fa} - v_{sa} \\ L_f \frac{di_{fb}}{dt} = -R_f i_{fb} + v_{fb} - v_{sb} \\ L_f \frac{di_{fc}}{dt} = -R_f i_{fc} + v_{fc} - v_{sc} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc} \end{cases} \quad (\text{I.56})$$

I.4.5. Modèle du FAP dans le repère stationnaire (α, β)

Le repère stationnaire est un repère biphasé fixe peut être obtenu au moyen d'une transformation dite transformation de **Concordia**, le repère stationnaire (α, β) et son orientation, relativement au système triphasé (a, b, c) est présenté dans la figure I.27:

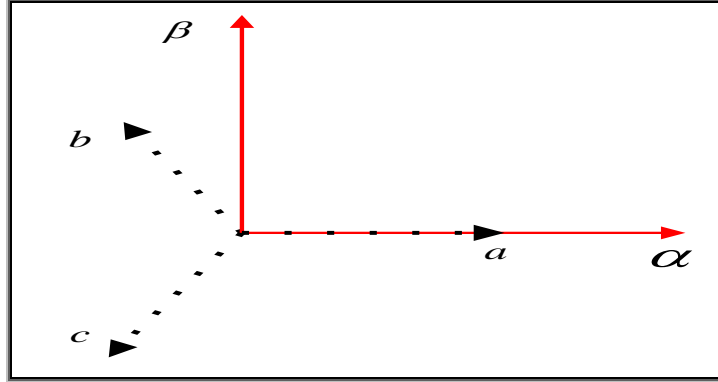


Fig. I.27. Position du repère biphasé (α, β) relativement au repère triphasé (a, b, c) .

À partir du modèle du filtre actif dans le repère triphasé, et en appliquant la transformée de **Concordia** sur ce modèle, le modèle triphasé précédent peut être réaménagé dans une représentation biphasé comme suit :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{f\alpha}}{dt} = -R_f i_{f\alpha} + v_{f\alpha} - v_{s\alpha} \\ L_f \frac{di_{f\beta}}{dt} = -R_f i_{f\beta} + v_{f\beta} - v_{s\beta} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_\alpha i_{f\alpha} + S_\beta i_{f\beta} \end{cases} \quad (\text{I.57})$$

Où les tensions du réseau, les courants et les tensions du filtre sont donnés par [Lot-1997]:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.58})$$

$$\begin{bmatrix} v_{f\alpha} \\ v_{f\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{I.59})$$

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.60})$$

$$\begin{cases} S_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}}(2S_a - S_b - S_c) \\ S_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}(S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{I.61})$$

I.4.6. Modèle du FAP dans le repère tournant (d, q)

Ce repère tournant est obtenu en appliquant une rotation sur le repère stationnaire (α, β) d'un angle ωt où ω c'est la vitesse angulaire de la source (Fig. I.28).

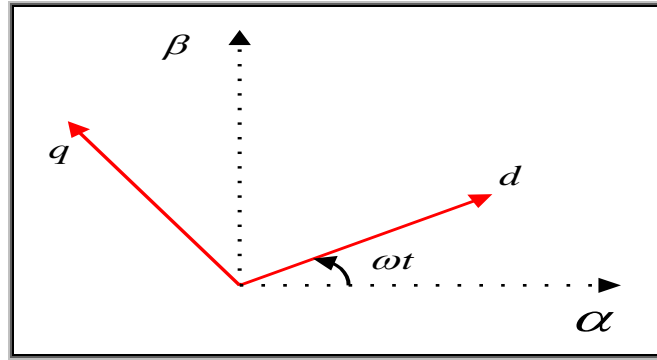


Fig. I.28. Représentation des repères stationnaire (α, β) et tournant (d, q).

Les quantités sinusoïdales tournant à la même fréquence angulaire deviennent des constantes dans ce repère et les variables exprimés dans ce repère sont liées respectivement à l'écoulement de la puissance active et réactive dans le système [Cha-2010]. Appliquons la transforme de **Park** sur le système, nous obtiendrons le modèle de l'onduleur dans le repères synchrone (d, q) [Sal-2013]:

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fd}}{dt} = -R_f i_{fd} + L_f \omega i_{fq} + v_{fd} - v_{sd} \\ L_f \frac{di_{fq}}{dt} = -R_f i_{fq} + L_f \omega i_{fd} + v_{fq} - v_{sq} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_d i_{fd} + S_q i_{fq} \end{cases} \quad (\text{I.62})$$

$$\begin{cases} S_d = S_\alpha \cos \omega t + S_\beta \sin \omega t \\ S_q = -S_\alpha \sin \omega t + S_\beta \cos \omega t \end{cases} \quad (\text{I.63})$$

I.5. Commande d'un filtre actif

Les chercheurs continuent toujours à améliorer les méthodes de commande des filtres actifs parallèles à fin d'obtenir des meilleurs résultats , tant du point de vue d'extraction des perturbations, amélioration du régime dynamique, diminution du **THD**, que de développement des

nouvelles stratégies de commande pour une meilleur adaptation et robustesse face aux différents types des charges non-linaires.

I.5.1. Fondement sur la commande par un régulateur proportionnel-intégral (PI)

Le régulateur (PI) est le régulateur le plus couramment employé. Il est en effet l'un des plus simples à mettre en œuvre numériquement et à régler. On le retrouve dans un grand nombre de publications. Il se caractérise par une action proportionnelle à travers un gain K_p et une action intégrale grâce au gain K_i , d'où sa fonction de transfert [Ham-2010]:

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (\text{I.64})$$

Le régulateur PI réalise un bon compromis entre performances et coût de réalisation et son utilisation avoisine les 80% dans des systèmes de régulation industrielle. La détermination de ses paramètres p (proportionnel) et i (intégral), n'est cependant pas toujours optimal.

L'asservissement proportionnel P est essentiel au fonctionnement du PI, il permet de donner de la puissance au système. Plus le gain K_p est grand, plus le système converge vite vers sa référence. Mais en contre partie, pour des valeurs de K_p trop grandes, le système oscille et une erreur statique est inévitable, pour compenser cette erreur statique, on rajoute un terme intégral. L'idée principale est d'intégrer l'erreur dès le début et d'ajouter cette erreur à la consigne jusqu'à ce quelle devienne nulle. Lorsque cette erreur est nulle, le terme intégral se stabilise et compense parfaitement l'erreur entre la grandeur de référence et la grandeur mesurée. En revanche, plus le gain K_i est grand plus le système oscille et plus le dépassement est grand [Nao-2011].

I.5.2. Fondement sur la commande par linéarisation entrée-sortie

I.5.2.1. Introduction

Un système est non-linéaire s'il ne vérifie pas le principe de superposition. Les conditions de proportionnalité et d'additivité ne s'appliquent plus aux systèmes non-linéaires [Kok-2001]. Lors de l'étude des systèmes non linéaires on se heurte à plusieurs difficultés :

- L'analyse par des fonctions de transferts est impossible.
- La notion des pôles disparaît.
- Un système non-linéaire possède en général plusieurs points d'équilibre et l'étude de leur stabilité est plus complexe que dans le cas linéaire [Slo-1991].

La linéarisation des systèmes non-linéaire permet d'appliquer une commande linéaire à un système non linéaire, une méthode utilisée est la linéarisation au sens entrée-sortie [Saf-2002], ce type de

commande a fait son apparition dans les années 1980 avec les travaux de *Isidori* et les apports bénéfiques de la géométrie différentielle. Un grand nombre de systèmes non-linéaires peuvent être partiellement ou complètement transformés en systèmes possédant un comportement entrée-sortie ou entrée-état linéaire à travers le choix approprié d'une loi de commande par retour d'état non-linéaire endogène [*Lal-2011*]. Lorsque les dynamiques des zéros sont stables, il est possible de transformer le système non-linéaire en une chaîne d'intégrateurs, après linéarisation les techniques classiques des systèmes linéaires peuvent être appliquées [*Leb-2014*].

Cette approche a souvent été employée pour résoudre des problèmes pratiques de commande, mais cette technique impose que le vecteur d'état soit mesuré et demande un modèle précis du procédé à commander. De plus les propriétés de robustesse ne sont pas garanties face aux incertitudes paramétriques du modèle [*Kha-3*].

I. 5.2.2. Outils mathématiques

Dans cette partie, nous présentons quelques outils mathématiques nécessaires pour assimiler la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties [*Fra-2010*] :

- *Champ de vecteurs*

Un champ de vecteurs sur \mathbb{R}^n est une fonction dérivable :

$$f: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n : f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ \vdots \\ f_n(x) \end{bmatrix} \quad (\text{I.65})$$

- *Gradient*

On définit le gradient d'une fonction scalaire $h(x)$ par rapport au vecteur x , par le vecteur de ligne suivant :

$$\nabla h(x) = \left[\frac{\partial h}{\partial x_1} \quad \frac{\partial h}{\partial x_2} \quad \dots \quad \frac{\partial h}{\partial x_n} \right] \quad (\text{I.66})$$

- *Dérivée de Lie*

Soient h une fonction $h: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$, et f un champ de vecteurs $f: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$

La dérivée de *Lie* de la fonction $h(x)$ le long du champ d'un champ de vecteurs $f(x)$ est définie par [*Fra-2010*] :

$$L_f \mathbf{h}(x) = \nabla \mathbf{h} \mathbf{f} = \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial x} \mathbf{f} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial x_1} & \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial x_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ \vdots \\ f_n(x) \end{bmatrix} \quad (\text{I.67})$$

$$= \sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial x_i}$$

Avec [Hun-1986]:

$$L_f^i \mathbf{h} = L_f(L_f^{i-1} \mathbf{h})$$

$$L_f^1 \mathbf{h} = L_f \mathbf{h}$$

$$L_f^0 \mathbf{h} = \mathbf{h}$$

I. 5.2.3. Principe de commande

Le concept de linéarisation par retour d'état est de chercher à trouver une relation linéaire entre la sortie et une nouvelle entrée, en effectuant un bon choix de la loi linéarisante. La conception de la commande est basée sur la linéarisation par retour d'état comprend trois étapes [Fan-2003], [Slo-1991]:

- ✓ Différencier la sortie y jusqu' à l'apparition de l'entrée u .
- ✓ Choisir l'entrée u pour éliminer la non-linéarité et assurer la convergence de poursuite.
- ✓ Étudier la stabilité de la dynamique interne.

I. 5.2.4. Commande par retour d'état linéarisant des systèmes mono-entrée mono-sortie (SISO)

On considère le système mono-entrée mono-sortie suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \mathbf{f}(x) + \mathbf{g}(x)u \\ y &= \mathbf{h}(x) \end{aligned} \quad (\text{I.68})$$

Où $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$: vecteur d'état.

u :Entrée du système.

y :Sortie du système.

$\mathbf{h}(x)$:Fonction analytique de x .

\mathbf{f}, \mathbf{g} : Champs de vecteurs supposés infiniment différentiables.

En dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression suivante :

$$\begin{aligned}\dot{y} &= \frac{\partial \mathbf{h}(x)}{\partial x} \left(\frac{\partial x}{\partial t} \right) = \frac{\partial \mathbf{h}(x)}{\partial x} (\mathbf{f}(x) + \mathbf{g}(x)\mathbf{u}) \\ &= \mathbf{L}_f \mathbf{h}(x) + \mathbf{L}_g \mathbf{h}(x)\mathbf{u}\end{aligned}\tag{I.69}$$

Si $\mathbf{L}_g \mathbf{h}(x) \neq \mathbf{0}, \forall x \in \mathbb{R}^n$ on montre que la commande est donnée par :

$$\mathbf{u} = \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{L}_g \mathbf{h}(x)} (-\mathbf{L}_f \mathbf{h}(x) + \dot{y})\tag{I.70}$$

Cette commande conduit à un système linéaire représentant un simple intégrateur

$$\dot{y} = v\tag{I.71}$$

On continue la dérivation pour obtenir :

$$y^i = \mathbf{L}_f^i \mathbf{h}(x) + \mathbf{L}_g \mathbf{L}_f^{i-1} \mathbf{h}(x)\mathbf{u} \quad i = 1, 2, \dots\tag{I.72}$$

$$\text{Où } \mathbf{L}_g \mathbf{L}_f^{i-1} \mathbf{h}(x) \neq \mathbf{0}$$

La méthode consiste donc à déterminer le degré de dérivation r à partir duquel un coefficient multiplicateur de la commande $\mathbf{L}_g \mathbf{L}_f^{r-1} \mathbf{h}(x)$ n'est pas nul. On montre que si nous avons [Kad-2000] :

$$y^r = \mathbf{L}_f^r \mathbf{h}(x) + \mathbf{L}_g \mathbf{L}_f^{r-1} \mathbf{h}(x)\mathbf{u}\tag{I.73}$$

La commande est donnée par :

$$\mathbf{u} = \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{L}_g \mathbf{L}_f^{r-1} \mathbf{h}(x)} (-\mathbf{L}_f^r \mathbf{h}(x) + v)\tag{I.74}$$

Le système équivalent devient linéaire et découplé de la forme [Hun-2007]:

$$y^r = v\tag{I.75}$$

Pour un système commandable, on a toujours $r \leq n$.

L'équation (I.75) présente une chaîne des r intégrateurs en cascade (Fig. I.29).

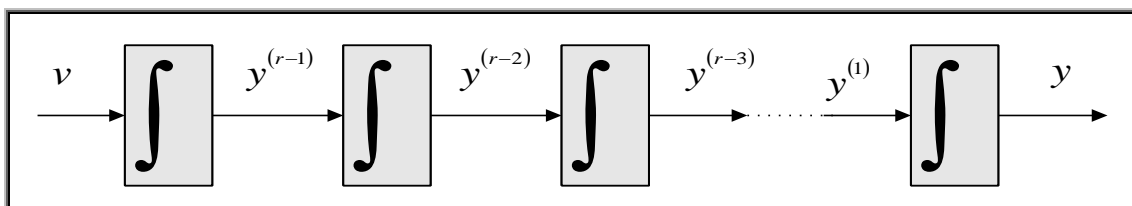


Fig. I.29. Dynamique du système linéarisé (SISO).

Le vecteur v est conçu selon les objectifs de la commande, il doit satisfaire :

$$v = y^{*(r)} + k_{r-1}(y^{*(r-1)} - y^{(r-1)}) + \dots + k_1(y^* - y) \quad (\text{I.76})$$

Où les éléments $y^*, y^{*(1)}, \dots, y^{*(r)}$ définissent les trajectoires de référence imposées pour la sortie. si les k_i sont choisis de façon à ce que le polynôme d'Hurwitz : $p^r + k_{r-1}p^{r-1} + \dots + k_2p + k_1$ possède des racines avec parties réelles négatives, alors on peut montrer que l'erreur :

$$e(t) = y^*(t) - y(t) \text{ Satisfait } \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0 \quad (\text{I.77})$$

Le système linéarisé en boucle fermée est donné par la figure I.30.

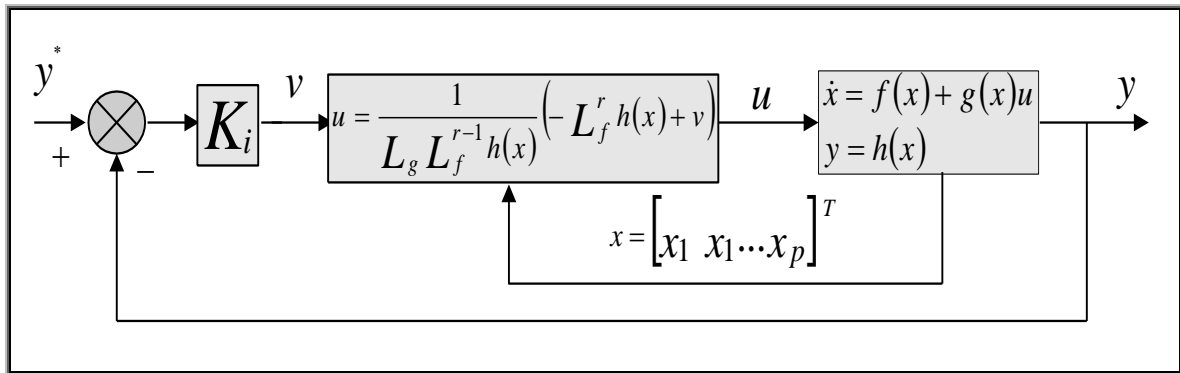


Fig. I.30. Schéma bloc du système linéarisé (SISO) en boucle fermée.

I. 5.2.5. Commande par la technique de linéarisation au sens des multi-entrées multi-sorties (MIMO)

On considère le système de p-entrées et de p-sorties a pour forme :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x)u_i \\ y_i &= h_i(x), i = 1, 2, \dots, p \end{aligned} \quad (\text{I.78})$$

Où $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état.

$u = [u_1, u_2, \dots, u_p]^T \in \mathbb{R}^p$. est le vecteur de commande.

$y = [y_1, y_2, \dots, y_p]^T \in \mathbb{R}^p$ Représente le vecteur des sorties.

f, g_i Sont les champs de vecteurs lisses et h_i est une fonction scalaire.

Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression suivante :

$$\mathbf{y}_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} \mathbf{h}_j(\mathbf{x}) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} \left(L_f^{r_j-1} \mathbf{h}_j(\mathbf{x}) \right) \mathbf{u}_i, \quad j = 1, 2, \dots, p \quad (\text{I.79})$$

Où $L_f^i \mathbf{h}_j$ et $L_{g_i}^i \mathbf{h}_j$ sont les $i^{\text{ème}}$ dérivées de Lie de \mathbf{h}_j respectivement dans la direction de f et g .

r_j : est le nombre de dérivées nécessaires pour qu'au moins une des entrées apparaisse dans l'expression (I.79) (degré relatif correspondant à la sortie \mathbf{y}_j). Le degré relatif total r est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus à l'aide de l'équation (I.78), et doit être inférieur ou égal à l'ordre du système : $r = \sum_{j=0}^p r_j \leq n$. Dans le cas où le degré relatif total est égal à l'ordre du système, on est en présence d'une linéarisation au sens des entrées-états. Si par contre le degré relatif total est strictement inférieur à l'ordre du système, la linéarisation est dite linéarisation au sens des entrées-sorties. Pour trouver l'expression de la loi linéarisante \mathbf{u} qui permet de rendre linéaire la relation entre l'entrée et la sortie, on réécrit l'expression (I.78) sous la forme matricielle

$$\left[\mathbf{y}_1^{r_1} \dots \mathbf{y}_p^{r_p} \right]^T = \boldsymbol{\zeta}(\mathbf{x}) + \mathbf{D}(\mathbf{x})\mathbf{u} \quad (\text{I.80})$$

$$\text{Où } \boldsymbol{\zeta}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ L_f^{r_p} \mathbf{h}_p(\mathbf{x}) \end{bmatrix}$$

$\mathbf{D}(\mathbf{x})$: est appelée matrice de découplage du système est définie par :

$$\mathbf{D}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} \mathbf{h}_p(\mathbf{x}) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} \mathbf{h}_p(\mathbf{x}) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} \mathbf{h}_p(\mathbf{x}) \end{bmatrix}$$

Si on suppose que $\mathbf{D}(\mathbf{x})$ n'est pas singulière ($\mathbf{D}^{-1}(\mathbf{x})$ existe), on définit la loi de commande linéarisante par la relation suivante :

$$\mathbf{u} = \mathbf{D}^{-1}(\mathbf{x})(-\boldsymbol{\zeta}(\mathbf{x}) + \mathbf{v}) \quad (\text{I.81})$$

En remplaçant (I.80) dans (I.78), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme :

$$\mathbf{y}_i^{r_j} = \mathbf{v}_i \quad (\text{I.82})$$

Ou plus explicitement :

$$[y_1^{r_1} \ y_1^{r_2} \ \dots \ y_p^{r_p}]^T = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_p]^T \quad (\text{I.83})$$

On peut choisir le vecteur de commande :

$$v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1^{*r_1} + k_{r_1-1}(y_1^{*r_1-1} - y_1^{r_1-1}) + \dots + k_1(y_1^{*1} - y_1^1) \\ y_2^{*r_2} + k_{r_2-1}(y_2^{*r_2-1} - y_2^{r_2-1}) + \dots + k_1(y_2^{*1} - y_2^1) \\ \vdots \\ y_p^{*r_p} + k_{r_p-1}(y_p^{*r_p-1} - y_p^{r_p-1}) + \dots + k_1(y_p^{*1} - y_p^1) \end{bmatrix} \quad (\text{I.84})$$

Avec les vecteurs $\{y_j^*, y_j^{*(1)}, \dots, y_j^{*(r_j-1)}\}$ sont les références imposées pour les différentes sorties. Le choix de k_i est de façon que le polynôme : $p^{r_j} + k_{r_j-1}p^{r_j} + \dots + k_2p + k_1$, soit un polynôme d'*Hurwitz*, alors les erreurs pour toutes les sorties convergent vers zéro, la figure I.31, représente le système linéaire en boucle fermée [Sh-2012].

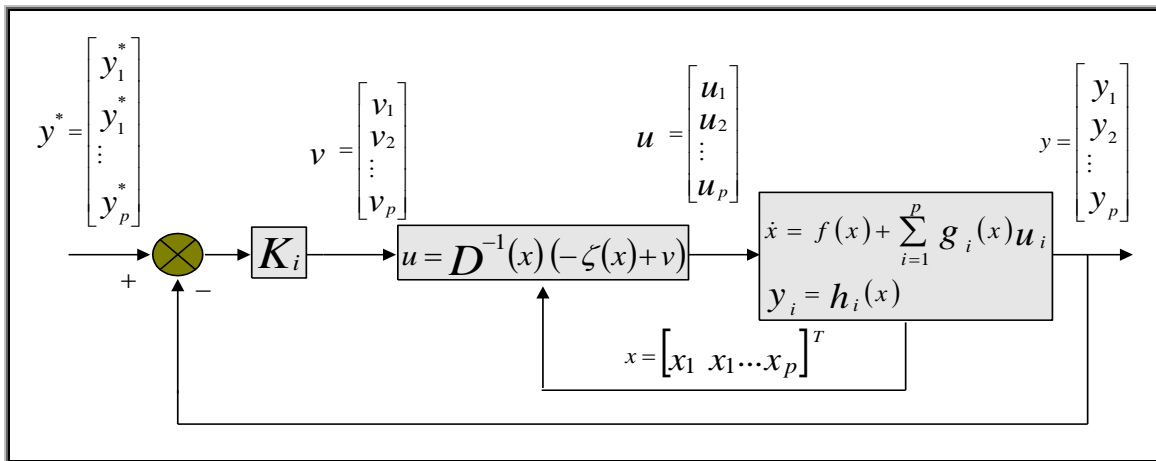


Fig. I.31. Schéma bloc du système linéarisé (MIMO) en boucle fermée.

1.5.3. Fondement sur la commande par mode de glissement

1.5.3.1. Introduction

La commande par modes glissants est un type de lois de commande robuste simple à calculer et à mettre en œuvre, même pour des systèmes non linéaires, elle est apparue en Union soviétique pendant les années soixante à partir des travaux sur les commandes à structure variable (CSV), c.à.d. des commandes commutant entre plusieurs lois de commande différentes (en général linéaires) en fonction de certains critères. [Büh-1991], Les commandes à structure variable sont réputées pour être des commandes robustes vis à vis des variations paramétriques et peu gourmandes en temps de calcul [Vid-2004].

La commande à structure variable a donc pris beaucoup d'importance en électronique de puissance tant du point de vue pratique que théorique, son intérêt tient au fait que sous certaines conditions, l'utilisation d'une commande discontinue force l'état du système à rejoindre une surface préétablie, image de références poursuivies, et une fois à l'intérieur, à glisser sur cette dernière, d'où le terme " modes glissants " une fois que le système évolue sur cette surface, il devient invariant vis-à-vis des variations paramétriques et/ou perturbations externe [Bre-2010].

Malgré ses qualités, l'utilisation de la commande à structure variables en électrotechnique s'est vue limitée aux applications en faibles puissance, en raison, principalement de la technologie existante en matière d'interrupteurs. Ce n'est qu'à partir de la fin des années quatre-vingt, avec l'apparition en électronique de puissance d'interrupteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture, capable de commuter des puissances importantes à des fréquences élevées, que cette technique devient un pôle d'intérêt pour l'ingénieur électrotechnicien [Ben-1990]. Ce chapitre présente un rappel théorique de la technique de commande par mode de glissement.

1.5.3.2. Généralités sur la commande par modes glissants

Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre l'état du système à atteindre en temps fini une hyper surface donnée pour ensuite y rester [Sin-2009]. Cette hyper surface étant une relation entre les variables d'état du système, elle définit une équation différentielle, et donc détermine totalement la dynamique du système, à condition qu'il reste sur cette surface, l'évolution d'un système soumis à une loi de commande qui le fait rester sur une hyper surface donnée ne dépend donc plus du tout du système lui même ou des perturbations aux quelles il peut être soumis mais uniquement des propriétés de cette hyper surface. [Ben-1990]

La synthèse d'une loi de commande par modes glissants consiste donc à déterminer :

- ✓ Une hyper surface en fonction des objectifs de commande et des propriétés statiques et dynamiques désirées pour le système bouclé.
- ✓ Une loi de commande discontinue de manière à contraindre les trajectoires d'état du système à atteindre cette hyper surface en temps fini puis à y rester en dépit des incertitudes et de perturbations [Utk-1993].

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x, t, u), & \text{avec } x(t_0) &= x_0 \\ y &= h(x)\end{aligned}\tag{I.85}$$

Où $x = [x_1 \dots x_n]^T \in \mathbb{R}^n$ représente l'état du système de dimension n .

$\mathbf{u} = [\mathbf{u}_1 \dots \mathbf{u}_m]^T \in \mathbb{R}^m$ est l'entrée de commande.

I.5.3.3. Synthèse de la surface de glissement

Supposons que l'objectif de commande est d'assurer une poursuite de trajectoire d'un signal de référence $\mathbf{y}_r(t)$ par la sortie $\mathbf{y} \in \mathbb{R}$. Donc faire tendre l'erreur $\mathbf{e} = \mathbf{y} - \mathbf{y}_r$, Vers $\mathbf{0}$.

Définition :

« On dit qu'il existe un régime glissant idéal sur la surface S , s'il existe un temps fini t_s tel que la solution de l'équation (I.85) satisfait $S(\mathbf{x}, t) = \mathbf{0}$ pour $t \geq t_s$. » [Dec-1988].

Une condition nécessaire pour l'établissement d'un régime glissant est que la variable de glissement ait un degré relatif égal à 1 par rapport à la commande \mathbf{u} . (Le degré relatif d'un système est le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie par rapport au temps pour faire apparaître l'entrée de manière explicite) [Bre-2010]. La surface de glissement selon Slotine [Slo-1991] est donnée par:

$$S(\mathbf{x}, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} \mathbf{e} \quad (\text{I.86})$$

λ : Est un constant strictement positif.

Si $n=2$

$$S = \dot{\mathbf{e}} + \lambda \mathbf{e} \quad (\text{I.87})$$

Si $n=3$

$$S = \ddot{\mathbf{e}} + 2\lambda \dot{\mathbf{e}} + \lambda^2 \mathbf{e} \quad (\text{I.88})$$

Une fois la surface de glissement choisie, la seconde étape consiste à choisir une commande stabilisant en zéro le système de l'équation (I.86) en temps, malgré les incertitudes et perturbations.

I.5.3.4. Synthèse de la loi de commande

L'objectif de la loi de commande est de contraindre les trajectoires d'état du système (I.85) à atteindre et ensuite à rester sur la surface de glissement malgré la présence d'incertitudes sur le système. En d'autres termes, la loi de commande doit rendre la surface de glissement localement attractive, ainsi, la loi de commande doit être calculée en vérifiant une condition assurant la stabilité de $S(\mathbf{x}, t) = \mathbf{0}$, une telle condition est appelée condition d'attractivité [Utk-1993].

Chapitre I. État de l'art sur la commande du filtre actif parallèle.

La méthode directe de **Lyapunov** permet de se prononcer quant à la stabilité d'un état d'équilibre sans avoir recours à la résolution de l'équation d'état du système. La fonction de **Lyapunov** est définie par [Slo-1991] :

$$\begin{cases} V(X) > 0, & \forall X \neq 0 \\ \dot{V}(X) < 0, & \forall X \neq 0 \end{cases}$$

Avec : (I.89)

$$\lim_{X \rightarrow 0} V(X) = 0, \text{ et } \lim_{\|X\| \rightarrow \infty} V(X) \rightarrow \infty$$

S'il existe une fonction scalaire $V(X)$ en fonction de variable d'état qui satisfait ces conditions, le système est asymptotiquement stable au point d'origine 0 . Nous choisissons la fonction de **Lyapunov** :

$$V(X) = \frac{1}{2} S^2(X, t) \quad \text{(I.90)}$$

Cette fonction est définie positive de manière évidente, une condition nécessaire et suffisante, appelée condition d'attractivité pour qu'une variable de glissement $S(x, t)$ tend vers 0 est que la dérivée de $V(X)$ soit définie négative

$$\dot{V}(X, t) = S \cdot \dot{S} < 0 \quad \text{(I.91)}$$

Cette inégalité est appelée condition d'attractivité, si cette inégalité est vérifiée, alors la variable de glissement S et sa dérivée \dot{S} sont de signe contraire quelque soit le temps et que 0 et un centre d'attraction pour S . Mais cette inégalité n'est pas suffisante pour assurer une convergence en temps fini vers la surface. Pour assurer une convergence de $S(x, t)$ vers 0 en temps fini, une condition plus forte doit être respectée, dite condition de η -attractivité [Tav-2007].

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \frac{d}{dt} (S^2) &\leq -\eta |S| \\ \Rightarrow S \cdot \dot{S} &\leq -\eta |S| \end{aligned} \quad \text{(I.92)}$$

Où η est une constante strictement positive.

Soit t_{conv} le temps nécessaire pour atteindre la surface $S = 0$

À $t = t_{conv} \Rightarrow S(X, t) = 0$

De l'inégalité (I.92) revient à :

$$\dot{S} \leq -\eta \text{Sign}(S) \quad (\text{I.93})$$

On voit pour quoi ce critère garantit une convergence en temps fini. Par intégration de l'inégalité (I.93):

$$\int_0^{t_{conv}} \dot{S} dt \leq -\eta \text{Sign}(S) \int_0^{t_{conv}} 1 dt \quad (\text{I.94})$$

$$\Rightarrow S(t - t_{conv}) - S(t = 0) \leq -\eta \text{Sign}(S)(t_{conv} - 0) \quad (\text{I.95})$$

$$\Rightarrow t_{conv} \leq \frac{|S(t = 0)|}{\eta} \quad (\text{I.96})$$

Donc $S(X, t)$ atteint 0 en un temps inférieur à $\frac{|S(t=0)|}{\eta}$. Ce critère est tout le temps satisfait si la commande est de type :

$$U = \begin{cases} U^+(X, t), & \text{Si } S(X) > 0 \\ U^-(X, t), & \text{Si } S(X) < 0 \end{cases} \quad (\text{I.97})$$

Le système (I.85), avec la loi de commande (I.97) peut se ramener à l'écriture suivante [Blo-2012] :

$$\dot{X} = f(X, t, U) = \begin{cases} f^+(X, t), & \text{Si } S(X, t) > 0 \\ f^-(X, t), & \text{Si } S(X, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{I.98})$$

Où $f^+(X, t)$ et $f^-(X, t)$ sont des champs complets dans \mathfrak{R}^n la surface $S(X, t)$ divise l'espace en deux parties disjointes $S(X, t) > 0$ et $S(X, t) < 0$, (Fig. I.32, et Fig. I.33).

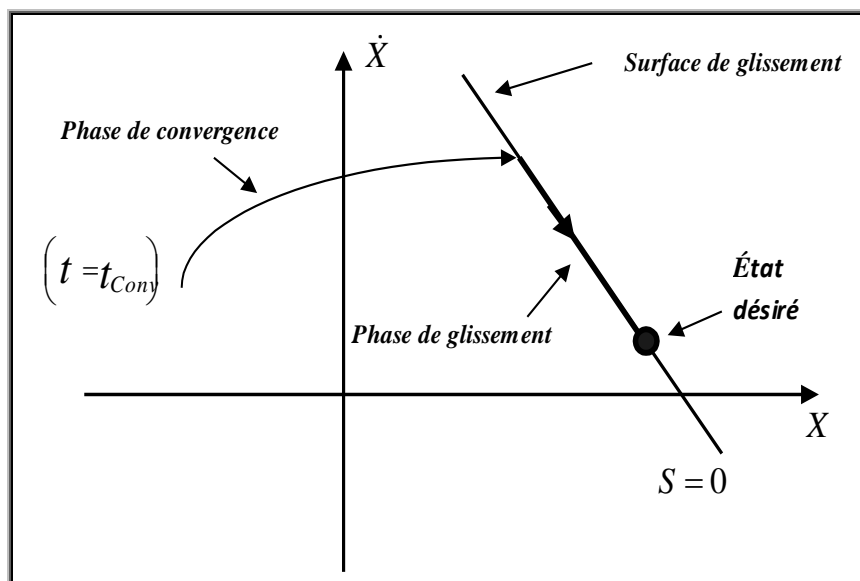


Fig. I.32. Différentes phases de trajectoires d'état dans le plan de phase.

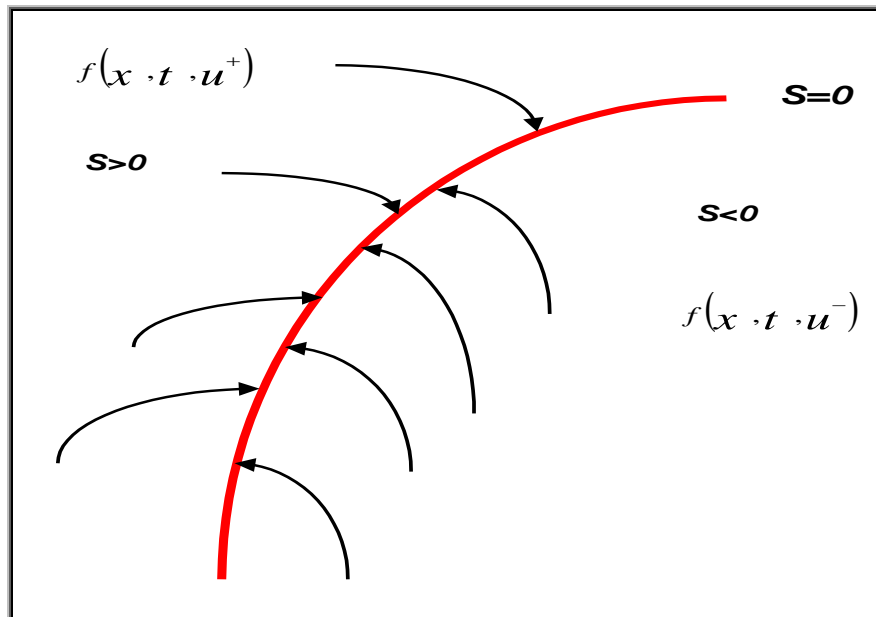


Fig. I.33. La condition de glissement.

I.5.3.4.1. Détermination de la dynamique de glissement

Pour décrire le mouvement de glissement sur la surface $S(x) = 0$, des nombreux travaux existent et s'inscrivent tous dans le cadre de la résolution des équations différentielles à second membre discontinu [Ala-2009], on peut citer : La méthode de **Filippov**, et La méthode de la commande équivalente (La méthode d'**Utkin**) :

I.5.3.4.1.A. La méthode de Filippov

Elle est l'une des premières méthodes qui a montré l'existence et l'unicité de la solution des systèmes dynamiques à second membre discontinu en régime glissant. **Filippov** a défini un champ de vecteurs moyen décrivant la trajectoire d'état en mode de glissement idéal, ce champ de vecteurs moyens est obtenu par la moyenne géométrique ou par une combinaison convexe des champs de vecteurs définie de chaque coté de S , (Fig. I.34) [Bou-1991].

Soit le système non linéaire représenté par l'équation (I.85), avec U une commande non linéaire de type discontinu.

$$U = \begin{cases} U^+(X, t), & \text{Si } S(X) > 0 \\ U^-(X, t), & \text{Si } S(X) < 0 \end{cases} \quad (\text{I.99})$$

Il est montré par **Filippov** que la trajectoire d'état du système (I.85) avec la loi de commande (I.99) en régime glissant ($S(x) = 0$) est donnée par la relation suivante [Bou-1991] :

$$\frac{dX}{dt} = \dot{X} = \alpha f^+ + (1 - \alpha) f^- = f^0 \quad (\text{I.100})$$

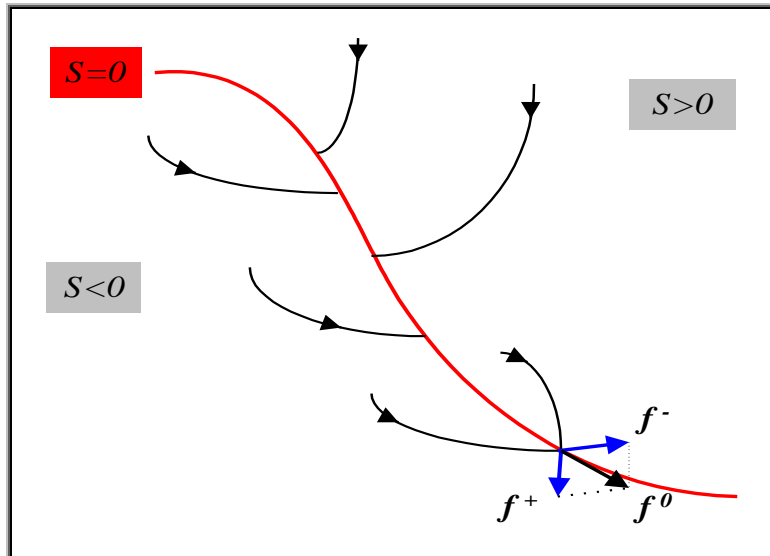


Fig. I.34. Construction du champ de vecteurs moyen f^0 à partir des champs f^+ et f^- .

Avec $0 \leq \alpha \leq 1$.

Et $f^+ = f(X, U^+, t)$, $f^- = f(X, U^-, t)$.

En mode de glissement :

$$\begin{cases} S(X, t) = 0 \\ \frac{dS(X, t)}{dt} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{dX}{dt} + \frac{\partial S}{\partial t} \\ = \frac{\partial S}{\partial X} f^0 + \frac{\partial S}{\partial t} \end{cases} \quad (\text{I.101})$$

En remplaçant f^0 par sa valeur :

$$\frac{dS(X, t)}{dt} = \frac{\partial S}{\partial X} [\alpha f^+ + (1 - \alpha) f^-] + \frac{\partial S}{\partial t} \quad (\text{I.102})$$

$$\Rightarrow \frac{dS(X, t)}{dt} - \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} f^- + \frac{\partial S}{\partial X} (f^+ - f^-) \alpha \quad (\text{I.103})$$

On peut déterminer α :

$$\alpha = \frac{\overbrace{\frac{dS(X,t)}{dt}}^{=0} - \frac{\partial S}{\partial t} - \frac{\partial S}{\partial X} f^-}{-\frac{\partial S}{\partial X} (f^+ - f^-)} \quad (\text{I.104})$$

$$\Rightarrow \alpha = \frac{\frac{\partial S}{\partial X} f^- + \frac{\partial S}{\partial t}}{\frac{\partial S}{\partial X} (f^- - f^+)} \quad (\text{I.105})$$

$$\alpha = \frac{\overrightarrow{\text{grad}} S \cdot \vec{f}^- + \frac{\partial S}{\partial t}}{\overrightarrow{\text{grad}} S \cdot (\vec{f}^- - \vec{f}^+)} \quad (\text{I.106})$$

En utilisant l'expression de α dans l'équation (I.85), on obtient l'équation d'état décrivant le système en régime glissant d'après **Fillipov** :

$$\frac{dX}{dt} = \left[\frac{\overrightarrow{\text{grad}} S \cdot \vec{f}^- + \frac{\partial S}{\partial t}}{\overrightarrow{\text{grad}} S \cdot (\vec{f}^- - \vec{f}^+)} \right] f^+ - \left[\frac{\overrightarrow{\text{grad}} S \cdot \vec{f}^+ + \frac{\partial S}{\partial t}}{\overrightarrow{\text{grad}} S \cdot (\vec{f}^- - \vec{f}^+)} \right] f^- = f^0 \quad (\text{I.107})$$

I.5.3.4.1.B. La méthode d'Utkin: Commande équivalente

Pour un système décrit par l'équation d'état suivante :

$$\frac{dX}{dt} = f(X, y) + g(X, t)U \quad (\text{I.108})$$

En régime de glissement :

$$\begin{cases} S(X, t) = 0 \\ \text{et} \\ \frac{dS(X, t)}{dt} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.109})$$

$$\begin{aligned} \frac{dS(X, t)}{dt} &= \left(\frac{\partial S}{\partial X} \right)^T \frac{dX}{dt} + \frac{\partial S}{\partial t} \\ &= \left(\frac{\partial S}{\partial X} \right)^T [f(X, t)g(X, t)U_{\acute{e}q}] + \frac{\partial S}{\partial t} = 0 \end{aligned} \quad (\text{I.110})$$

On trouve :

$$U_{\acute{e}q} = - \left[\left(\frac{\partial S}{\partial X} \right)^T g(X, t) \right]^{-1} \left[\frac{\partial S}{\partial t} + \left(\frac{\partial S}{\partial X} \right)^T f(X, t) \right] \quad (\text{I.111})$$

Avec la condition :

$$\left[\left(\frac{\partial S}{\partial X} \right)^T g(X, t) \right] \neq \mathbf{0}$$

Cette valeur particulier de U est appelée commande équivalente. **Utkin** a montré que la commande équivalente n'est rien d'autre que la composante basse fréquence de la commande de commutation réellement appliquée au système physique. Elle est interprétée physiquement comme étant une fonction continue représentant la moyenne des commutations successives de U entre U_{max} et U_{min} , (Fig. I.35) [Dec-1988].

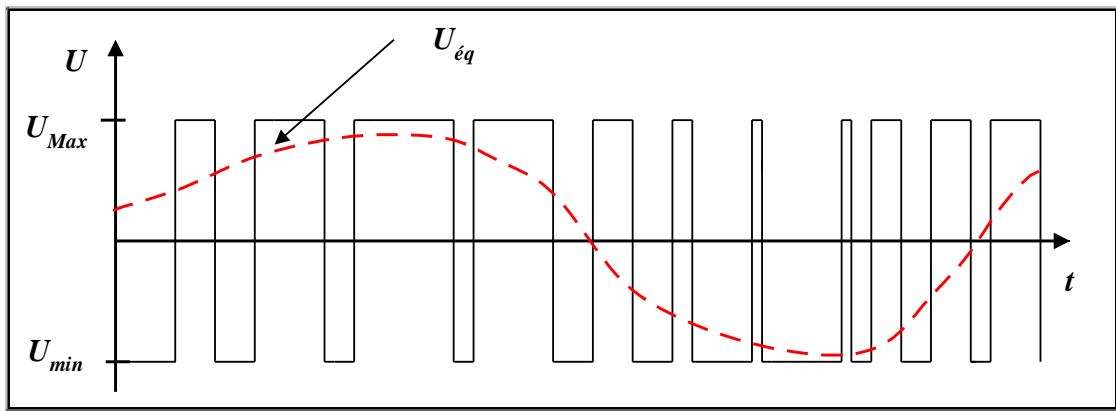


Fig. I.35. Commande équivalente et commande réelle.

La dynamique glissante est obtenue par l'application de cette commande au système de l'équation (I.108) En remplaçant $U_{\acute{e}q}(x, t)$ dans (I.108)

$$\frac{dX}{dt} = f(X, t) + g(X, t)U_{\acute{e}q} \quad (\text{I.112})$$

Et plus explicitement, en remplaçant l'expression $U_{\acute{e}q}(x, t)$ (I.111) dans l'équation (I.108):

$$\frac{dX}{dt} = f(X, t) - g(X, t) \left[\left(\frac{\partial S}{\partial X} \right)^T g(X, t) \right]^{-1} \left[\frac{\partial S}{\partial X} + \left(\frac{\partial S}{\partial X} \right)^T f(X, t) \right] \quad (\text{I.113})$$

$$\frac{dX}{dt} = \left\{ \mathbf{1} - g(X, t) \left[\left(\frac{\partial S}{\partial X} \right)^T g(X, t) \right]^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial X} \right)^T \right\} f(X, t) - g(X, t) \left[\left(\frac{\partial S}{\partial X} \right)^T g(X, t) \right]^{-1} \frac{\partial S}{\partial t} \quad (\text{I.114})$$

Graphiquement le vecteur de la commande équivalente soit tangent à la surface de glissement, (Fig. I.36).

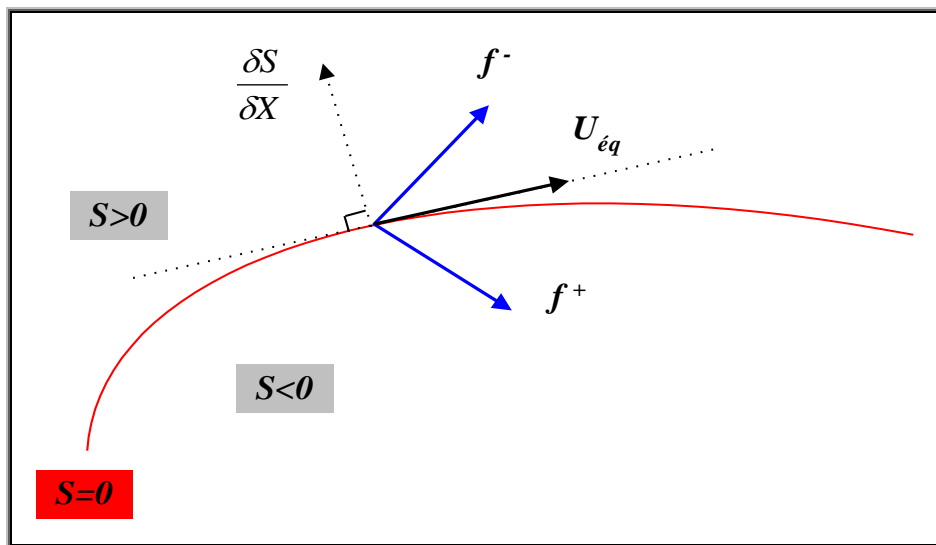


Fig. I.36. Construction de la commande équivalente

On peut vérifier facilement que la dynamique glissante donné par **Utkin (I.114)**, correspond à celle donné par la méthode de **Fillipov (I.107)**.

I.5.3.4.2. Le phénomène du broutement (Chattering)

Durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent entraîner des oscillations haute fréquence de la trajectoire du système autour de la surface de glissement, ce phénomène est appelé broutement (ou chattering en anglais) [**Lee-2007**], (Fig. I.37).

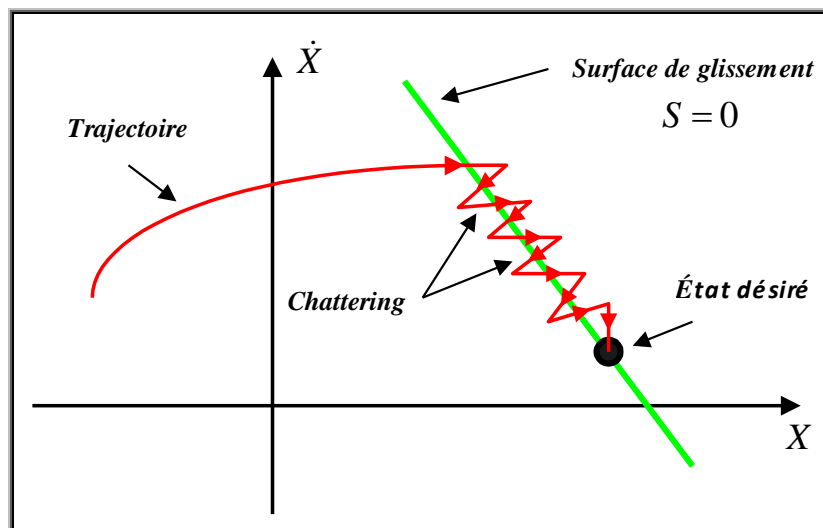


Fig. I.37. Mode de glissement avec phénomène de broutement(chattering).

Les principales raisons à l'origine de ce phénomène sont :

- ▶ Les retards purs en série avec le système en boucle ouverte (retard inhérents au système, échantillonnage,...).

- ▶ Les dynamiques non modélisées des capteurs et observateurs qui retardent le moment où le régulateur doit inverser la commande.
- ▶ Les dynamiques non modélisées des actionneurs et autres dynamiques rapides du système, qui retardent le moment où la commande est suffisamment forte pour rapprocher le système de la surface de glissement.

Tous ces phénomènes ont globalement l'effet de retarder l'application effective de la commande permettant de ramener le système sur la surface de glissement à partir du moment où il l'a quittée [Bre-2010].

Ce phénomène de chattering a pour conséquence :

- ✿ Il peut entraîner une usure prématurée des actionneurs ou de certaines parties du système à cause de trop fortes sollicitation.
- ✿ Cette commande peut provoquer sur les systèmes mécaniques un bruit haut fréquence dommageables à leur structure.
- ✿ Les oscillations engendrées peuvent poser d'autres problèmes : réduction de précision, création d'ondes électromagnétique, instabilité,...

Des nombreuses solutions ont été proposées dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène. On peut citer deux méthodes, la méthode de couche limite (boundary layer), et la méthode d'utilisation d'observateurs [Ahm-2004].

I.5.3.4.2.A. La méthode de la couche limite (boundary layer)

Cette méthode introduit une zone d'implémentation d'épaisseur 2δ et de largeur ε , appelée couche limite, elle consiste à remplacer la fonction (signe) par une approximation contenue dans la loi de commande au voisinage de la surface de glissement, le mode de glissement idéal pourra être obtenue en faisant tendre δ vers zéro, (Fig. I.38, I39, et I40) [Slo-1991], [You-1999].

$$|S(x, t)| \leq \delta, \quad \delta > 0 \quad (\text{I.115})$$

Où δ est l'épaisseur de la couche limite, et ε est son largeur

$$\varepsilon = \frac{\delta}{\lambda^{n-1}}$$

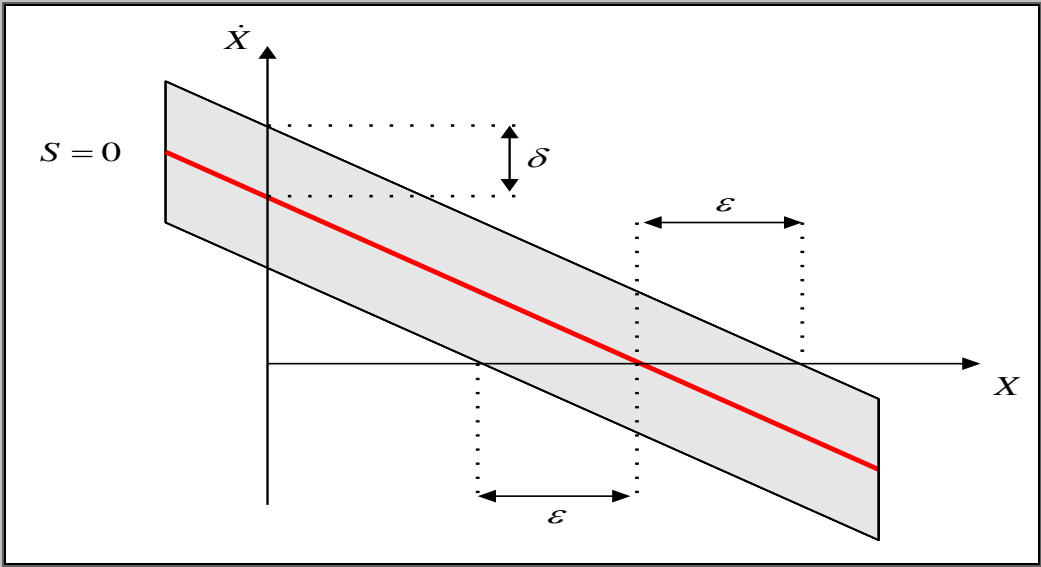


Fig. I.38. La couche limite (The boundary layer), $n=2$.

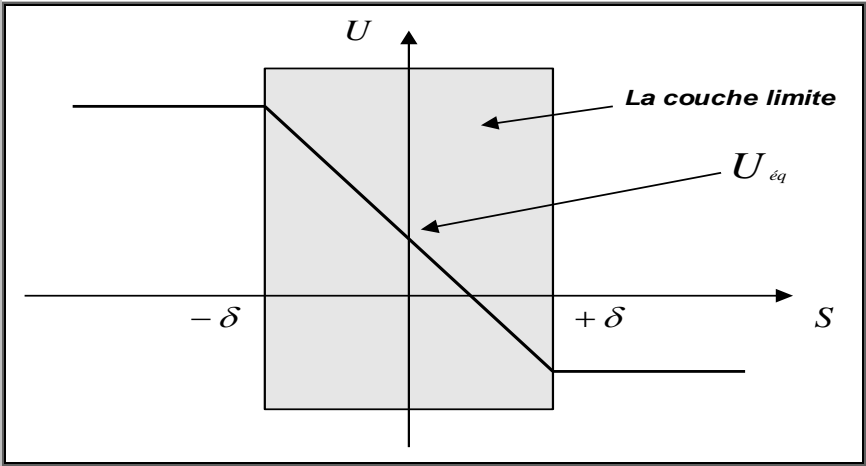


Fig. I.39. Interpolation de la commande dans la couche limite.

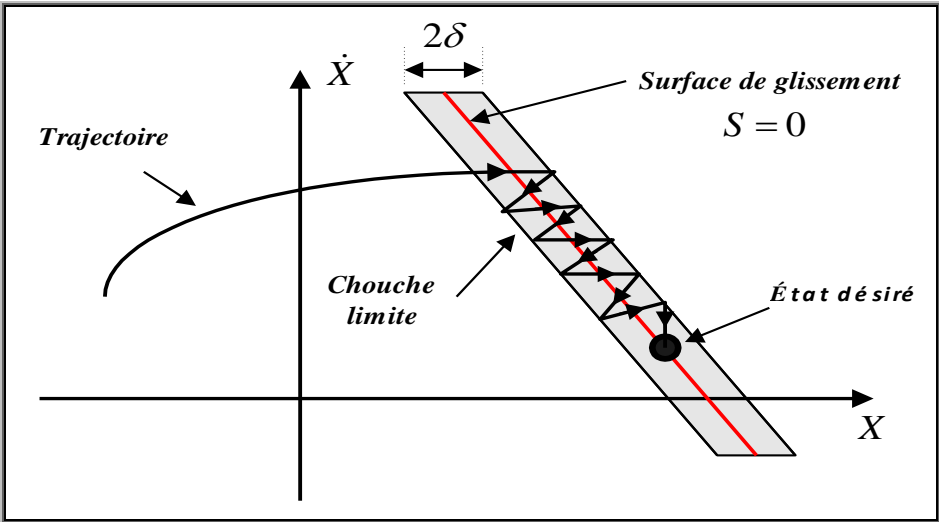


Fig. I.40. La commande sur la couche limite.

Les fonctions les plus utilisées sont :

➤ *La fonction saturation*

La fonction $Sign(S)$ est remplacée par la droite de pente $1/\delta$ à l'intérieur d'une bande de largeur 2δ . Son expression est donnée par :

$$Sat(S, \delta) = f(x) = \begin{cases} Sign(S), & Si |S| > \delta \\ \frac{1}{\delta}S, & Si |S| \leq \delta \end{cases} \quad (I.116)$$

Plus δ est petit, plus l'approximation tend vers la fonction $Sign$, (Fig. I.41).

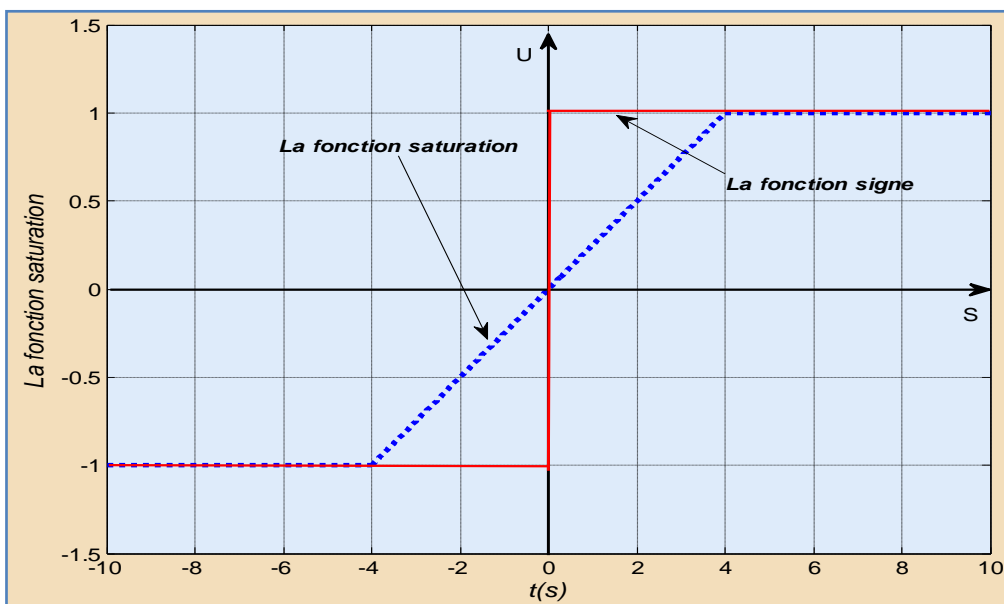


Fig. I.41. La fonction saturation, $\delta = 4$.

➤ *La fonction pseudo-Signe*

Son expression est donnée par (Fig. I.42):

$$v(S, \delta) = \frac{S}{|S| + \delta} \quad (I.117)$$

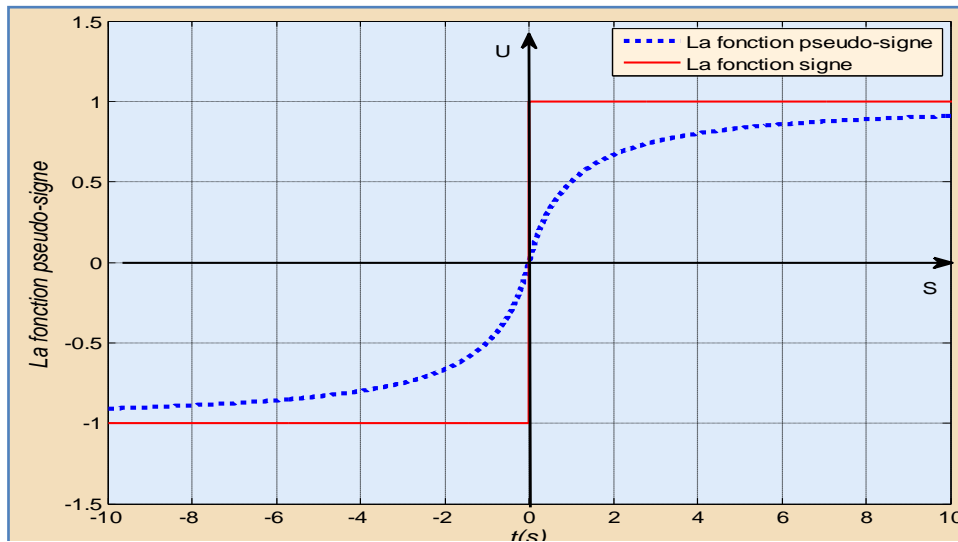


Fig. I.42. La fonction pseudo-signe, $\delta=1$.

➤ *La fonction arc tangente*

Son expression est donnée par (Fig. I.43). :

$$v(S, \delta) = \frac{2}{\pi} \arctan\left(\frac{S}{\delta}\right) \quad (\text{I.118})$$

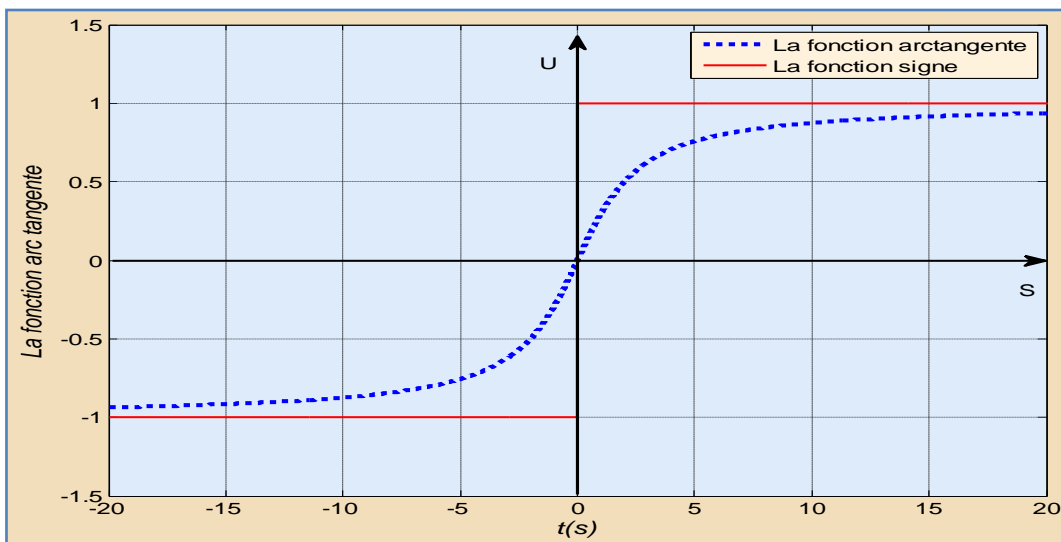


Fig. I.43. La fonction arc tangente, $\delta=2$.

➤ *La fonction tangente hyperbolique*

Son expression est donnée par (Fig. I.44). :

$$v(S, \delta) = \tanh\left(\frac{S}{\delta}\right) \quad (\text{I.119})$$

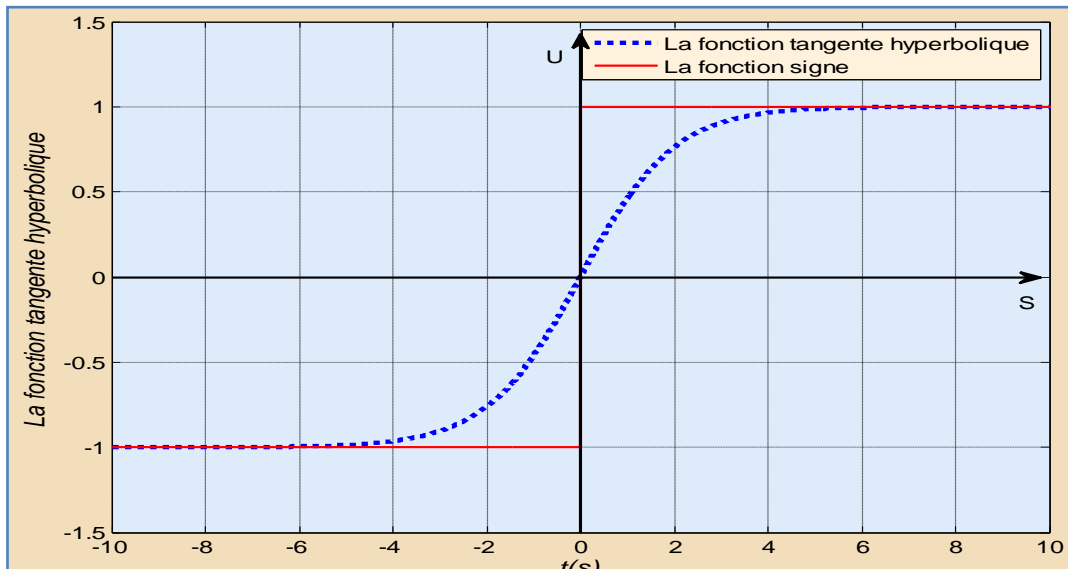


Fig. I.44. La fonction tangente hyperbolique, $\delta=2$.

I.5.3.4.2.B. La méthode d'utilisation d'observateur

L'idée de base consiste à générer un régime glissant dans une boucle auxiliaire contenant l'observateur du système au lieu de le générer dans une boucle contenant le système, (Fig. I.45). Vu que l'observateur est indépendant des dynamiques non modélisées, un mode glissant presque idéal prend place dans la boucle fermée de l'observateur. La boucle principale est poursuivie de la boucle d'observateur. Sous les dynamiques de cet observateur aucun problème de broutement n'apparaît et le système évolue comme si la commande équivalente continue est appliquée [Lee-2007], [Bre-2010].

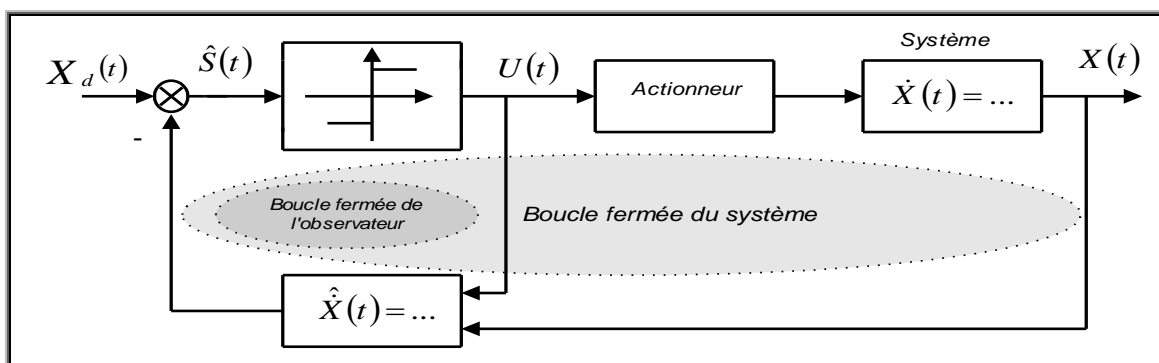


Fig. I.45. La réduction du chattering avec un observateur.

I.5.3.5. Modes glissants d'ordre supérieur

Considérons le même système (I.85), Mais cette fois ci, considérons une autre variable de glissement $S(x, t)$ de degré relatif r , plus nécessairement égal à 1 par rapport à la commande [Kha-2003].

Définition :

« L'ordre du mode glissant, est le nombre de dérivées totale continues de la variable S (incluant l'ordre zéro) au voisinage de la structure de glissement » .

Il est donné par :

$$S = \dot{S} = \ddot{S} = \dots = S^{(r-1)} = 0 \quad (\text{I.120})$$

Dans le cas où le système est de degré relatif 1 par rapport à la fonction S , un algorithme de mode glissant d'ordre deux peut être utilisé [Ime-2013] :

$$\frac{d^2 S(x, t)}{dt^2} = \xi(t, x) + \chi(x, t, U)\dot{U} \quad (\text{I.121})$$

En posant :

$$\begin{aligned} S &= \dot{S}_1 \\ \text{et} \\ \dot{S}_1 &= S_2 \end{aligned} \quad (\text{I.122})$$

Le système auxiliaire de second ordre peut être écrit par :

$$\begin{cases} \frac{dS(x, t)}{dt} = S_1 \\ \frac{dS_1(x, t)}{dt} = \dot{S}_1 = \xi(x, t) + \chi(x, t, U)\dot{U} \end{cases} \quad (\text{I.123})$$

La commande U du système est une fonction bornée :

$$|U| < U_M$$

Il existe une région de linéarité, c'est à dire qu'il existe trois constantes positives S_0 , K_m , et K_M telles que dans un voisinage $|S(x, t)| < S_0$, on ait :

$$0 < K_m \leq \chi(x, t, U) \leq K_M$$

Et à l'intérieur de la région de linéarité il existe une constante C_0 telle que :

$$\|\zeta(x, t)\| < C_0$$

Quelques exemples de commandes par modes glissants d'ordre 2 :

➤ *L'algorithme du Twisting*

Cet algorithme (Fig. I.46) commute son amplitude entre deux valeurs en fonction du quadrant dans lequel se trouve l'état du système. La trajectoire du système dans le plan de phase tourne

autour de l'origine, en s'en rapprochant à la manière d'une spirale. Son expression pour un système de degré relatif **2** est [Rim-2012]:

$$U = \begin{cases} -U_m \text{Sign}(S), & \text{Si } S \cdot \dot{S} \leq 0 \\ -U_M \text{Sign}(S), & \text{Si } S \cdot \dot{S} > 0 \end{cases} \quad (\text{I.124})$$

Avec :

$$U_m > \frac{C_0}{K_m} \text{ et } U_M > 4 \frac{K_M}{S_0}$$

Et

$$K_m U_M - C_0 > K_M U_m + C_0$$

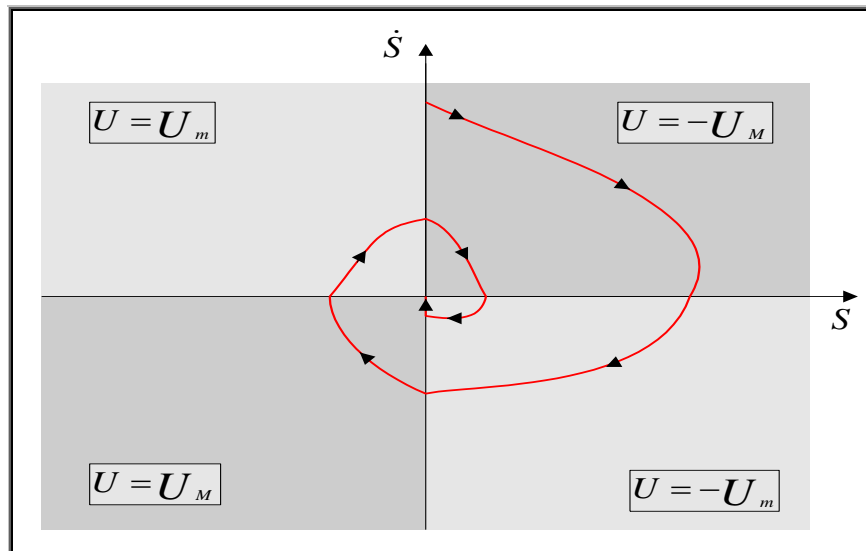


Fig. I.46. L'algorithme de Twisting dans le plan de phase.

➤ **L'algorithme de super twisting**

L'algorithme super-twisting a été introduit par Levant en 1993 [Leb-2014]. Cet algorithme (Fig. I.47) ne s'applique qu'à des systèmes de degré relatif **1** dont la perturbation est **Lipschitz**, son intérêt réside dans la réduction du chattering. Cette commande se décompose en un terme algébrique (non dynamique) et un terme intégral, tel que [Kha-3]:

$$U(t) = U_1(t) + U_2(t) \quad (\text{I.125})$$

Avec :

$$\dot{U}_1(t) = -W \text{Sign}(S) \quad (\text{I.126})$$

Et :

$$U_2 = \psi |S|^\rho \text{Sign}(S) \quad (\text{I.127})$$

Où les constantes W et ψ sont positives et fixées de telle sorte que les conditions suffisantes de convergence en temps fini de l'algorithme de « super-twisting » soient vérifiées

$$\begin{cases} W > \frac{C_0}{U_m}, & \psi^2 \geq \frac{4C_0}{U_m^2} \cdot \frac{U_M(W + C_0)}{U_m(W - C_0)} \\ 0 < \rho \leq 0.5 \end{cases} \quad (\text{I.128})$$

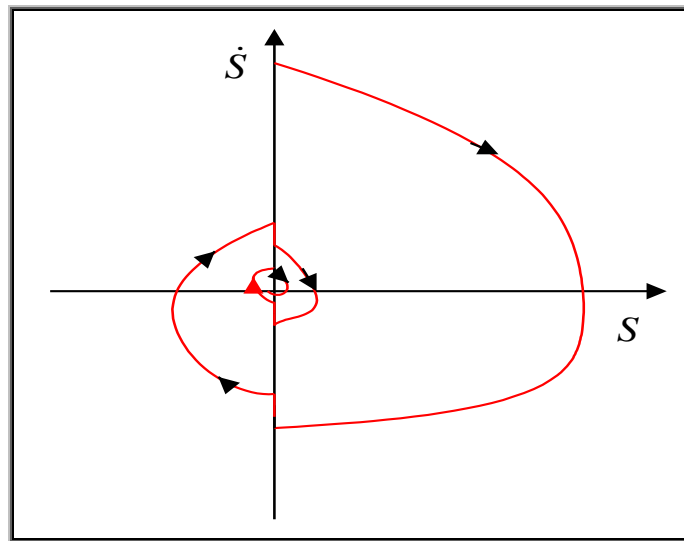


Fig. I.47. Algorithme super Twisting dans le plan de phase.

I.5.4. Fondement sur la commande par backstepping

I.5.4.1. Introduction

La méthode de commande par Backstepping est relativement récente dans la théorie de commande des systèmes non-linéaires, la technique de Backstepping a été développée par **Kanellakopoulos** et *al* (1991) et inspiré par les travaux de **Feurer** et **Morse** (1978) d'une part et **Tsinias** (1989) et **Kokotovii** et **Sussmann**(1989) d'autre part .Il s'agit d'une technique de commande pour les systèmes non-linéaires permettant d'une manière séquentielle et systématique de construire des fonctions de **Lyapunov** stabilisantes [**Kan-1992**], pour que cette technique puisse être appliquée, le système non linéaire doit être sous forme triangulaires (strict feedback systems.), la dérivée de chaque composante du vecteur d'état doit être une fonction des composantes précédentes et dépend additivement de la composante suivante [**Fan-2015**].

I.5.4.2. Principe du backstepping

L'idée de base de la commande par le Backstepping est de rendre les systèmes bouclés équivalents à des sous-systèmes d'ordre un en cascade stable au sens de **Lyapunov**, ce qui leur

confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique. En d'autres termes, c'est une méthode multi-étapes. À chaque étape du processus, une commande virtuelle est ainsi générée pour assurer la convergence du système vers son état d'équilibre. Cela peut être atteint à partir des fonctions de **Lyapunov** qui assurent pas à pas la stabilisation de chaque étape de synthèse. Le Backstepping est applicable au système de type triangulaire inférieur ou appelée aussi boucle de retour stricte c.à.d. la dérivée de chaque composante du vecteur d'état doit être une fonction des composantes précédentes et dépendre additivement de la composante suivante [Abd-2006].

Le calcul de la fonction de **Lyapunov** s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. À chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. À la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation.

On considère le système mono-entrée mono-sortie suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, t) + g(t)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{I.129})$$

Où $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$: vecteur d'état ;

u : La commande ou Entrée du système ;

y : Sortie du système ;

$h(x)$: Fonction analytique de x ;

f, g : Champs de vecteurs supposés infiniment différentiables.

Pour pouvoir écrire le système sous la forme (strict feedback), on applique un changement de variable, le système (I.129) devient :

$$\begin{cases} \dot{\varphi}_1 = \varphi_2 \\ \dot{\varphi}_2 = \varphi_3 \\ \vdots \\ \dot{\varphi}_{i-1} = \varphi_i \\ \vdots \\ \dot{\varphi}_{n-1} = \varphi_n \\ \dot{\varphi}_n = u \\ y = \varphi_1 \end{cases} \quad (\text{I.130})$$

Avec : $\varphi = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n]$ Le nouveau vecteur d'état.

Le but de ce changement de variable est de trouver pour la première équation du système (I.130) une commande appelée virtuelle par l'intermédiaire de la variable φ_2 , celle là est commandée par φ_3 , jusqu'à la dernière équation, le système globale est commandé par la commande u , cette procédure est expliquée étape par étape par la suite [She-2017]:

Étape 1 :

Il faut que le système puisse suivre une trajectoire donnée, cela correspond à faire la conception d'un contrôleur de poursuite, l'erreur entre la sortie y et sa référence y^* est définie par :

$$z_1 = y^* - y = y^* - \varphi_1 \quad (\text{I.131})$$

La dérivée de cette erreur est :

$$\dot{z}_1 = \dot{y}^* - \dot{\varphi}_1 = \dot{y}^* - \varphi_2 \quad (\text{I.132})$$

On choisie la première fonction de *Lyapunov* comme [Del-2018]:

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (\text{I.133})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 (\dot{y}^* - \dot{\varphi}_1) = z_1 (\dot{y}^* - \varphi_2) \quad (\text{I.134})$$

Pour que la première variable converge vers sa référence, il faut que la dérivée de la fonction de *Lyapunov* soit négative, pour cela on choisit [Gha-2015]:

$$(\dot{y}^* - \varphi_2) = -k_1 z_1 \quad (\text{I.135})$$

Où $k_1 > 0$ est un coefficient positif.

À partir de la relation (I.135), on peut trouver :

$$\varphi_2 = \dot{y}^* + k_1 z_1 \quad (\text{I.136})$$

L'équation précédente indique la valeur que doit prendre l'état φ_2 pour que la fonction *Lyapunov* soit stable. Cependant il est impossible d'agir directement sur l'état φ_2 ; la notation φ_2^* sera donc utilisée pour indiquer la valeur souhaitée (de référence) de l'état ; la valeur souhaitée obtenue de l'état est donnée par [Gue-2012]:

$$\varphi_2^* = \dot{y}^* + k_1 z_1 \quad (\text{I.137})$$

Étape 2 :

Il n'est pas possible d'agir directement sur l'état φ_2 , il est donc peu probable que cet état suive exactement son trajectoire, c'est pourquoi un autre terme d'erreur est introduit :

$$z_2 = \varphi_2^* - \varphi_2 = \dot{y}^* + k_1 z_1 - \varphi_2 \quad (\text{I.138})$$

Sa dérivée est alors :

$$\dot{z}_2 = \ddot{y}^* + k_1 \dot{z}_1 - \dot{\varphi}_2 \quad (\text{I.139})$$

À partir de (I.132) et (I.138), on trouve :

$$\dot{z}_1 = \dot{y}^* - \varphi_2 = z_2 - k_1 z_1 \quad (\text{I.140})$$

Remplaçant (I.140) dans (I.139), on trouve :

$$\dot{z}_2 = \ddot{y}^* + k_1(z_2 - k_1 z_1) - \dot{\varphi}_2 \quad (\text{I.141})$$

La fonction de **Lyapunov**, cette fois-ci, est augmentée d'un terme qui vient prendre en considération l'erreur possible sur l'état φ_2 . La nouvelle fonction candidate, est donnée par :

$$V_2 = \frac{1}{2}(z_1^2 + z_2^2) \quad (\text{I.142})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 \\ &= z_1(z_2 - k_1 z_1) + z_2[\ddot{y}^* + k_1 z_2 - k_1^2 z_1 - \dot{\varphi}_2] \\ &= -k_1 z_1^2 + z_2[z_1(1 - k_1^2) + k_1 z_2 - \dot{\varphi}_2 + \ddot{y}^*] \\ &= -k_1 z_1^2 + z_2[z_1 - \dot{\varphi}_2 + \dot{\varphi}_2^*] \end{aligned} \quad (\text{I.143})$$

Pour que le critère de **Lyapunov** soit respecté, il faut que l'expression entre crochets égale à $(-k_2 z_2)$, comme illustre l'équation suivante :

$$z_1(1 - k_1^2) + k_1 z_2 - \dot{\varphi}_2 + \ddot{y}^* = -k_2 z_2 \quad (\text{I.144})$$

D'où on peut choisir la seconde commande virtuelle φ_3 comme :

$$\varphi_3^* = (1 - k_1^2)z_1 + (k_1 + k_2)z_2 + \ddot{y}^* \quad (\text{I.145})$$

Où k_2 est un paramètre de signe positif non nul au même titre que k_1 , cela amènerait la dérivée de la fonction de **Lyapunov** à prendre la forme suivante :

$$\dot{V}_2 = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 \quad (\text{I.146})$$

De cette façon la fonction V_2 respecterait en tous points les critères de *Lyapunov*. La loi de commande choisie assure que la fonction V_2 soit toujours positive et sa dérivée \dot{V}_2 soit toujours négative, la fonction de l'erreur est alors converge vers zéro en tous moments.

Étape i :

On prend :

$$z_i = \varphi_i^* - \varphi_i \quad (\text{I.147})$$

La fonction de *Lyapunov* est définie par :

$$V_i = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^i z_j^2 \quad (\text{I.148})$$

Et nous avons :

$$\dot{z}_{i-1} = z_i - k_{i-1} z_{i-1} - z_{i-2} \quad (\text{I.149})$$

$$\dot{V}_i = - \sum_{j=1}^{i-1} k_j z_j^2 + z_i (z_{i-1} - \dot{\varphi}_i + \dot{\varphi}_i^*) \quad (\text{I.150})$$

La commande virtuelle est donc :

$$\varphi_{i+1}^* = k_i z_i - z_{i-1} + \dot{\varphi}_i^*, \quad \text{avec } k_i > 0 \quad (\text{I.151})$$

Étape n :

L'erreur dans cette étape est définie par

$$z_n = \varphi_n^* - \varphi_n \quad \text{et} \quad V_n = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n z_j^2 \quad (\text{I.152})$$

Nous avons :

$$\dot{z}_{n-1} = z_n - k_{n-1} z_{n-1} - z_{n-2} \quad (\text{I.153})$$

$$\dot{V}_n = - \sum_{j=1}^{n-1} k_j z_j^2 + z_n (z_{n-1} - \dot{\varphi}_n + \dot{\varphi}_n^*) \quad (\text{I.154})$$

La commande virtuelle dans ce cas représente la commande réelle u :

$$\begin{aligned} u &= \dot{\varphi}_n \\ u &= k_n z_n - z_{n-1} + \dot{\varphi}_n^* , \quad \text{avec } k_n > 0 \end{aligned} \tag{I.155}$$

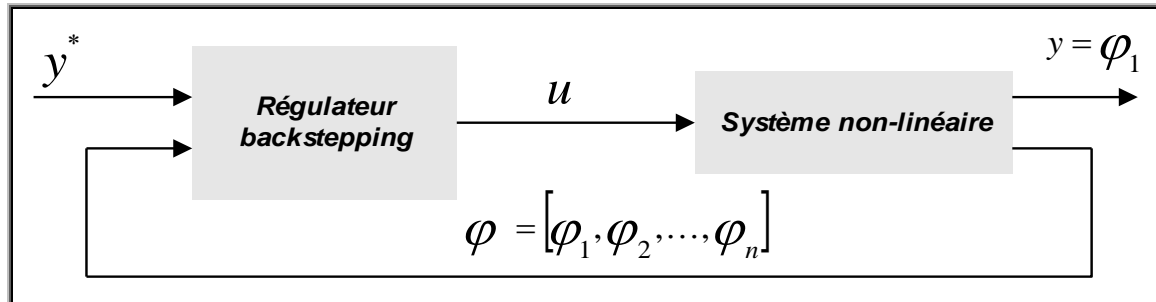


Fig. I.48. Le principe de commande par Backstepping.

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'effet de la charge non linéaire sur la qualité du réseau électrique, afin de résoudre le problème de la qualité d'énergie, nous avons choisi le **FAP** comme une solution de dépollution des réseaux électriques des courants perturbateurs comme le courant harmonique, déséquilibré et réactif.

Afin de réaliser les objectifs de régulation (stabilité, précision, et rapidité) plusieurs régulateurs (*PI*, *linéarisation entrée-sortie*, *mode de glissement*, et *backstepping*) ont été étudiés, une comparaison, en termes de stabilité et de précision entre les régulateurs a été effectuée.

Afin de valider la fonctionnalité des ces techniques de commande du **FAP**, plusieurs simulations réalisées sur **MATLAB/Simulink** ont été effectuées, seront présentées sur les prochains chapitres.

Chapitre II

La commande linéaire du filtre actif parallèle

II.1. Introduction

À l'heure actuelle, les chercheurs continuent toujours à améliorer les méthodes de commande des filtres actifs parallèles à fin d'obtenir des meilleurs résultats, tant du point de vue d'une meilleure extraction des perturbation, amélioration du régime dynamique, diminution du THD..., que de développement des nouvelles stratégies de commande pour une meilleure adaptation et robustesse de ces dernières face aux différents types des charges non linéaires.

Il existe principalement deux stratégies de commande pour supprimer les courants harmoniques du réseau dépendant du courant mesuré [Mag-2007]:

✓ Méthode directe (dite aussi en boucle ouverte)

Cette méthode est basée sur la mesure du courant de la charge polluante, puis de l'extraction des composantes harmoniques de ce courant. La figure II.1 représente le schéma de la stratégie de commande directe. De cette manière, le filtre actif injecte les courants de compensation sans information sur les courants du réseau.

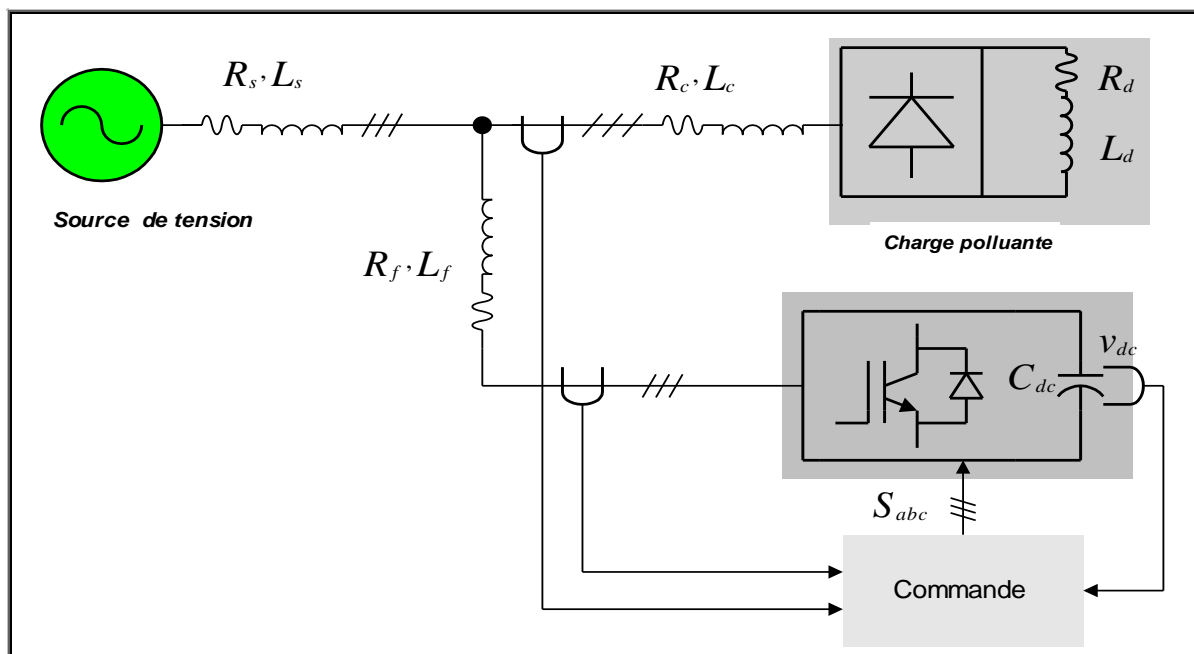


Fig. II.1. Schéma de la commande directe.

✓ Méthode indirecte (dite aussi en boucle fermée)

Cette méthode consiste à mesurer les courants de côté source, et d'imposer la forme sinusoïdale sur ces courants. L'algorithme de cette commande est plus moins compliqué et demande moins de capteurs que celui dans la commande directe. La figure II.2 montre le schéma de la commande indirecte [Sin-2003], [Fei-2012].

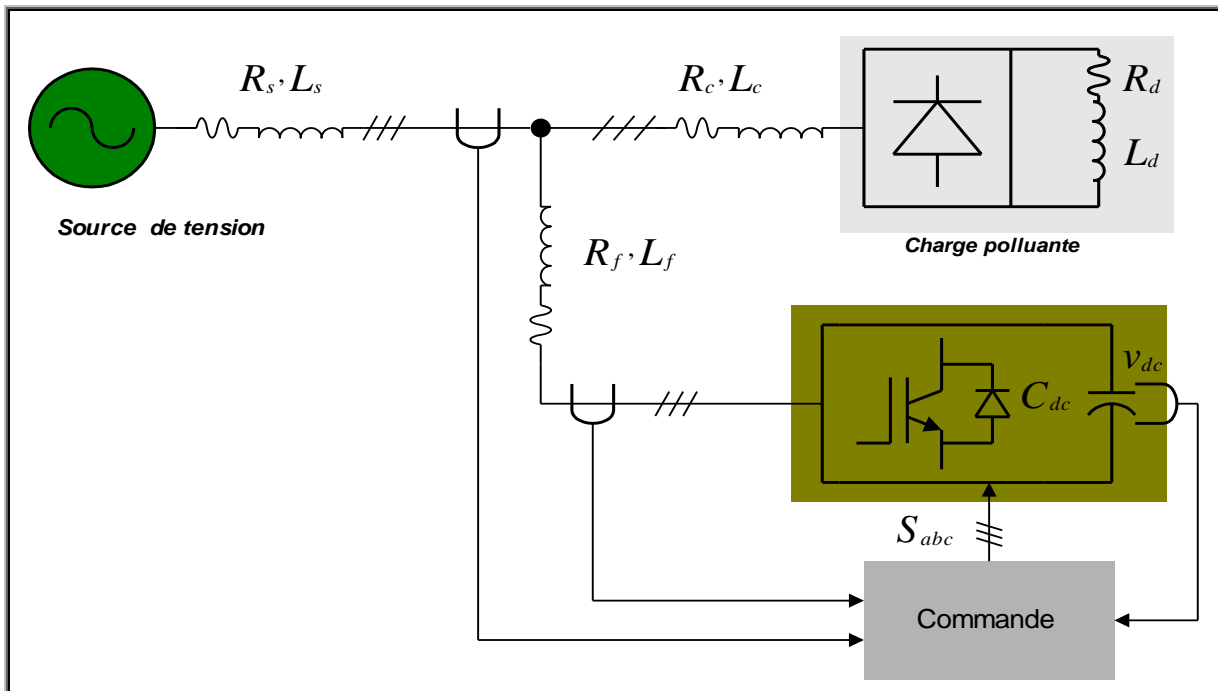


Fig. II.2. Schéma de la commande indirecte.

II.2. Commande indirecte du filtre actif parallèle

Dans la commande indirecte on s'intéresse à la commande des courants du réseau électrique, la grandeur asservie est alors le courant de la source. En négligeant la résistance du filtre de couplage (Fig. II.3).

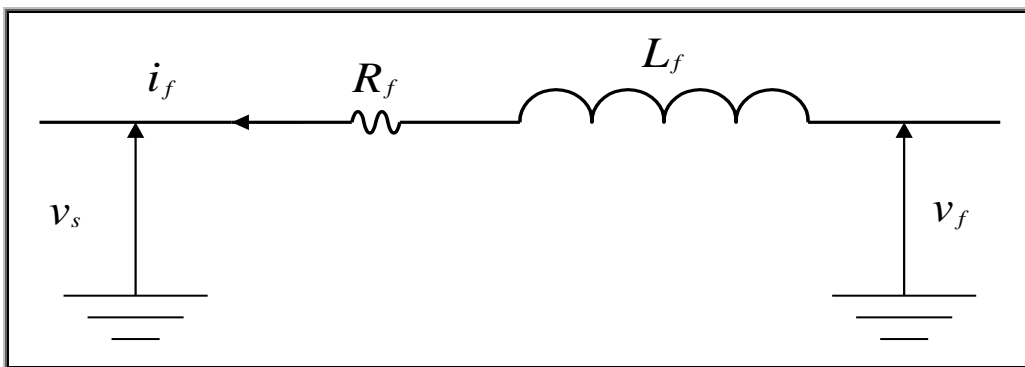


Fig. II.3. Schéma d'interconnexion entre le réseau électrique et l'onduleur de tension.

L'équation reliant la tension que doit fournir l'onduleur à fin de créer les courants de référence et la tension au point de raccordement est donnée par :

$$v_f = v_s + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (\text{II.1})$$

Appliquons la transformation de **Laplace**, nous obtenons :

$$V_f(\mathbf{p}) = V_s(\mathbf{p}) + \mathbf{p}L_f I_f(\mathbf{p}) \quad (\text{II.2})$$

$$I_f(\mathbf{p}) = \frac{V_f(\mathbf{p}) - V_s(\mathbf{p})}{\mathbf{p}L_f} \quad (\text{II.3})$$

Et, on a la relation entre les courants:

$$I_c(\mathbf{p}) = I_s(\mathbf{p}) + I_f(\mathbf{p}) \quad (\text{II.4})$$

$$V_f(\mathbf{p}) = V_s(\mathbf{p}) + \mathbf{p}L_f(I_c(\mathbf{p}) - I_s(\mathbf{p}))$$

On trouve le courant de la source :

$$I_s(\mathbf{p}) = \frac{V_s(\mathbf{p}) - V_f(\mathbf{p})}{\mathbf{p}L_f} + I_c(\mathbf{p}) \quad (\text{II.5})$$

Le courant fondamental de charge \tilde{i}_c déterminé à partir d'un algorithme d'extraction servira de référence pour la régulation des courants de compensation $i_s^* \approx \tilde{i}_c$, cette approximation d'autant plus justifiée lorsque le filtre compense tous les harmoniques de la charge. Le courant absorbé par la charge peut s'exprimer à partir des courants de référence et des courants mesurés comme suit :

$$i_c = \tilde{i}_c + \tilde{i}_c = i_s + i_f \quad (\text{II.6})$$

D'où :

$$i_s^* - i_s = \tilde{i}_c - i_s = -(\tilde{i}_c - i_f) = \text{Erreur} \quad (\text{II.7})$$

Avec :

\tilde{i}_c : Courant fondamental de la charge.

\tilde{i}_c : Courant harmonique de la charge.

D'après l'équation (II.7), le signal d'erreur à l'entrée du régulateur possède la même dynamique quelle que soit la grandeur asservie (i_f ou i_s). Il suffit juste d'inverser la commande pour passer de la commande directe vers la commande indirecte, ou tout simplement d'inverser l'erreur à l'entrée du régulateur.

Il existe plusieurs méthodes pour l'identification des courants de référence de la source électrique, parmi lesquelles on utilise la méthode basée sur les puissances active et réactive instantanées, et la méthode basée sur le régulateur de la tension continue.

II.2.1. Méthode basée sur les puissances active et réactive instantanées

Cette méthode exploite la théorie introduite par **Akagi**, elle permet de compenser à la fois les harmoniques du courant et l'énergie réactive, son principe est expliqué au paragraphe (I.3.2.2.B.1). Les tensions simples estimées au point de raccordement v_{sa}^* , v_{sb}^* , v_{sc}^* et les courants de la charge i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} sont définis dans le repère stationnaire par [Aka-1994]:

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{sa} \\ \hat{v}_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{sa} \\ \hat{v}_{sb} \\ \hat{v}_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

La puissance active est exprimée par :

$$p_c = \hat{v}_{sa} i_{ca} + \hat{v}_{s\beta} i_{c\beta} = \bar{p}_c + \tilde{p}_c \quad (\text{II.10})$$

Avec :

\bar{p}_c : La composante continue de la puissance réelle instantanée.

\tilde{p}_c : La composante alternative de la puissance réelle instantanée.

Et les courants de la charge dans le repère stationnaire sont données par :

$$i_{ca} = \frac{\hat{v}_{sa}}{\hat{v}_{sa}^2 + \hat{v}_{s\beta}^2} p_c = \frac{\hat{v}_{sa}}{\hat{v}_{sa}^2 + \hat{v}_{s\beta}^2} \bar{p}_c + \frac{\hat{v}_{sa}}{\hat{v}_{sa}^2 + \hat{v}_{s\beta}^2} \tilde{p}_c \quad (\text{II.11})$$

$$i_{c\beta} = \frac{\hat{v}_{s\beta}}{\hat{v}_{sa}^2 + \hat{v}_{s\beta}^2} p_c = \frac{\hat{v}_{s\beta}}{\hat{v}_{sa}^2 + \hat{v}_{s\beta}^2} \bar{p}_c + \frac{\hat{v}_{s\beta}}{\hat{v}_{sa}^2 + \hat{v}_{s\beta}^2} \tilde{p}_c \quad (\text{II.12})$$

La puissance de référence coté source est donnée par :

$$p_s^* = \bar{p}_c + p_{dc}^* \quad (\text{II.13})$$

Où, la composante continue de la puissance \bar{p}_c est obtenue en utilisant un filtre passe bas pour filtrer la puissance active instantanée p , et p_{dc}^* est la puissance obtenue à la sortie du régulateur de la tension aux bornes du condensateur. Les courants de référence coté source sont donnés, alors par :

$$i_{s\alpha}^* = \frac{\hat{v}_{s\alpha}}{\hat{v}_{s\beta}^2 + \hat{v}_{s\beta}^2} p_s^* \quad (\text{II.14})$$

$$i_{s\beta}^* = \frac{\hat{v}_{s\beta}}{\hat{v}_{s\beta}^2 + \hat{v}_{s\beta}^2} p_s^* \quad (\text{II.15})$$

Et ils sont donnés dans le repère triphasé par :

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^* \\ i_{sb}^* \\ i_{sc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^* \\ i_{s\beta}^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Le schéma global de cette méthode est présenté par la figure. II.4. :

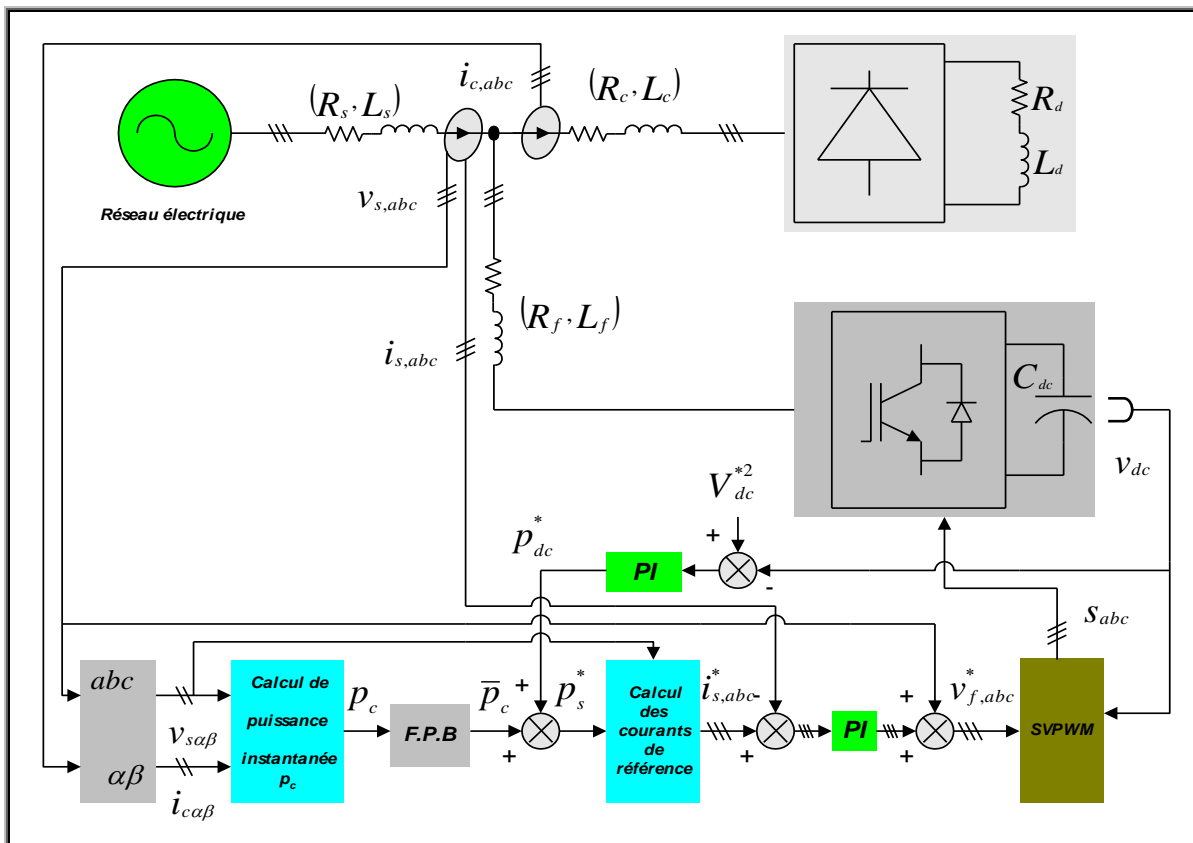


Fig. II.4. Commande indirecte basée sur la méthode des puissances instantanées.

- Régulation de la tension continue v_{dc}

La tension v_{dc} aux bornes du condensateur de stockage, doit être maintenue constante, une régulation de la tension continue est nécessaire, on peut utiliser un régulateur PI, si on néglige les

pertes au niveau de l'onduleur et dans le filtre de sortie, la relation entre la puissance absorbée par le condensateur et la tension à ses bornes peut s'écrire sous la forme suivante [Abd-2008]:

$$p_{dc} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} v_{dc}^2 \right) \quad (\text{II.17})$$

Appliquons-la transformée de **Laplace**, on trouve :

$$P_{dc}(p) = \frac{1}{2} p C_{dc} V_{dc}^2(p) \quad (\text{II.18})$$

La tension aux bornes du condensateur est :

$$V_{dc}^2(p) = \frac{2P_{dc}(p)}{C_{dc} \cdot p} \quad (\text{II.19})$$

La boucle de régulation de la tension continue peut être représentée par la figure II.5.

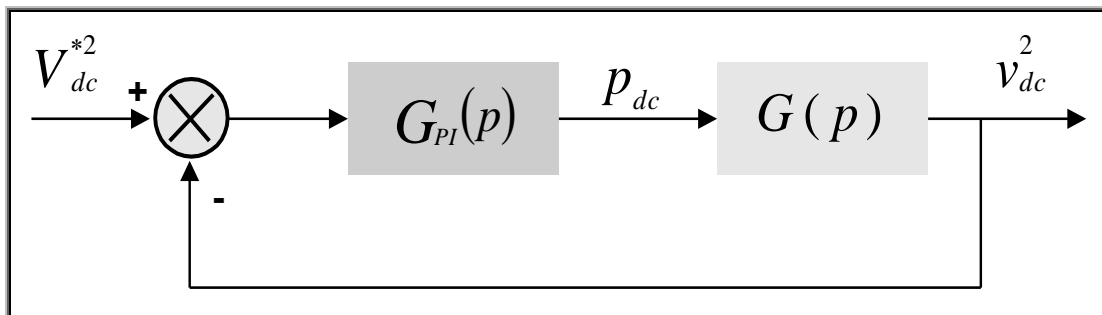


Fig. II.5. Schéma de régulation de la tension du bus continu avec un régulateur PI.

À partir de la figure II.5, la fonction de transfert représentant la régulation en boucle fermée est donnée par :

$$W_f(p) = \frac{G_{PI}(p) G(p)}{1 + G_{PI}(p) G(p)} \quad (\text{II.20})$$

$$\Rightarrow W_f(p) = \frac{\frac{2}{C_{cd}} (k_p p + k_i)}{p^2 + 2 \frac{k_p}{C_{cd}} p + \frac{2k_i}{C_{cd}}} \quad (\text{II.21})$$

Avec :

$$G(p) = \frac{2}{C_{cd} p}$$

Et :

$$G_{PI}(p) = k_p + \frac{k_i}{p}$$

Cette fonction de transfert représente un système de deuxième ordre, donc, en égalisant les deux équations caractéristiques :

$$p^2 + 2\xi\omega_c p + \omega_c^2 = p^2 + 2\frac{k_p}{C_{cd}}p + \frac{2k_i}{C_{cd}} \quad (\text{II.22})$$

$$k_p = \xi(2C_{dc}k_i)^{\frac{1}{2}}, \quad k_i = \frac{1}{2}C_{dc}\omega_c^2, \quad \text{avec } \omega_c = 2\pi f_c \quad (\text{II.23})$$

Afin d'obtenir un bon compromis entre les performances dynamique et statique, nous choisissons une valeur du coefficient d'amortissement ξ comprise entre **0.5** et **.0.707**.

II.2.2. Méthode basée sur la génération des références au moyen du régulateur de tension

Dans cette méthode, la valeur maximale du courant de référence de la source I_{sm} est déterminée par le régulateur de la tension continue. Pour générer les courants de référence de la source il suffit de multiplier cette valeur par les vecteurs unitaires de la tension de source, ces vecteurs unitaires sont générés à l'aide d'un circuit à **PLL**, les courants de source sont alors donnés par :

$$\begin{aligned} i_{sa}^* &= I_{sm} \sin(\theta) \\ i_{sb}^* &= I_{sm} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{sc}^* &= I_{sm} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{II.24})$$

L'entrée de ce régulateur **PI** est l'erreur entre l'énergie stockée dans le condensateur et sa valeur de référence. Sa sortie représente la puissance de référence du réseau triphasé au point commun de connexion, définie par $p_s^* = \frac{3}{2}v_{sm}i_{sm}$. La valeur de référence de la puissance du filtre p_f^* représente la différence entre la puissance de référence de la source et la puissance de charge, en supposant que le filtre est apte de produire sa puissance de référence p_f^* dans chaque période. Cette puissance représente la puissance instantanée délivrée par la source vers le filtre actif, tout en négligeant les pertes dans le filtre et la puissance de l'inductance de découplage. L'intégrale de la puissance du filtre nous donne l'énergie stockée dans le condensateur, la figure **II.6** explique le schéma bloc de régulation de la tension continue [**Cas-1999**].

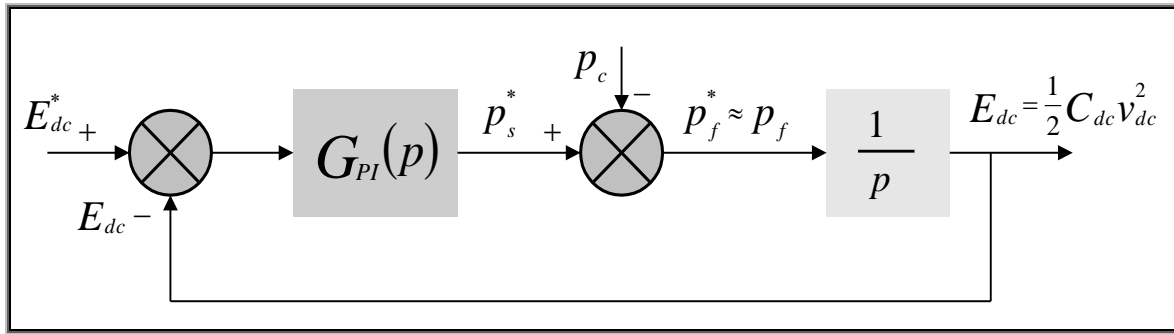


Fig. II.6. Boucle de régulation de la tension du bus continu.

À partir de la figure II.6, on peut définir l'énergie du condensateur comme suit :

$$p_s^* = G_{PI}(p)(E_{dc}^* - E_{dc}) \quad (\text{II.26})$$

$$E_{dc} = (p_s^* - p_c) \frac{1}{p} \quad (\text{II.27})$$

En remplaçant (II.26) dans (II.27), on trouve :

$$E_{dc} = \frac{G_{PI}(p)}{p + G_{PI}(p)} E_{dc}^* - \frac{1}{p + G_{PI}(p)} p_c \quad (\text{II.28})$$

Remplaçant la fonction de transfert du régulateur PI dans l'expression (II.28), on trouve l'expression de l'énergie du condensateur :

$$E_{dc} = \frac{k_p p + k_i}{p^2 + k_p p + k_i} E_{dc}^* - \frac{p}{p^2 + k_p p + k_i} p_c \quad (\text{II.29})$$

Comparons cette expression avec la forme canonique suivante :

$$E_{dc} = \frac{\omega_c^2 \left(1 + \frac{k_p}{k_i} p\right)}{p^2 + 2\xi \omega_c p + \omega_c^2} E_{dc}^* - \frac{p}{p^2 + 2\xi \omega_c p + \omega_c^2} p_c \quad (\text{II.30})$$

On trouve :

$$k_p = 2\xi \omega_c \text{ et } k_i = \omega_c^2$$

Où ξ représente le coefficient d'amortissement, sa valeur optimale pour un bon amortissement est 0.707, on choisit la pulsation de coupure du régulateur $\omega_c = 2\pi f_c$, $f_c = 10\text{Hz}$.

La figure II.7 représente le schéma de cette Méthode :

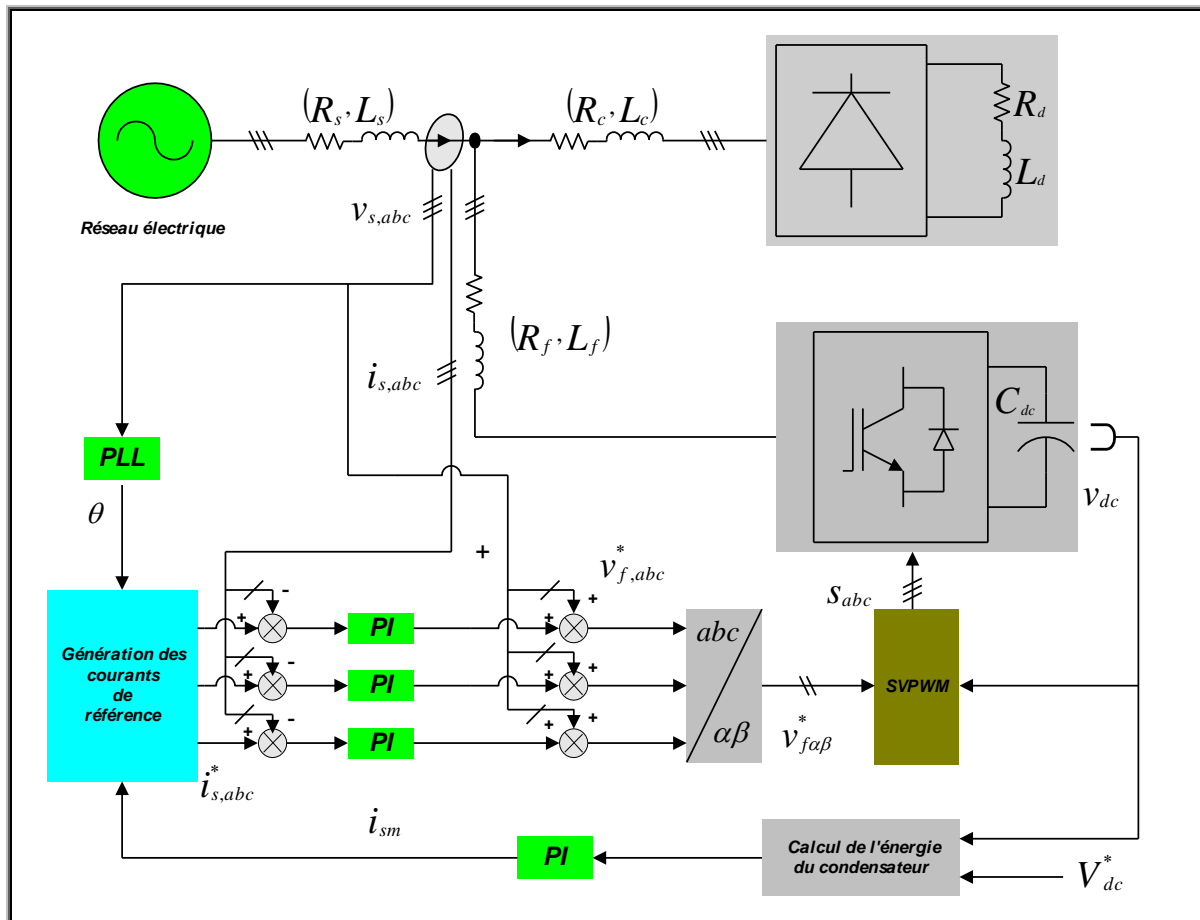


Fig. II.7. Commande indirecte basée sur la méthode de génération des références au moyen du régulateur de tension continue.

II.3. Résultats de simulation

Dans ce paragraphe nous allons présenter les résultats de simulation du système global (Source de tension, charge non linéaire, et le FAP), ces résultats ont été obtenus à l'aide du logiciel **MATLAB/Simulink** en utilisant également la toolbox "Sim power system".

Le système simulé comporte un réseau électrique triphasé à trois fils, sinusoïdale et équilibré, une charge non linéaire triphasé (Pont redresseur triphasé **PD3** alimentant une charge **RL**) et un filtre actif parallèle triphasé à structure tension. Le tableau **II.1** résume les paramètres de simulation du système global.

Tab .II.1. Paramètres de simulation du système globale.

Système	Désignation	Valeurs
Source d'alimentation	La tension efficace	$v_s = 50V$
	La fréquence	$f = 50Hz$
	La résistance interne	$R_s = 0.1\Omega$
	L'inductance interne	$L_s = 0.566mH$
Charge non linéaire	Pont redresseur triphasé (PD3), alimentant une charge (R, L)	$R_{d1} = 11.66\Omega$ $R_{d2} = 21.66\Omega$ $L_d = 1mH$
	La résistance, et l'inductance de filtrage à l'entrée de pont PD3 .	$R_c = 0.01\Omega$ $L_c = 1mH$
Filtre actif de puissance parallèle	Capacité de stockage	$C_{dc} = 1.1mH$
	Inductance couplage	$L_f = 0.566mH$
	Tension de référence	$V_{dc}^* = 140V$
Conditions de simulation	Temps d'échantillonnage	$T_e = 1\mu s$
	Type de pas	<i>Pas fixe</i>
	Méthode de résolution	<i>Euler (ode45)</i>
	Fréquence de commutation de SVPWM	12.5KHz

II.3.1. Étude du comportement du FAP en régime permanent

Initialement le système fonctionne sans **FAP**, la charge non linéaire est alimentée par une tension parfaitement sinusoïdale (**Fig. II.8**), les courants de sources sont identiques à ceux de la charge non linéaire, avec un $THD_i = 27.49\%$, (**Fig. II.9**).

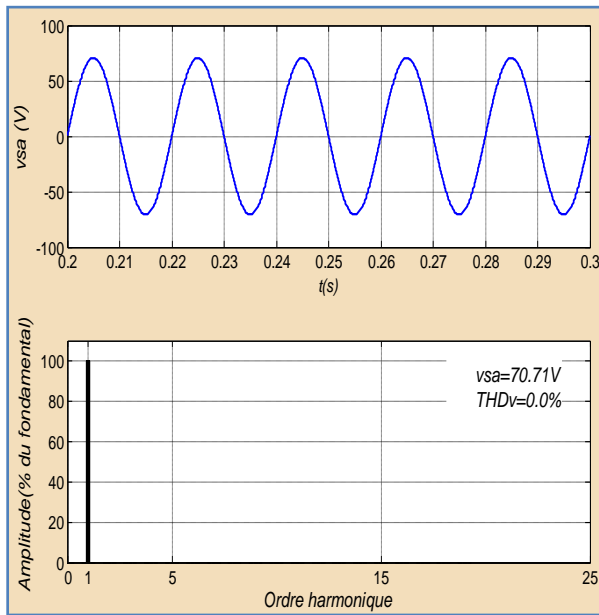


Fig. II.8. La tension de source avec leur spectre harmonique.

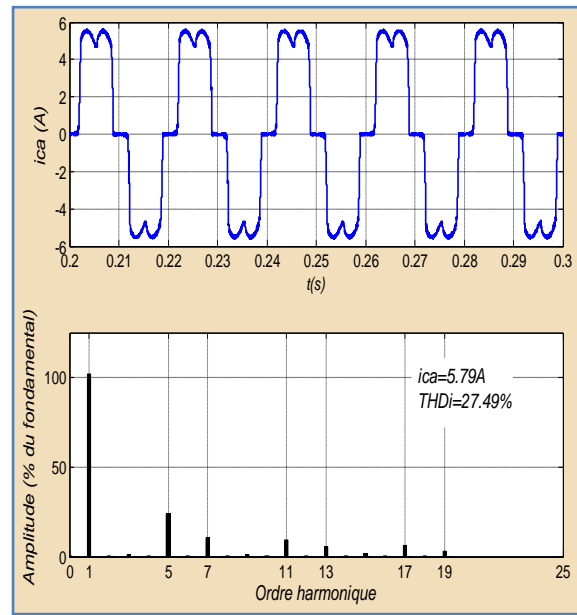


Fig. II.9. Le courant de la charge non linéaire avec leur spectre harmonique.

Le **FAP** est mis en service, en produisant des courants i_f (Fig. II.10) qui rendent les courants de source sinusoïdaux et en phase avec les tensions correspondantes, et le THD_i est amélioré et vaut $THD_i=1.23\%$ (Fig. II.11), d'une part et d'autre part, la valeur de la tension du bus continu tend vers sa tension de référence $V_{dc}^*=140V$ avec une ondulation de $0.6V$ (Fig. II.12).

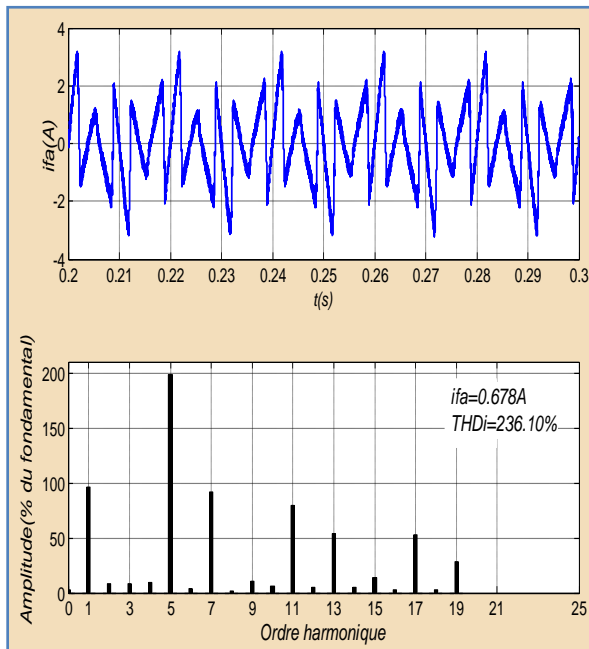


Fig. II.10. Le courant du filtre avec leur spectre.

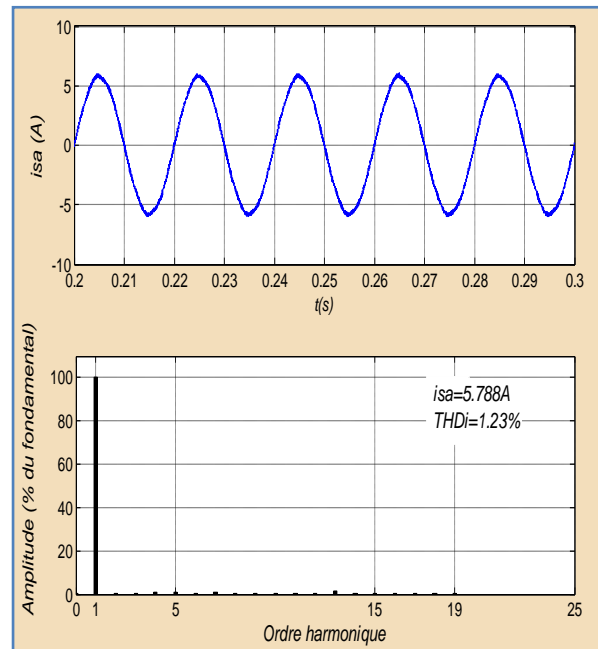


Fig. II.11. Le courant de source avec leur spectre.

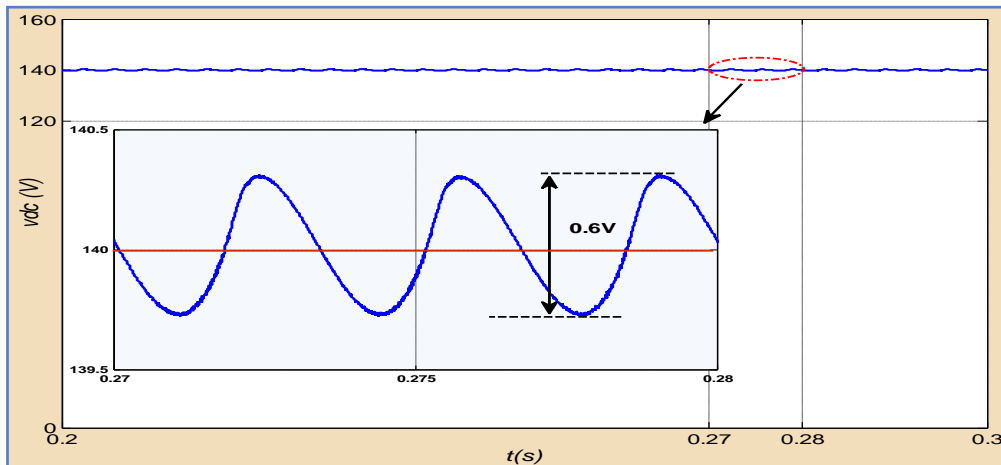


Fig. II.12. La tension du bus continu.

II.3.2. Étude du comportement du FAP en régime transitoire

❖ Fermeture du FAP

La figure II.13, montre qu'à $t = 0.15s$, le FAP est mis en service, en produisant des courants i_f qui arrivent, après un transitoire de $0.03s$, à rendre les courants de source sinusoïdaux et en phase avec les tensions correspondantes, la tension du bus continu tend vers son niveau de potentiel souhaité (tension de référence $V_{dc}^* = 140V$), après un transitoire de $0.03s$, (Fig. II.14, et Fig. II.15). La figure II.16 illustre les allures des puissances instantanées de la source active et réactive, qui oscillaient autour de leurs moyennes, et la compensation de la puissance réactive qui converge vers le zéro.

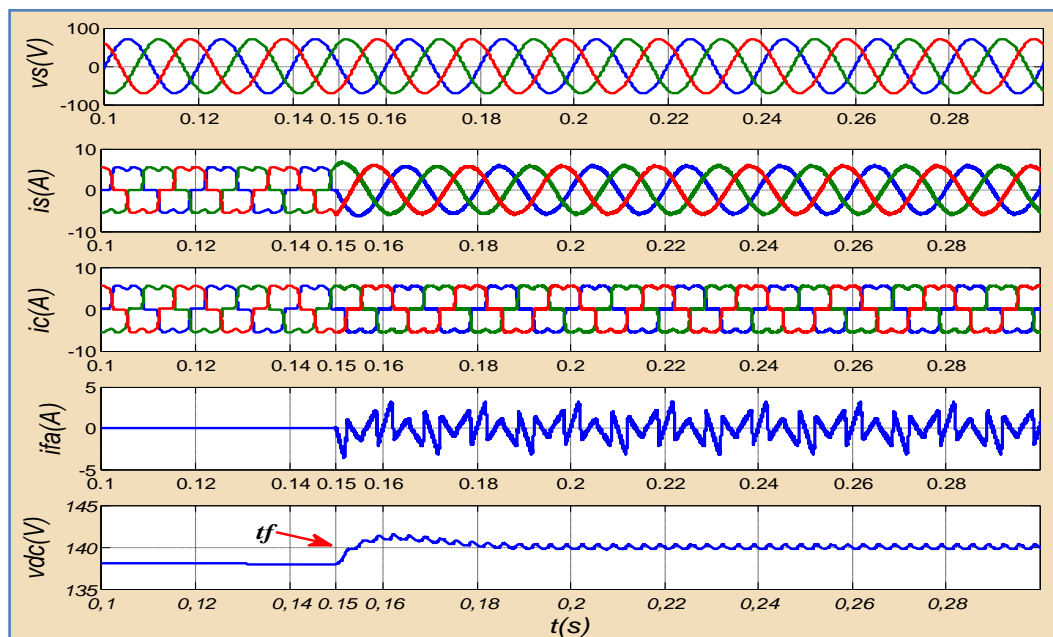


Fig. II.13. Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du FAP à l'instant $t_f=0.15s$.

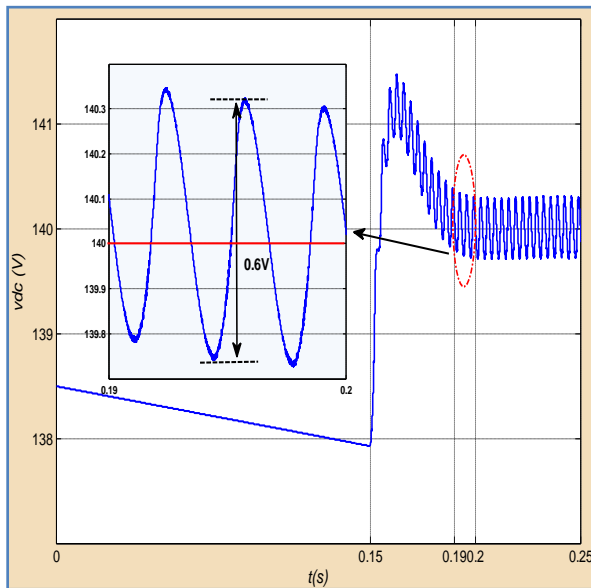


Fig. II.14. La tension du bus continu.

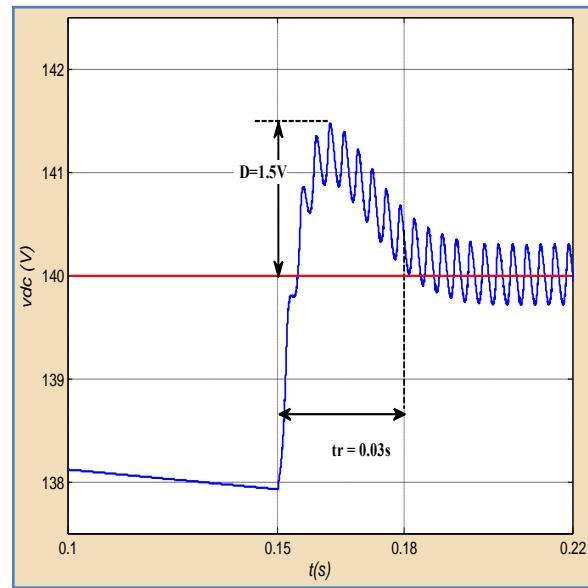


Fig. II.15. La tension du bus continu, caractéristique.



Fig. II.16. Allures des puissances instantanées de la source lors de la fermeture du FAP à l'instant $t=0.15s$.

❖ Variation de la charge non linéaire

Pour étudier la robustesse de la commande, nous procédons à une variation de la charge non linéaire (passage de R_{d1} à R_{d2}), la figure II.17, montre qu'à $t = 0.15s$, les courants de la charge subissent une diminution brusque alors que ceux de la source conservent leurs formes sinusoïdales, et la tension du bus continu augmente et rattrape après un transitoire sa valeur de référence, et la même chose à l'instant $t = 0.3s$ (passage de R_{d2} à R_{d1}). Et la tension du bus continu diminue et

rattrape après un transitoire sa valeur de référence (Fig. II.18 et Fig. II.19), après un temps de réponse $0.04s$ et une ondulation de $11V$ (Fig. II.19). Suite à cette variation de la charge, une puissance active nécessaire est délivrée par la source à partir de $t = 0.15s$, alors qu'aucun changement n'est effectué sur l'énergie réactive qui poursuit sa valeur nulle pour assurer une bonne compensation de l'énergie réactive (Fig. II.20), et la même chose si la charge revient à sa valeur précédente à l'instant $t = 0.3s$.

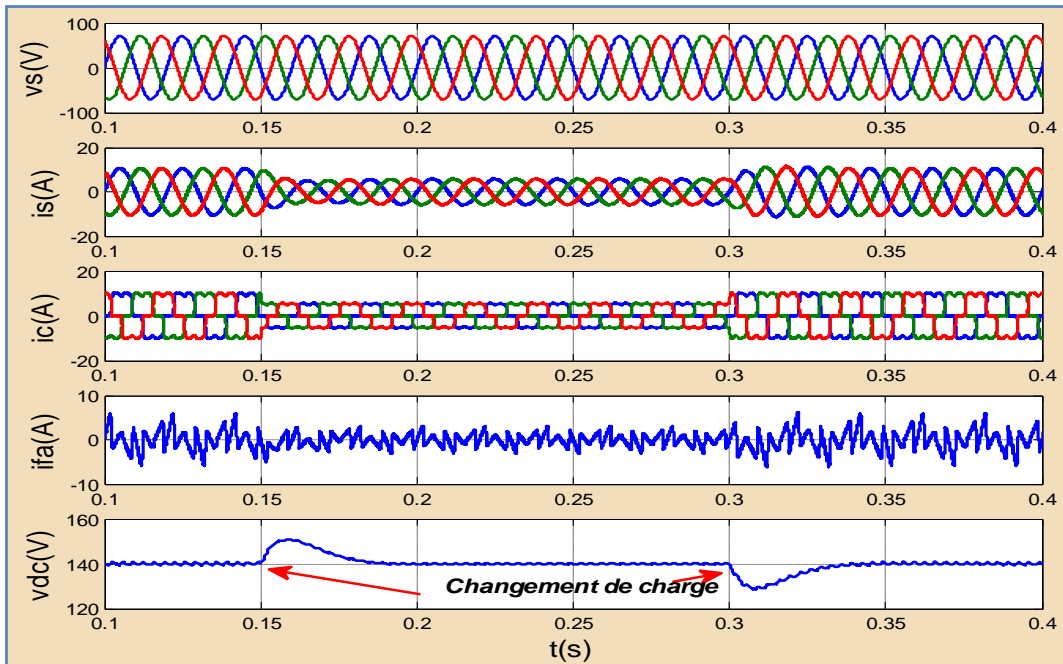


Fig. II.17. Résultats de simulation lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant $0.15s$ et $0.30s$.

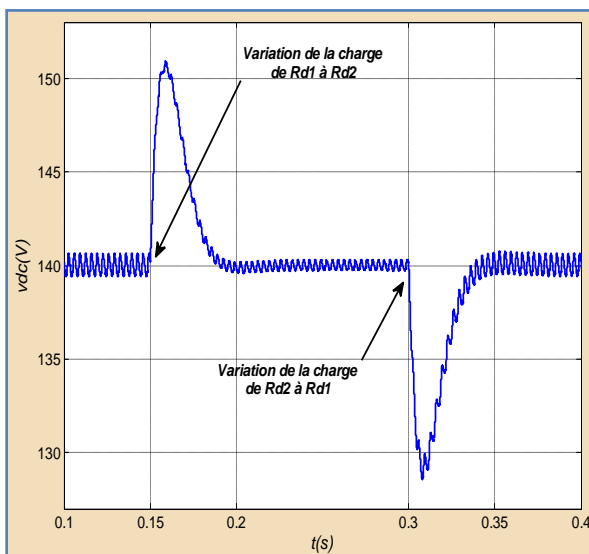


Fig. II.18. La tension du bus continu lors de la variation de la charge non linéaire l'instant $0.15s$ et $0.30s$.

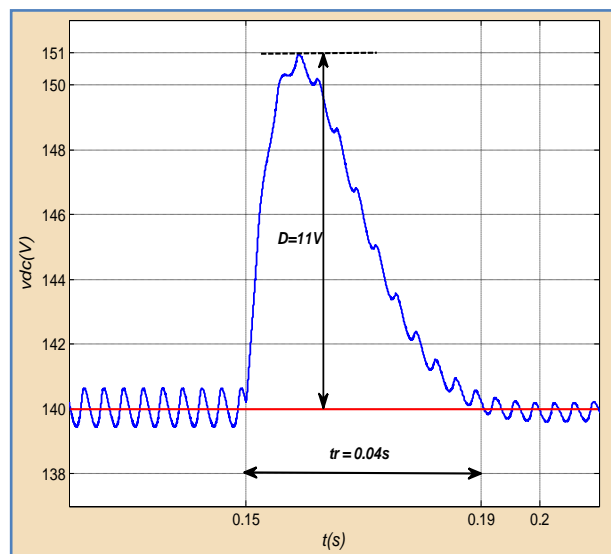


Fig. II.19. La tension du bus continu lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant $0.15s$, caractéristiques.

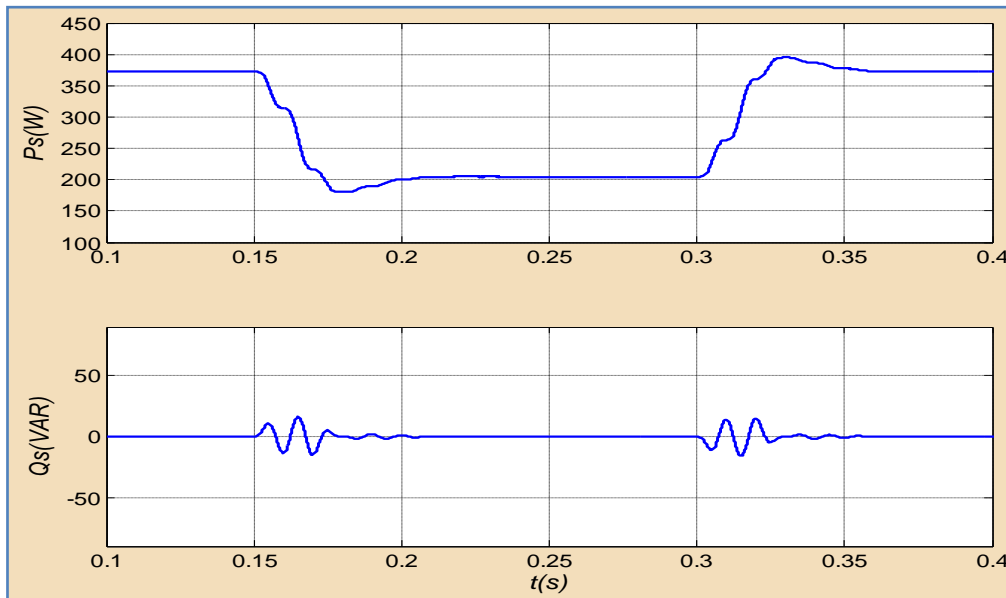


Fig. II.20. Allures des puissances instantanées lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant $0.15s$ et $0.30s$.

❖ **Variation de la tension de référence V_{dc}^***

À l'instant $t = 0.15s$, la tension de référence va être changé de $140V$ à $130V$, le courant de source après un passage court de régime transitoire rattrape sa forme sinusoïdale, et à l'instant $t = 0.3s$, la tension de référence revient à sa valeur initiale de $130V$ à $140V$ (Fig. II.21 et Fig. II.22) après un temps de réponse $0.04s$ et une dépassement de $2V$ (Fig. II.23), et le courant de source rattrape aussi sa forme sinusoïdale, donc cette variation ne provoquant aucune perturbation au niveau des tensions de la source (Fig. II.24).

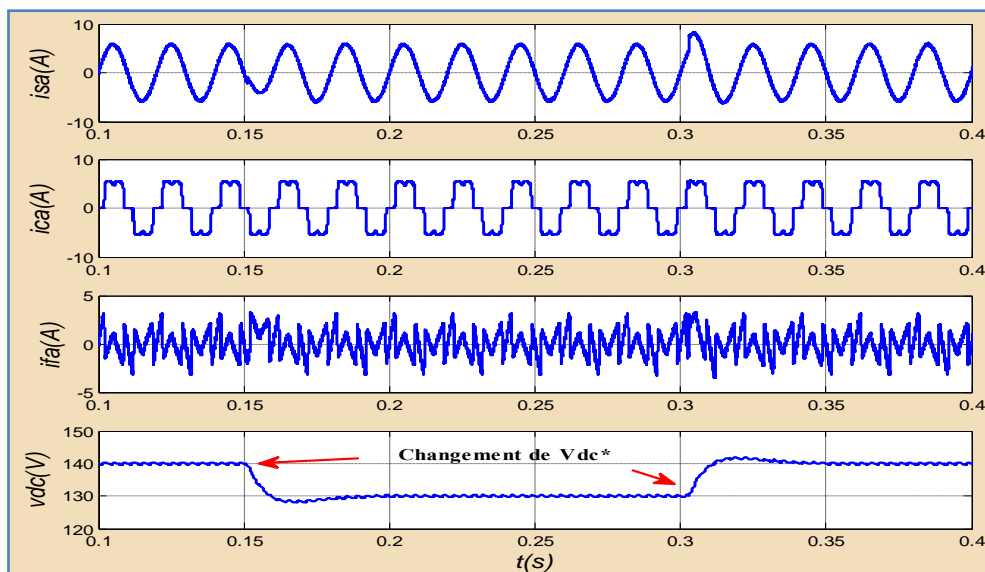


Fig. II.21. Résultats de simulation lors de la variation de la tension de référence

à l'instant $0.15s$ et $0.30s$.

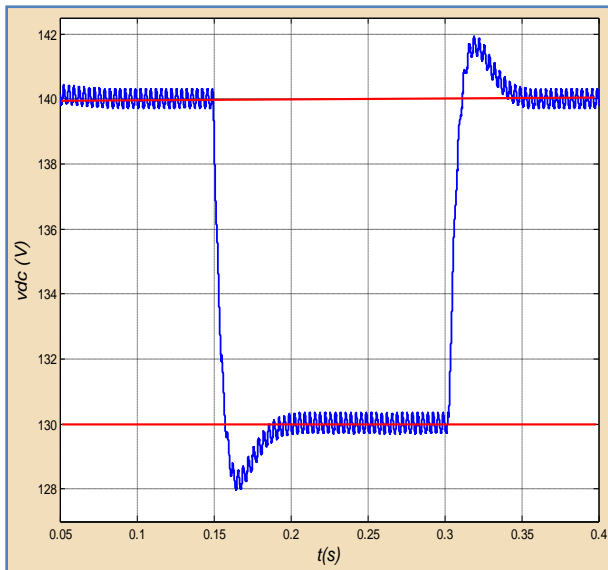


Fig. II.22. La tension du bus continu lors de la variation de la tension de référence à l'instant $0.15s$ et $0.30s$.

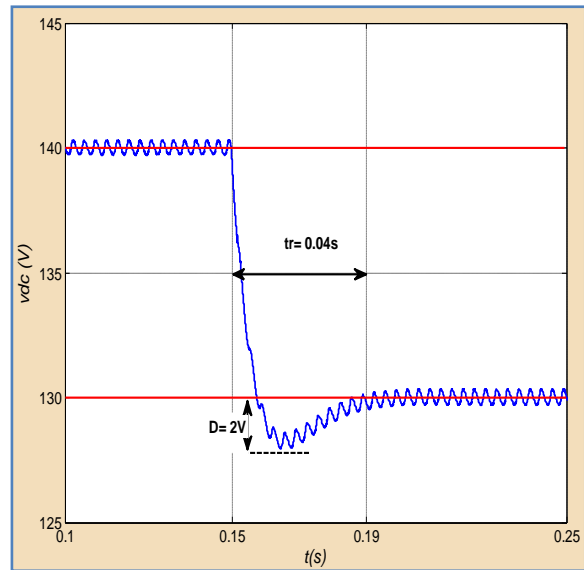


Fig. II.23. La tension du bus continu lors de la variation de la tension de référence à l'instant $0.15s$ et $0.30s$, caractéristiques.

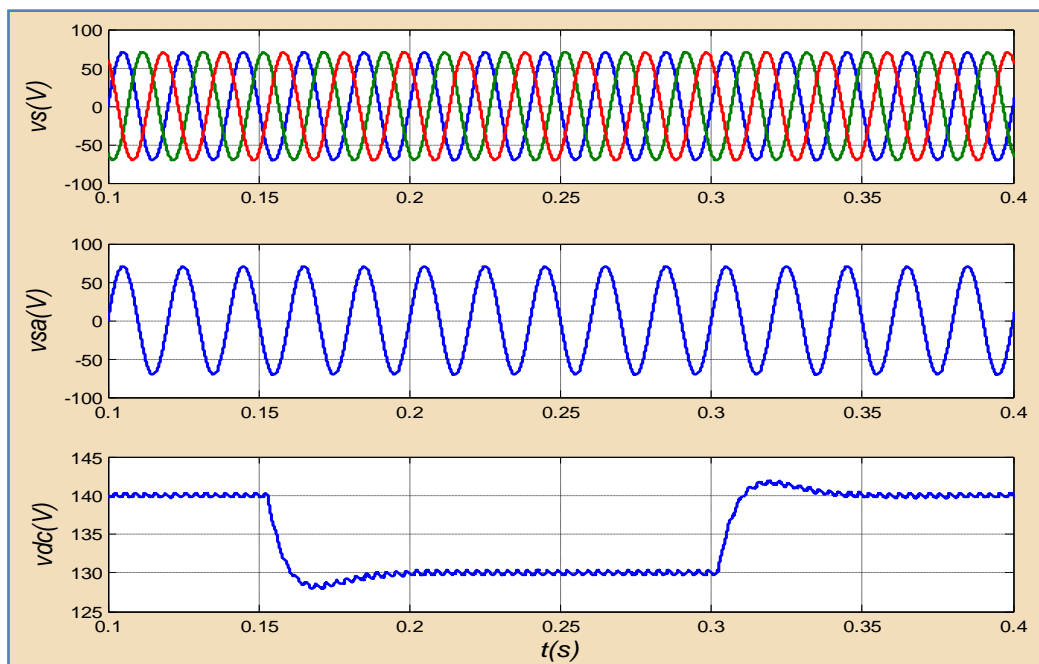


Fig. II.24. Les tensions de source lors de la variation de la tension de référence à l'instant $0.15s$ et $0.30s$.

La figure. II.25. montre l'allure de la puissance active qui va être augmenté à l'instant $t=0.15s$, et revient à sa valeur initiale à l'instant $t=0.3s$, tandis que la puissance réactive reste nulle pour assurer une bonne compensation de l'énergie réactive. Et la figure II.26 montre les formes des signaux des

courants lors de changement de la tension de référence du bus continu de $140V$ à $150V$ à l'instant $0.15s$ et de $150V$ à $140V$ à l'instant $0.30s$.

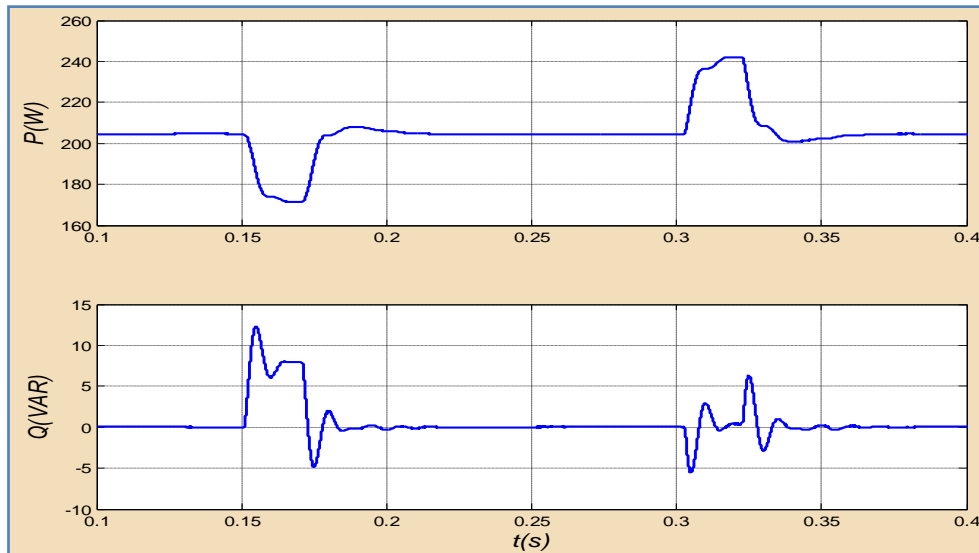


Fig. II.25. Allures des puissances instantanées lors de la variation de la tension de référence à l'instant $0.15s$ et $0.30s$.

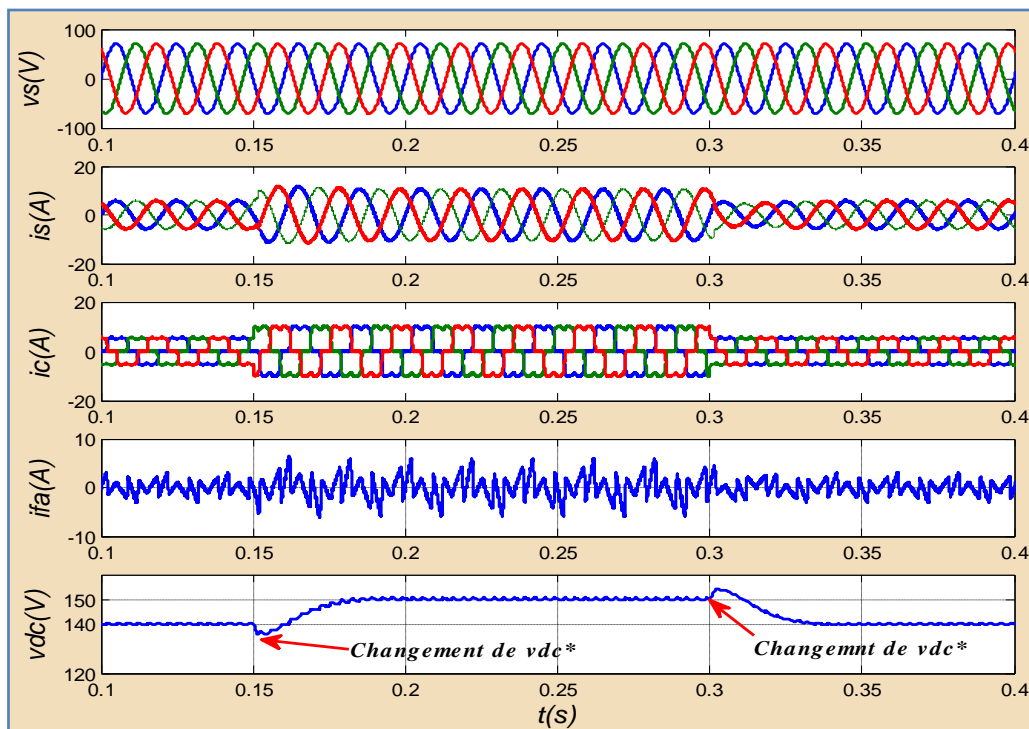


Fig. II.26. Résultats de simulation lors de la variation de la tension de référence à l'instant $0.15s$ et $0.30s$.

II.3.3. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la source

On suppose que dans ce test la source d'alimentation délivre trois tensions sinusoïdales d'amplitudes différentes. L'amplitude de la tension v_{sb} présente une diminution de 20% et celle de v_{sc} présente une augmentation de 20%. Par rapport à la tension v_{sa} . Les résultats obtenus pour ce test sont montrés sur la figure II.27. On constate que malgré le déséquilibre en tension de la source d'alimentation, le courant de source garde une forme sinusoïdale avec un $THD_i = 2.66\%$ (Fig. II.28), et la tension du bus continu rattrape sa référence avec une ondulation de 1.75V (Fig. II.29).

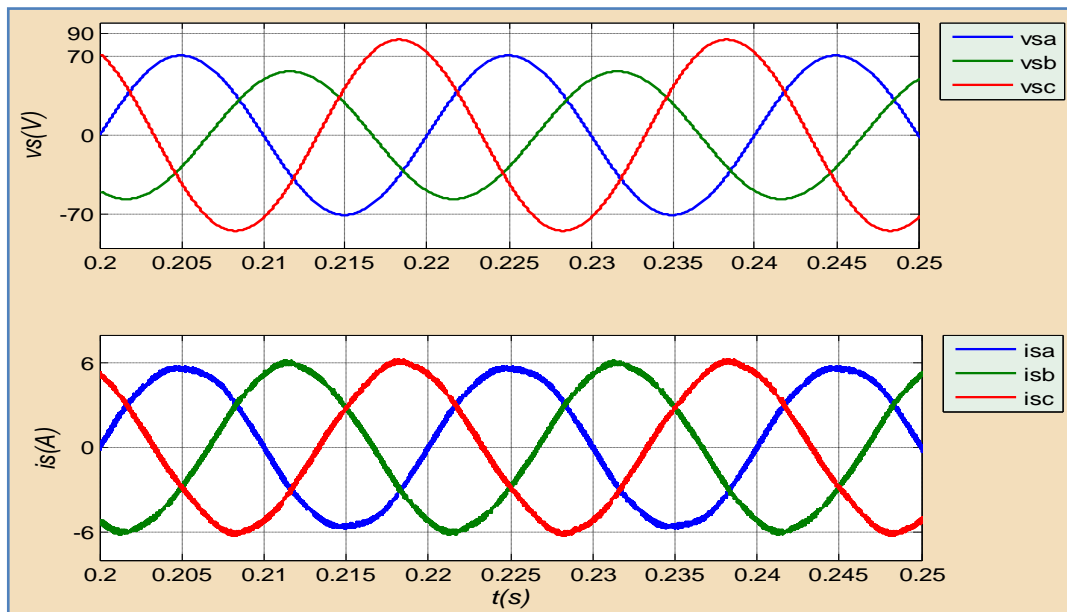


Fig. II.27. Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la source.

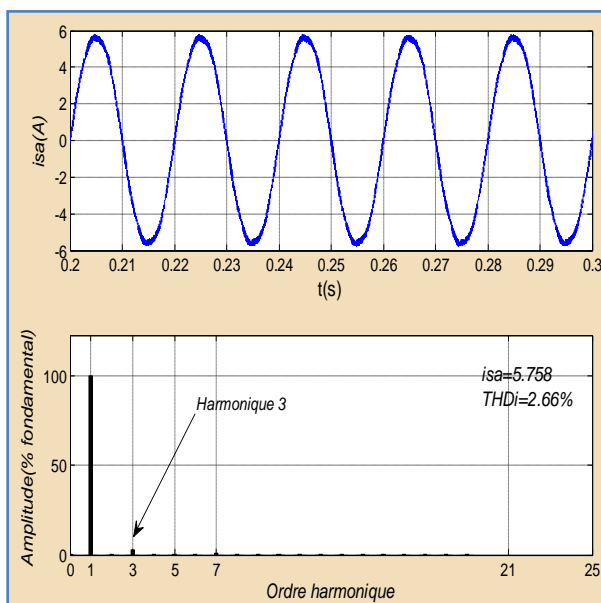


Fig. II.28. Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la source.

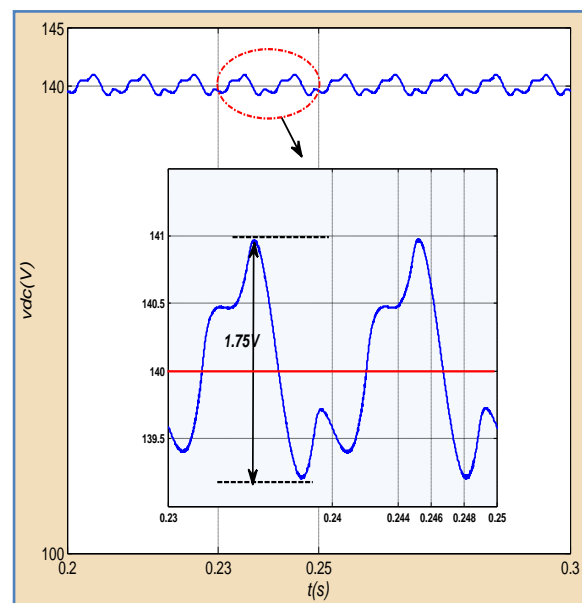


Fig. II.29. La tension du bus continu lors d'un déséquilibre de la source, Caractéristiques.

II.3.4. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la charge non linéaire

La structure du **FAP** avec une charge non-linéaire déséquilibrée est exposée sur la figure **II.30** où on a ajouté une résistance $R=10\Omega$ à la deuxième phase ; Par conséquent, la charge non linéaire devient une charge non linéaire déséquilibrée. La figure **II.31**, montre que la tension de source reste sinusoïdale équilibrée, tandis que la qualité du courant de source est dégradée avec un $THD_i = 4.49\%$ (**Fig. II.32**), et la tension de bus continu suit sa référence avec une ondulation de $2.5V$ (**Fig. II.33**).

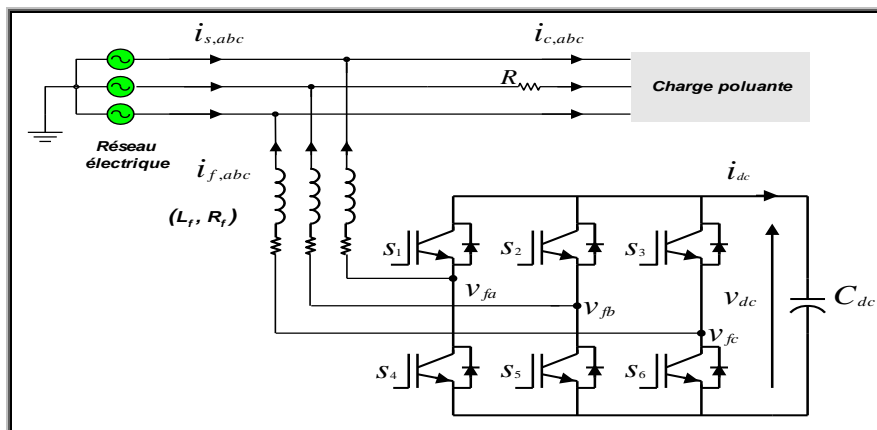


Fig. II.30. Le FAP lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.

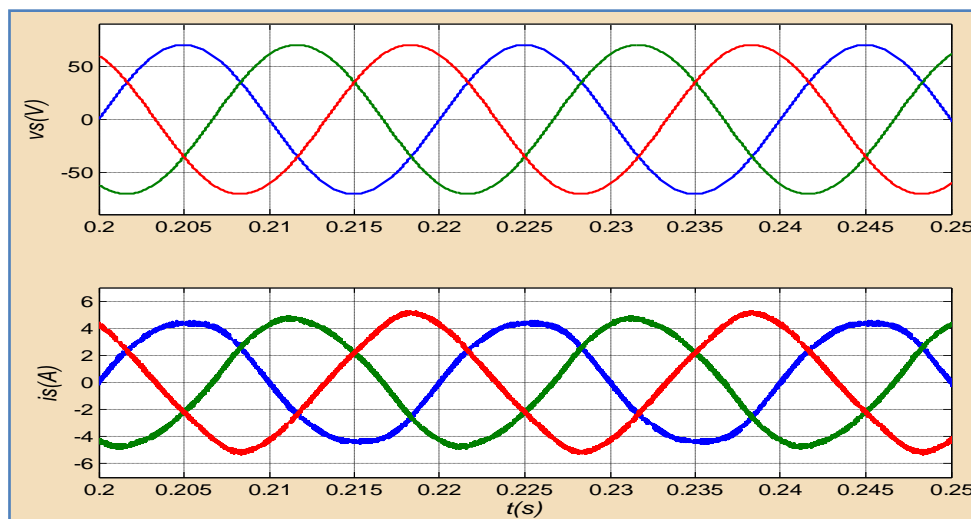


Fig. II.31. Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.

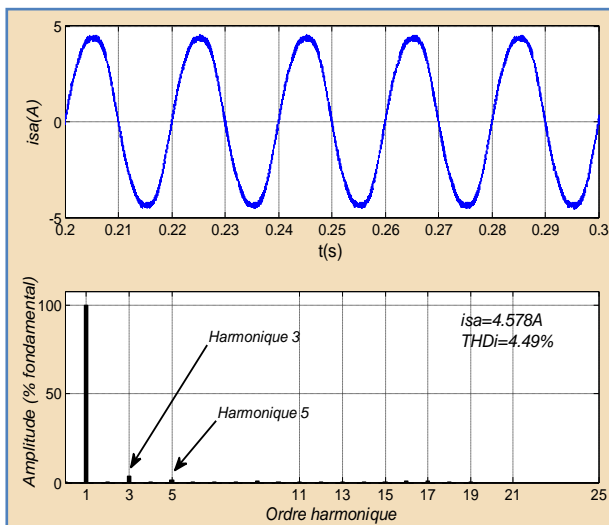


Fig. II.32. Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.

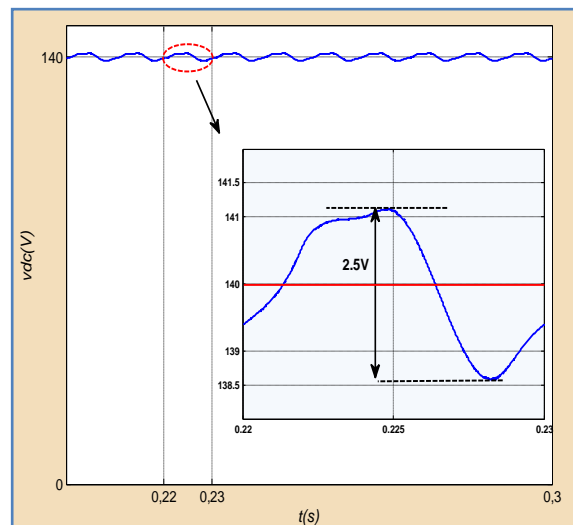


Fig. II.33. La tension du bus continu lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire, caractéristiques.

II.4. Résultats expérimentaux

Afin de tester expérimentalement nos techniques de commande sur le filtre actif parallèle éprouvé par la simulation. Une maquette du filtre actif parallèle de $20KVA$ a été élaborée au sein du Laboratoire d'Informatique et d'Automatique pour les Systèmes (LIAS) à Poitiers en France. La figure II.34 illustre la structure globale du banc d'essai, et la figure II.35 présente le schéma synoptique de l'installation du FAP, et donne en détail les spécifications techniques de la source, la charge non linéaire, et le filtre actif parallèle.

La figure II.34 illustre le schéma synoptique de la plateforme expérimentale du SAPF qui est constituée de :

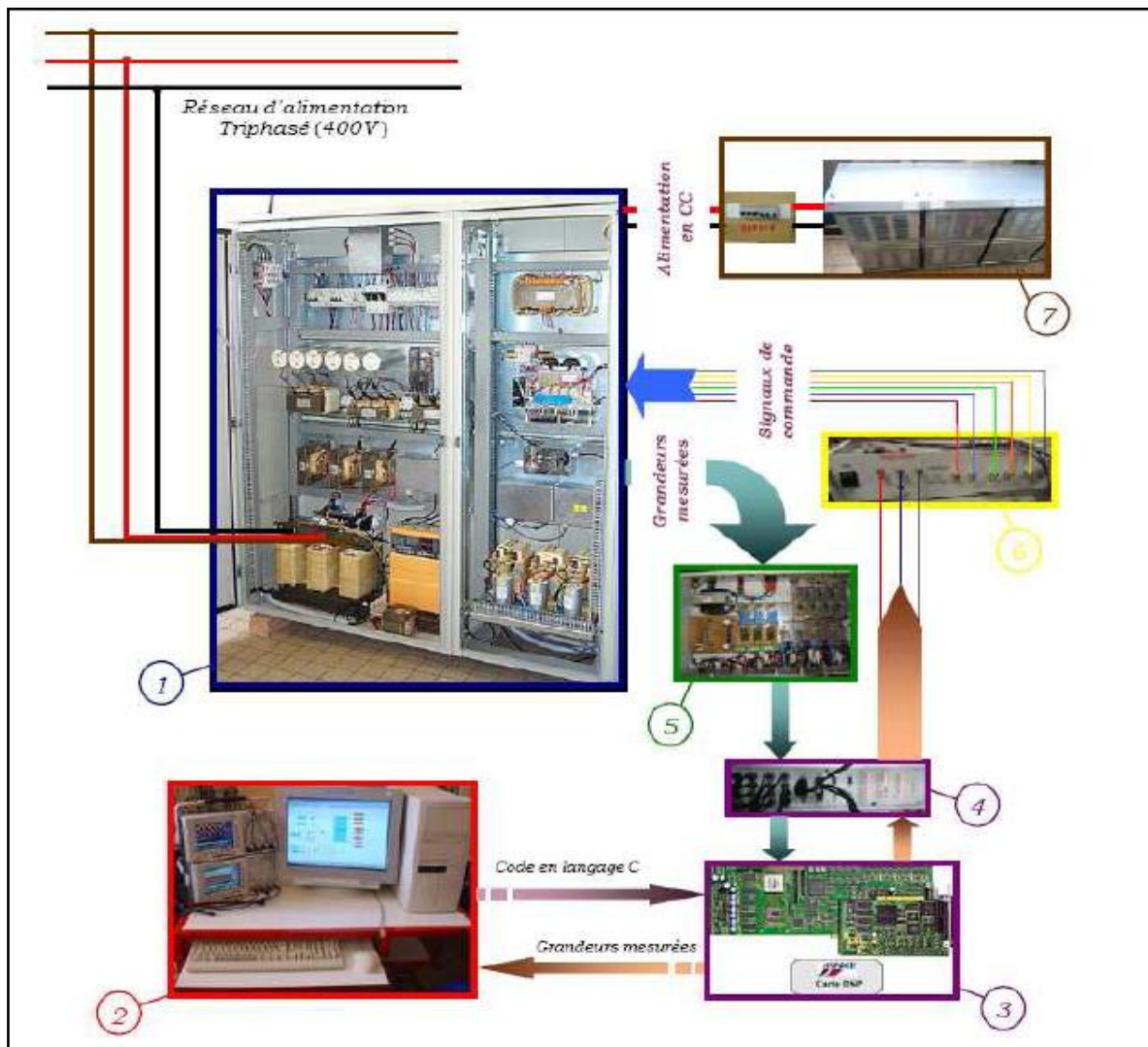


Fig. II.34. Le banc d'essai du LIAS.

- 1 Structure de puissance et organe de commande électrique du SAPF.
- 2 Unité de traitement sous l'environnement Matlab/Simulink/Control Desk.
- 3 Dispositif de contrôle, de commande et d'acquisition (dSPACE DS1104).
- 4 Panneau de connexion des différents signaux d'entrées/sorties.
- 5 Instrumentation pour la mesure des grandeurs électriques.
- 7 Système de génération des compléments des trois signaux de commande et des temps morts du

SAPF. Charge variable en sortie du pont redresseur à diodes triphasé.

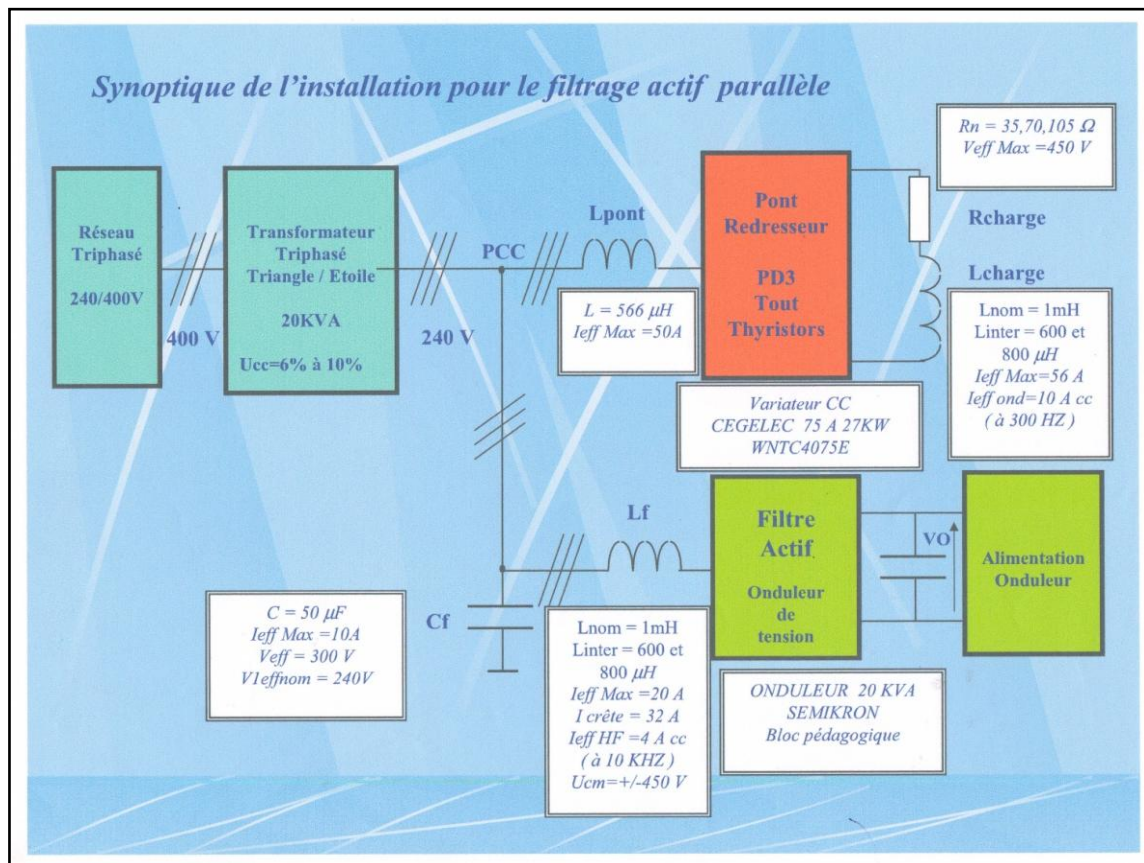


Fig. II.35. Le schéma synoptique du banc d'essai de l'installation du filtre actif parallèle, spécifications techniques.

Dans ce paragraphe, on présente les résultats expérimentaux obtenus lors de la mise en service du filtre actif en parallèle avec le système (réseau et charge non-linéaire). Afin d'obtenir des résultats expérimentaux comparables à ceux de la simulation, les essais sont menés dans les mêmes conditions.

II.4.1. Étude du comportement du FAP en régime permanent

Après l'introduction du **FAP**, en parallèle avec le système (réseau et charge non-linéaire) et sous une tension de $v_s = 50V$, la commande à hystérésis est appliquée avec une bande de $HB=0.17A$, la régulation de la tension du bus continu du **FAP** est implantée numériquement dans le système **dSPACE** réalisée à l'aide d'un régulateur **PI**, la tension du bus contenu de référence est $V_{dc}^* = 140V$. Les résultats illustrés sur les figures (de **II.36** à **II.41**) sont obtenus après le filtrage et en régime permanent. Le **THD** de courant de source calculé pour rang 25 est de 1.7% (Avec $THD_{v_{sa}} = 4.9\%$).

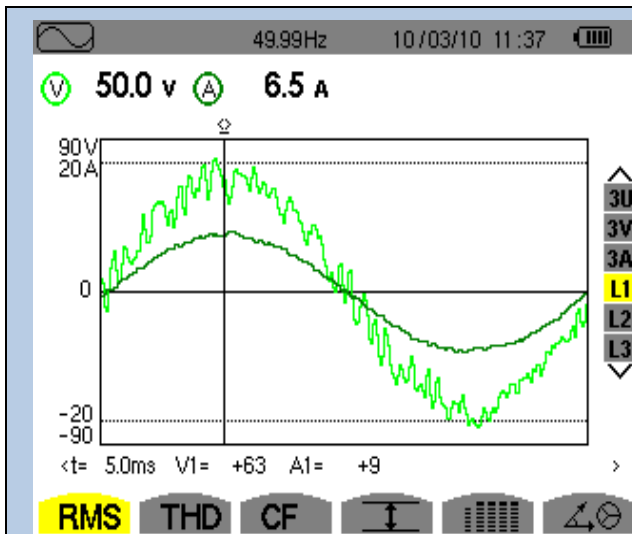


Fig. II.36. Tension simple et courant de la source après filtrage (phase a).

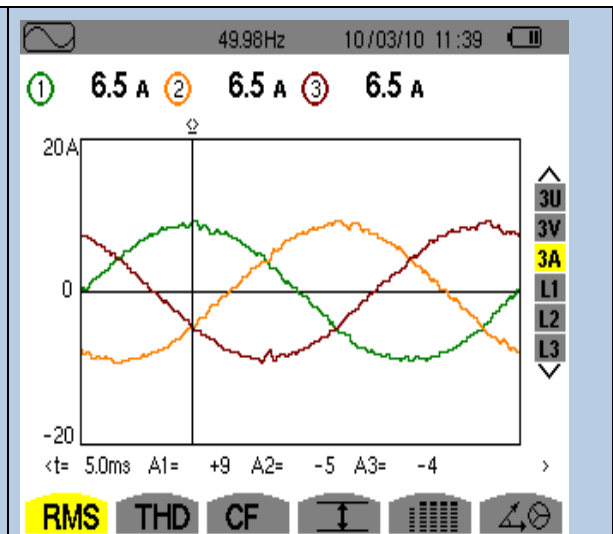


Fig. II.37. Courant de la source après filtrage (phase a).

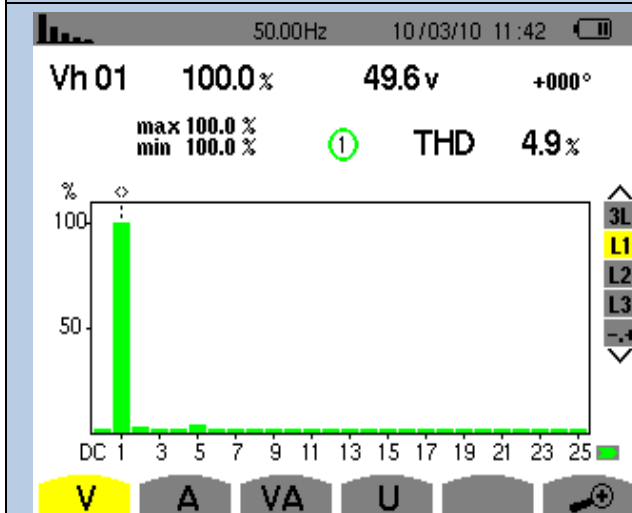


Fig. II.38. Spectre de la tension de source après filtrage (phase a).

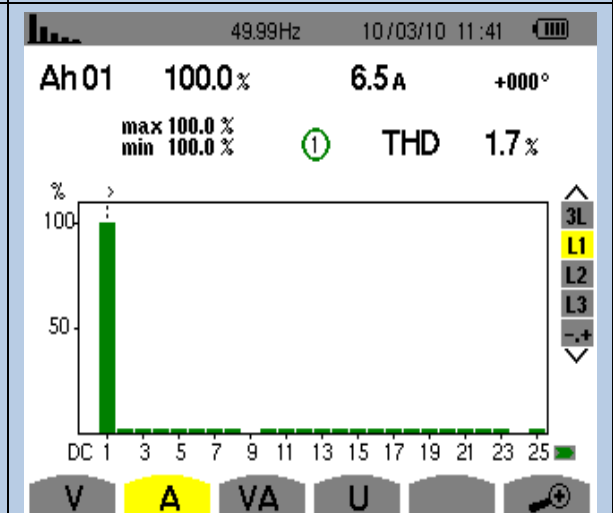


Fig. II.39. Spectre du courant de la source après filtrage (phase a).

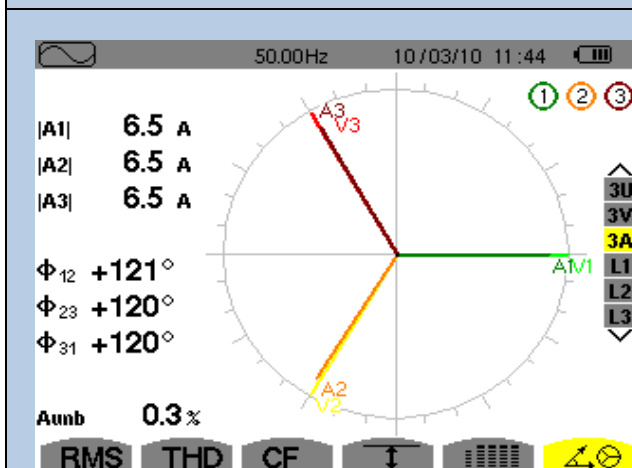


Fig. II.40. Diagramme vectoriel des tensions et courants de la source après filtrage.

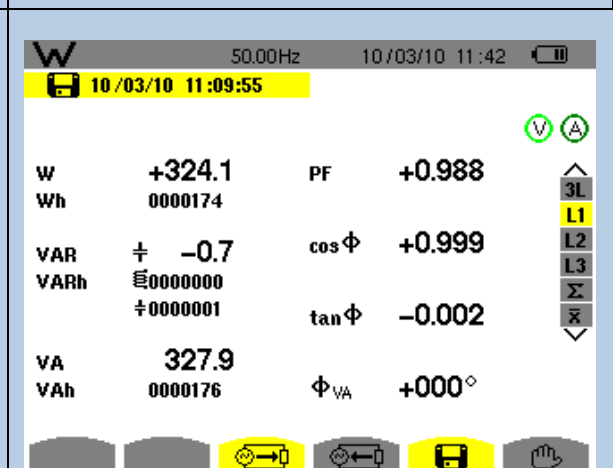


Fig. II.41. Caractéristiquement bilan des puissances de la source après filtrage.

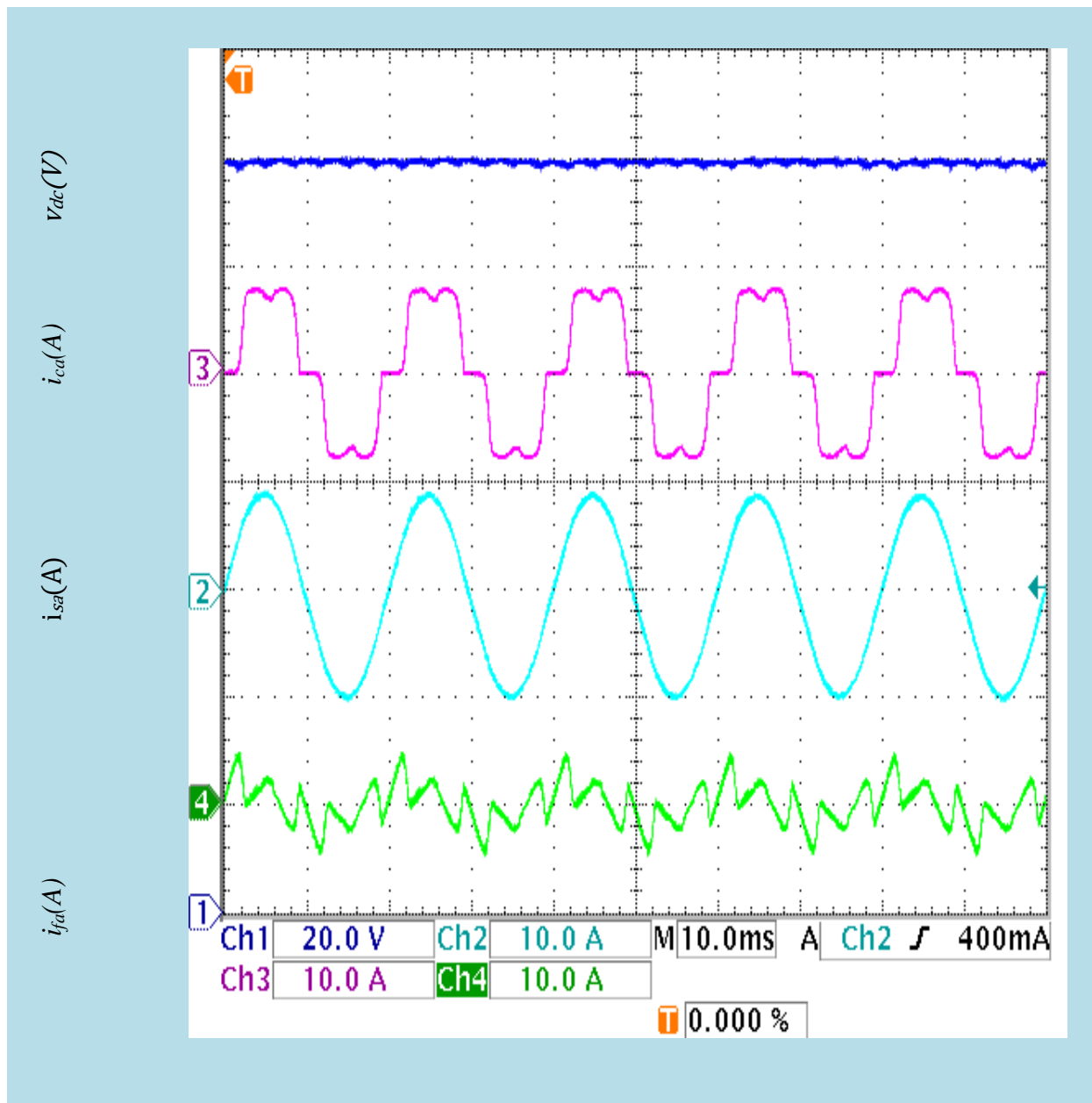


Fig. II.42. Signaux de la tension du bus continu, du courant de la charge, du courant de la source, et du courant de filtre après filtrage.

II.4.2. Étude du comportement du FAP en régime transitoire

❖ Variation de la charge

L'essai de l'impact de charge est effectué dans les mêmes conditions que précédemment en modifiant la charge de $(PD3, R_{d1})$ à $(PD3, R_{d2})$ qui correspond à un saut de 10Ω de la résistance de la charge RL alimentée par le redresseur $PD3$.

D'après la figure II.43, il est observable que cet impact provoque un creux de tension au niveau du bus continu de $\Delta v_{dc} = 12V$. Son transitoire prend un temps $0.04s$ pour que cette tension rejoigne sa référence, alors que le régulateur PI continue à assurer une bonne dynamique du courant. Il est clair que la puissance active subisse des diminutions (à l'instant $0.15s$) et des augmentations à l'instant $0.3s$) relatives à cette variation. Cependant l'énergie réactive continue à osciller autour de zéro.

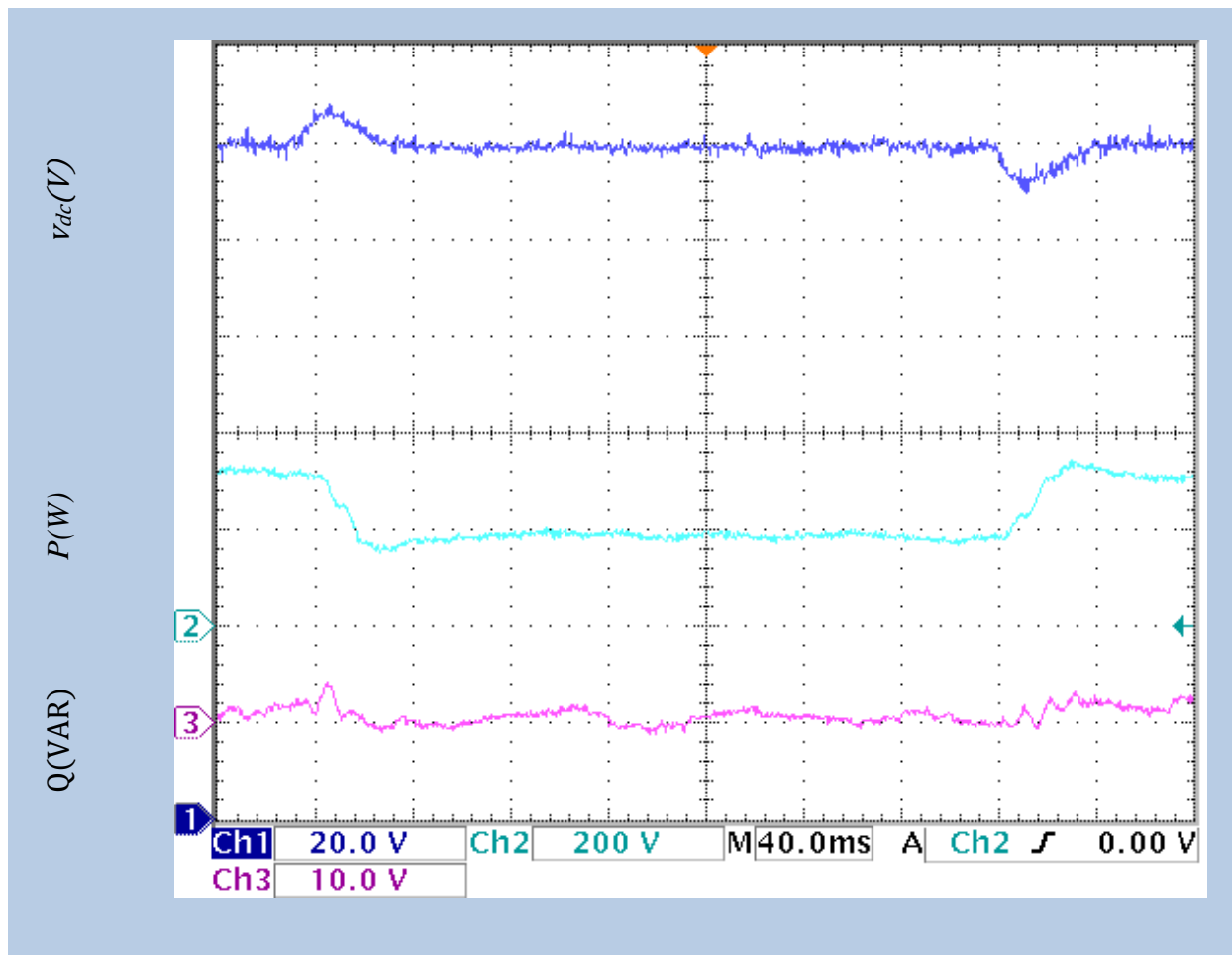


Fig. II.43. La tension du bus continu et les puissances active et réactive de la source lors de la variation de la charge non linéaire.

❖ Variation de la tension de référence V_{dc}^*

Dans ce test expérimental, la référence de la tension du bus continu V_{dc}^* est augmentée de $140V$ à $150V$, les formes d'ondes obtenues sont illustrées sur la figure II.44, la tension du bus continu v_{dc} suit sa nouvelle référence et la commande par hystérésis à bande fixe implantée assure un courant sinusoïdal pour la source même lors du changement de la tension de référence du bus continu du FAP.

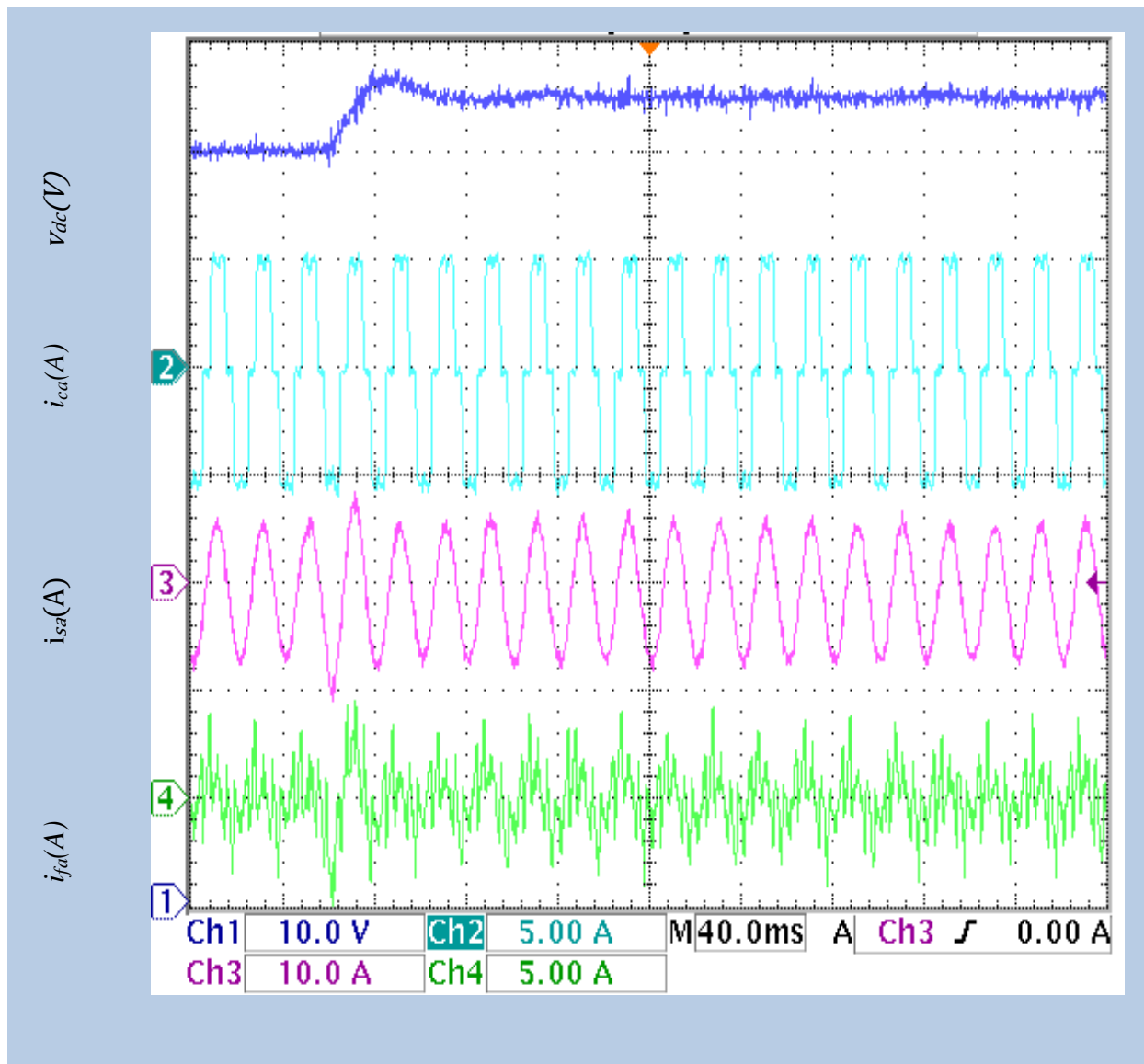


Fig. II.44. Résultats expérimentaux de la variation de la tension de la référence du bus continu V_{dc}^*

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté deux structures directe et indirecte pour la commande du filtre actif parallèle afin de compenser les harmoniques courant générés par des charges non linéaires, connectées à une source électrique à trois fils triphasée équilibré.

En suite, nous avons adopté la méthode indirecte à cause de son algorithme de commande le plus moins compliqué, et demande moins de capteurs que celui dans la méthode directe. Pour cette méthode indirecte, nous avons choisi la méthode basée sur les puissances active et réactive instantanées, et la méthode basée sur le régulateur de la tension continue pour l'identification des courants de référence de la source, parmi plusieurs méthodes d'identification qui existent : La

Chapitre II. La commande linéaire du filtre actif parallèle.

dernière partie de ce chapitre a été consacrée au contrôle de la tension du bus Continu (v_{dc}), puisqu'elle est commune à toutes les stratégies de commande ; Une synthèse de régulateur **PI** a été développée et les résultats de l'étude par simulation et expérimentale ont montré la performance du régulateur **PI** au régime permanent.

Chapitre III

Commande par linéarisation entrée-sortie du filtre actif parallèle

III.1. Introduction

Les techniques de commande linéaires ont fait leurs preuves dans plusieurs applications industrielles. La commande linéaire présente certaines limites [Don-2003]: lors de la conception des correcteurs, il est nécessaire de considérer que les paramètres du système soit connus et constants, en plus le modèle dynamique du filtre doit être approximé à un modèle linéaire. La commande linéaire ne permet pas d'atteindre les performances optimales du système. Pour cela la commande non linéaire est utilisée pour pallier à ces insuffisances et atteindre les performances désirées qui sont la poursuite et la régulation. [Mag-2007].

III.2. Commande indirecte du filtre actif parallèle par linéarisation entrée-sortie

Dans cette partie nous nous intéressons à l'étude de la commande indirecte non linéaire du filtre actif parallèle dans le repère synchrone et dans le repère stationnaire, les deux structures sont envisagées.

III.2.1. Commande indirecte du FAP par linéarisation entrée-sortie dans le repère synchrone

Le schéma bloc de cette commande est donné par la figure III.1. :

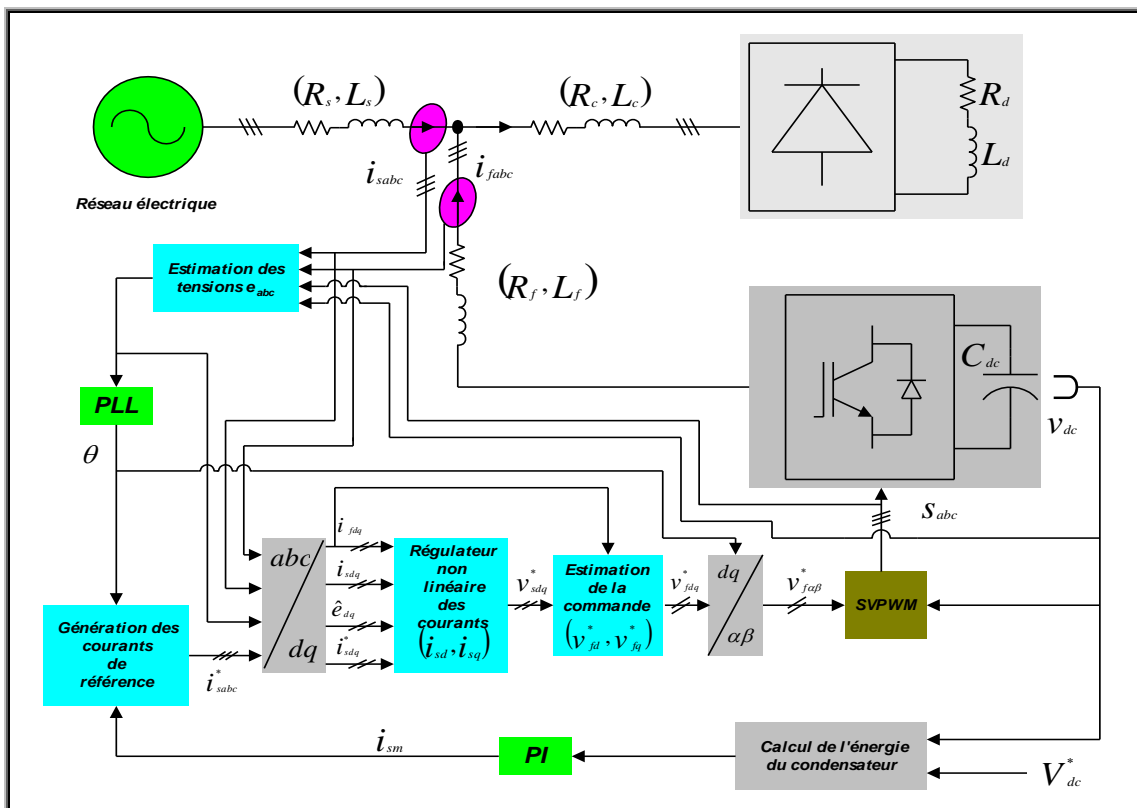


Fig. III.1. Commande indirecte non linéaire d'un FAP dans le repère synchrone.

III.2.1.1. Régulation de la tension continue v_{dc}

Dans la commande indirecte, nous utiliserons la méthode basée sur la régulation de la tension contenue pour la génération des courants de référence de la source (III.1), cette méthode a été développée dans le paragraphe I.3.2.1.B.3.

$$\begin{aligned} i_{sa}^* &= I_{sm} \sin(\theta) \\ i_{sb}^* &= I_{sm} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{sc}^* &= I_{sm} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

III.2.1.2. Régulation non linéaire des courants i_{sd} , i_{sq}

Le système d'équations définissant les courants de ligne est donné par :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sd} - \omega i_{sq} + \frac{\hat{e}_d - v_{sd}}{L_s} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sq} + \omega i_{sd} + \frac{\hat{e}_q - v_{sq}}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Maintenant, nous appliquons les étapes nécessaires pour la construction d'un régulateur non linéaire pour le réglage des courants du réseau.

Première sortie :

$$y_1 = i_{sd} = h_1(x) \Rightarrow \nabla h_1 = [1 \quad 0]$$

La dérivée de cette sortie est donnée par :

$$\dot{y}_1 = \frac{di_{sd}}{dt} = f_1(x) - \frac{1}{L_s} v_{sd} \quad (\text{III.3})$$

La commande v_{sd} apparaît dans l'expression de la première dérivée (III.3), donc le degré relatif est égal à 1.

Deuxième sortie :

$$y_2 = i_{sq} = h_2(x) \Rightarrow \nabla h_2 = [0 \quad 1]$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{y}_2 = \frac{di_{sq}}{dt} = f_2(x) - \frac{1}{L_s} v_{sq} \quad (\text{III.4})$$

Chapitre III. Commande par linéarisation entrée-sortie du filtre actif parallèle.

Le degré relatif de la deuxième sortie est égale à **1**, donc le degré total est égal à **2**, la linéarisation ici est alors exacte.

À partir des équations (III.3) et (III.4), il vient :

$$[\dot{y}_1 \quad \dot{y}_2]^T = f(x) + g(x)u \quad (\text{III.5})$$

Où :

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} i_{sd} - \omega i_{sq} + \frac{1}{L_s} \hat{e}_d \\ -\frac{R_s}{L_s} i_{sq} + \omega i_{sd} + \frac{1}{L_s} \hat{e}_q \end{bmatrix}, \quad \text{et} \quad g(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_s} \end{bmatrix}$$

La commande obtenue à partir de la théorie de linéarisation au sens entrée- sortie est définie par :

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^* \\ v_{sq}^* \end{bmatrix} = g^{-1}(x) \left[-f(x) + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right] \quad (\text{III.6})$$

On trouve la relation linéaire suivante :

$$[y_1 \quad y_2]^T = [v_1 \quad v_2]^T \quad (\text{III.7})$$

Les nouvelles commandes doivent être conçues pour assurer la convergence des courants vers leurs consignes, nous devons prendre :

$$\begin{cases} v_1 = k_1(i_{sd}^* - i_{sd}) + \frac{d}{dt} i_{sd}^* \\ v_2 = k_2(i_{sq}^* - i_{sq}) + \frac{d}{dt} i_{sq}^* \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Les coefficients k_1 et k_2 sont choisis de telle façon que les polynômes $p + k_1$ et $p + k_2$ possèdent des pôles à parties réelles négatives.

Le schéma bloc du système en boucle fermée est représenté par la figure III.2

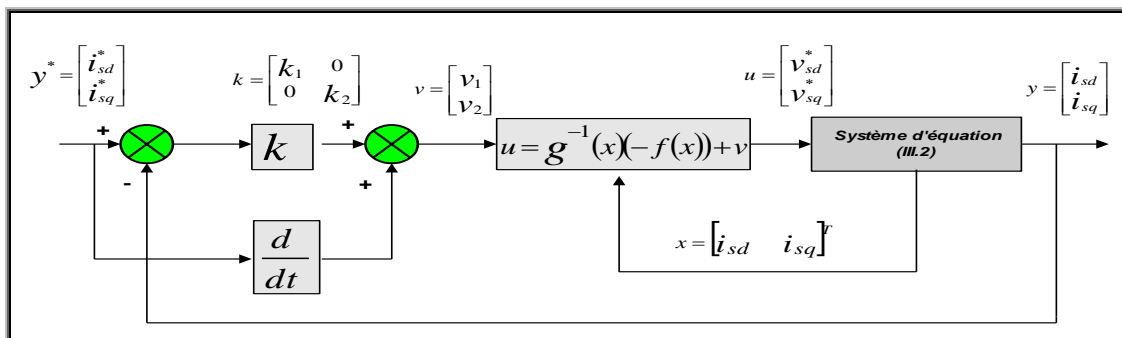


Fig. III.2. Schéma bloc du sous système linéarisé en boucle fermée.

Les tensions de commande du filtre actif sont estimées par la relation :

$$\begin{cases} v_{fd}^* = v_{sd}^* + L_f \frac{di_{fd}}{dt} + R_f i_{fd} + L_f \omega i_{fq} \\ v_{fq}^* = v_{sq}^* + L_f \frac{di_{fq}}{dt} + R_f i_{fq} - L_f \omega i_{fd} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

III.2.1.3. Résultats de simulation

Dans ce paragraphe nous allons présenter les résultats de simulation du système global (Source de tension, charge non linéaire, et le **FAP**), ces résultats ont été obtenus à l'aide du logiciel **MATLAB/Simulink** en utilisant également la toolbox "Sim power system".

Le système simulé comporte un réseau électrique triphasé à trois fils, sinusoïdale et équilibré, une charge non linéaire triphasé (Pont redresseur triphasé **PD3** alimentant une charge **RL**) et un filtre actif parallèle triphasé à structure tension. Le tableau **III.1** résume les paramètres de simulation du système global.

Tab .III.1. Paramètres de simulation du système globale.

Système	Désignation	Valeurs
Source d'alimentation	Même paramètres du Tableau II.1	
Charge non linéaire		
Filtre actif de puissance parallèle		
Conditions de simulation		
La constante du filtre multi-variable(FMV) [Dja-2015]	$K = 80$	
Les constantes du régulateur non-linéaire des courants	$k_1 = 5 \times 10^{10}$ $k_2 = 5 \times 10^{10}$	

III.2.1.3.1. Étude du comportement du FAP en régime permanent

Initialement le système fonctionne sans **FAP**, la charge non linéaire est alimentée par une tension parfaitement sinusoïdale (Fig. II.8), les courants de sources sont identiques à ceux de la charge non linéaire, avec un $THD_i = 27.49\%$, (Fig. II.9).

Le **FAP** est mis en service, en produisant des courants i_f (Fig. III.3) qui rendent les courants de source sinusoïdaux et en phase avec les tensions correspondantes, et le THD_i est amélioré et vaut

$THD_i = 1.20\%$ (Fig. III.4), d'une part et d'autre part, la valeur de la tension du bus continu tend vers sa tension de référence $V_{dc}^* = 140V$, avec une ondulation de $0.9V$ (Fig. III.5).

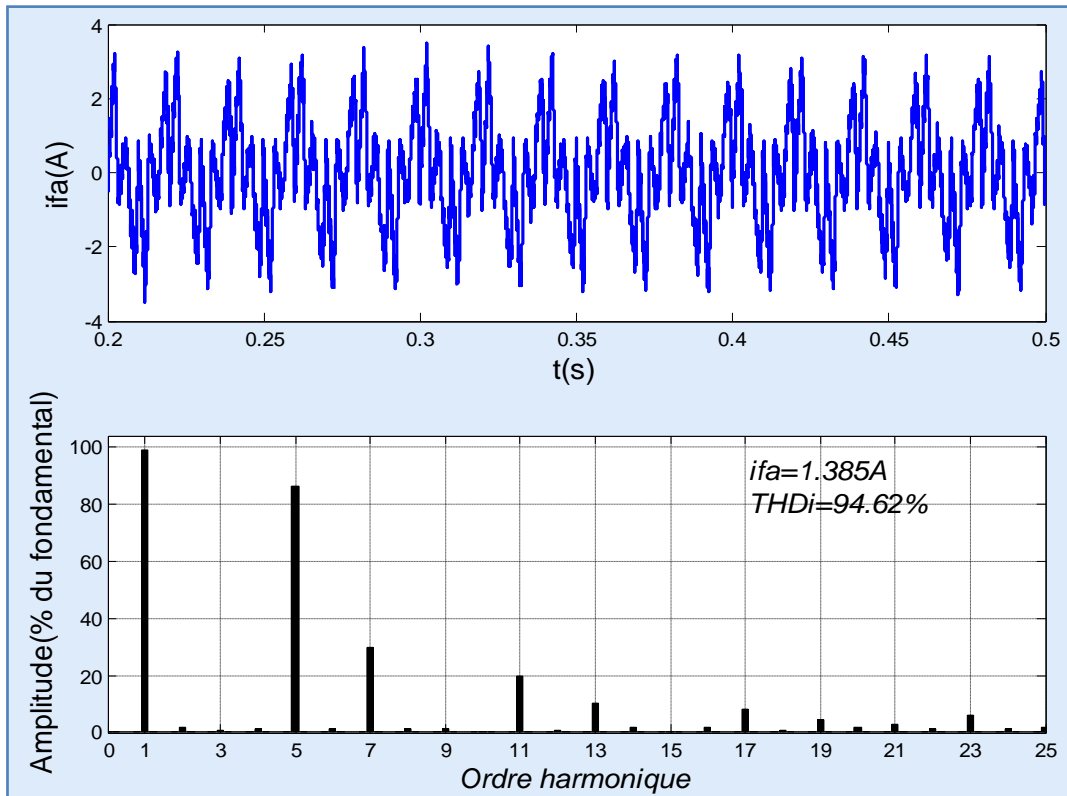


Fig. III.3. Le courant du filtre avec leur spectre.

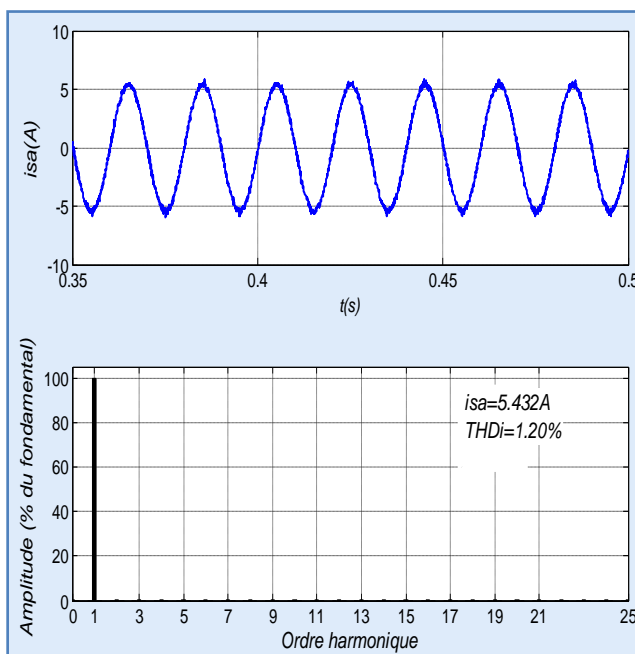


Fig. III.4. Le courant de source avec leur spectre.

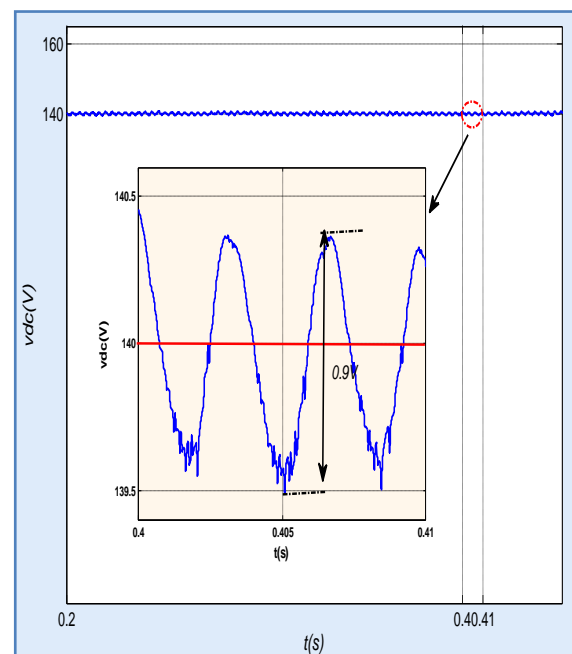


Fig. III.5. La tension du bus continu.

III.2.1.3.2. Étude du comportement du FAP en régime transitoire

❖ *Fermeture du FAP*

La figure III.6, montre qu'à $t_f = 0.15s$, le **FAP** est mis en service, en produisant des courants i_f qui arrivent, après un transitoire de $0.03s$, à rendre les courants de source sinusoïdaux et en phase avec les tensions correspondantes, la tension du bus continu tend vers son niveau de potentiel souhaité (tension de référence $V_{dc}^* = 140V$), après un transitoire de $0.09s$.

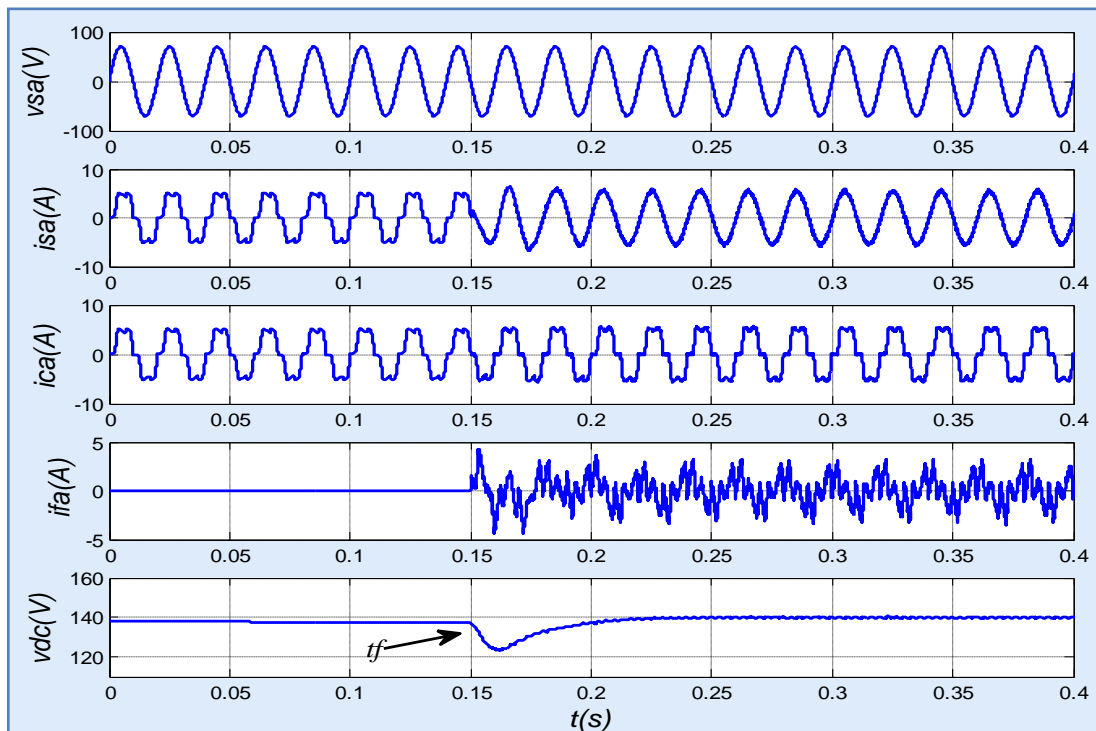


Fig. III.6. Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du **FAP** à l'instant $t_f=0.15s$.

❖ *Variation de la charge non linéaire*

Pour étudier la robustesse de la commande, nous procédons à une variation de la charge non linéaire (passage de R_{d1} à R_{d2}), la figure III.7 montre qu'à $t = 0.15s$ les courants de la charge subissent une diminution brusque alors que ceux de la source conservent leurs formes sinusoïdales, et la tension du bus continu augmente et rattrape après un transitoire sa valeur de référence, et la même chose à l'instant $t = 0.3s$ (passage de R_{d2} à R_{d1}).et la tension du bus continu diminue et rattrape après un transitoire sa valeur de référence.

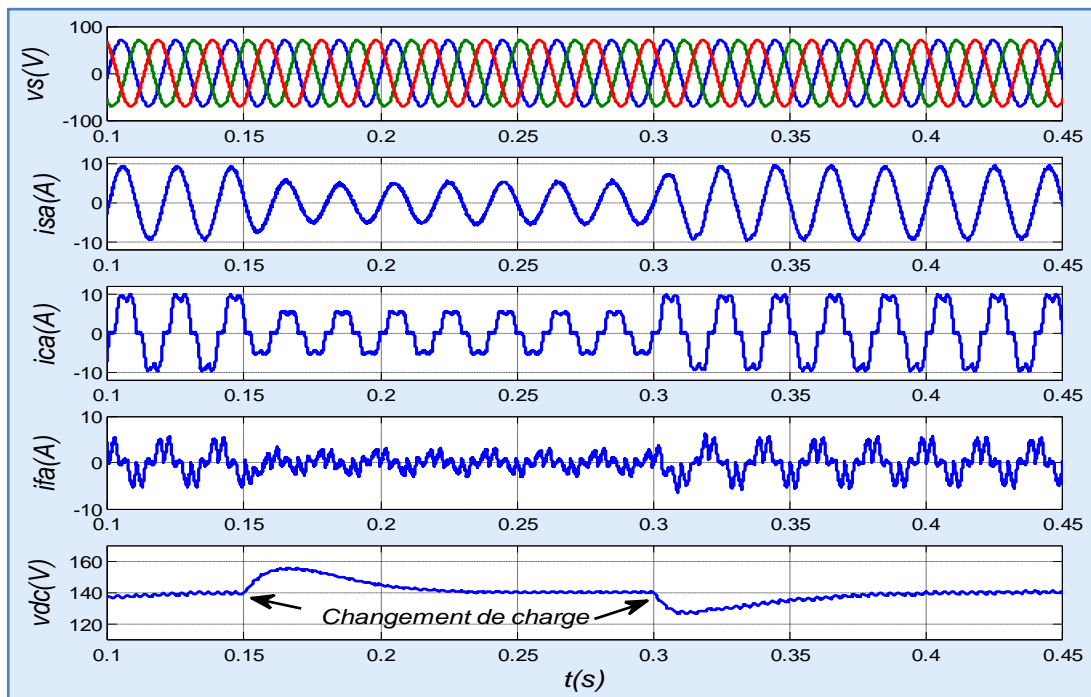


Fig. III.7. Résultats de simulation lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant $0.15s$ et $0.30s$.

❖ *Variation de la tension de référence V_{dc}^**

À l'instant $t = 0.15s$, la tension de référence va être changée de $140V$ à $130V$, le courant de source après un passage court de régime transitoire rattrape sa forme sinusoidale, et à l'instant $t = 0.3s$ la tension de référence revient à sa valeur initiale de $130V$ à $140V$ (Fig. III.8).

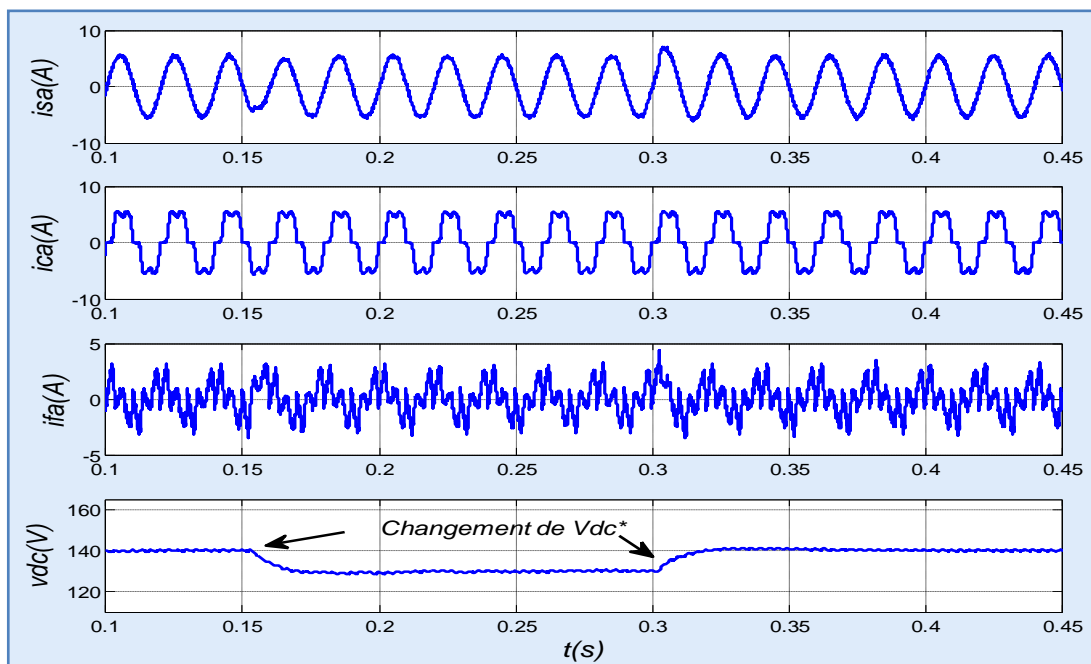


Fig. III.8. Résultats de simulation lors de la variation de la tension de référence à l'instant $0.15s$ et $0.30s$.

III.2.1.3.3. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la source

On suppose que dans ce test la source d'alimentation délivre trois tensions sinusoïdales d'amplitudes différentes. L'amplitude de la tension v_{sb} présente une diminution de 20% et celle de v_{sc} présente une augmentation de 20%, par rapport à la tension v_{sa} . Les résultats obtenus pour ce test sont montrés sur la figure III.9. On constate que malgré le déséquilibre en tension de la source d'alimentation, le courant de source garde une forme sinusoïdale avec un $THD_i = 1.90\%$, (Fig. III.10), et la tension du bus continu rattrape sa référence avec une ondulation de 2V (Fig. III.11).

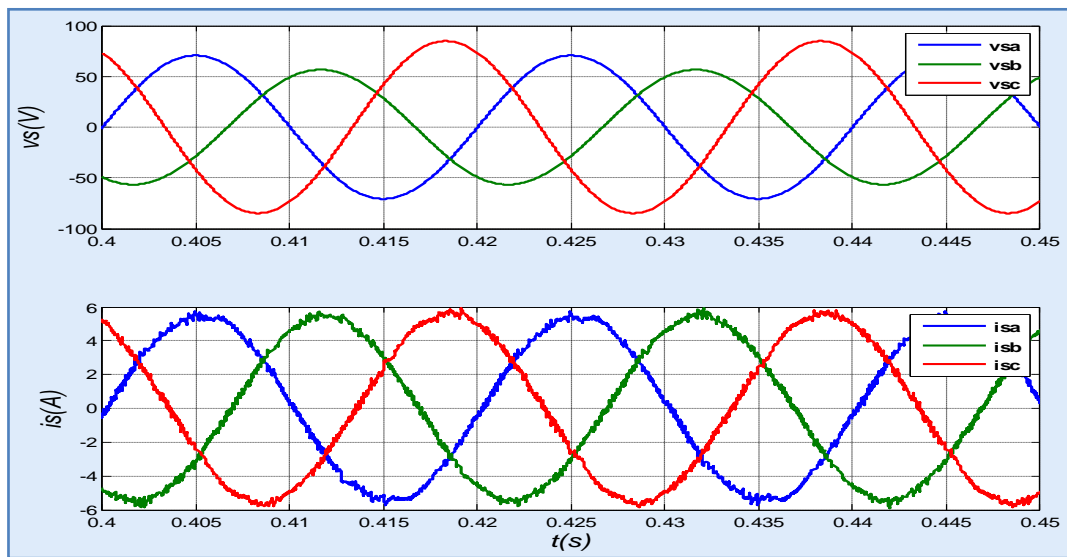


Fig. III.9. Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la source.

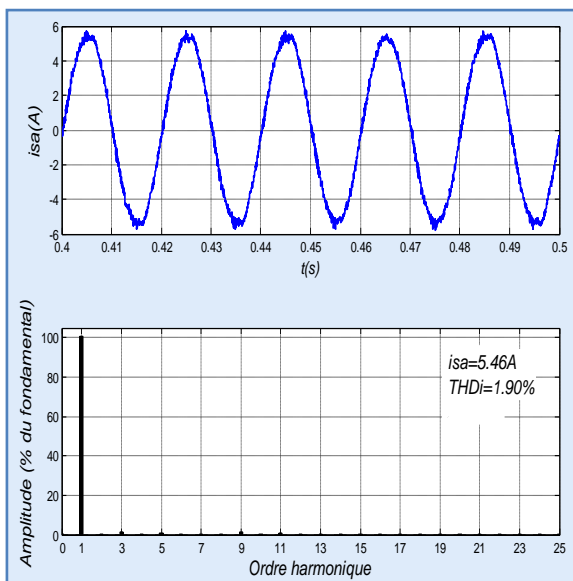


Fig. III.10. Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la source.

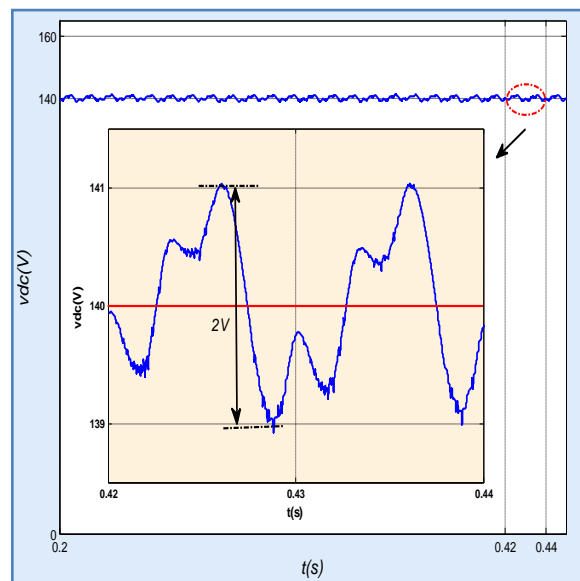


Fig. III.11. La tension de bus continu.

III.2.1.3.4. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la charge non linéaire

La structure du FAP avec une charge non-linéaire déséquilibrée est exposée sur la figure II.30 où on a ajouté une résistance $R=10\Omega$ à la deuxième phase ; Par conséquent, la charge non linéaire devient une charge non linéaire déséquilibrée. La figure III.12, montre que la tension de source reste sinusoïdale équilibrée, tandis que la qualité du courant de source est dégradée avec un $THD_i = 2.83\%$ (Fig. III.13.). Et la tension de bus continu suit sa référence avec une ondulation de 2.6V (Fig. III.14.).

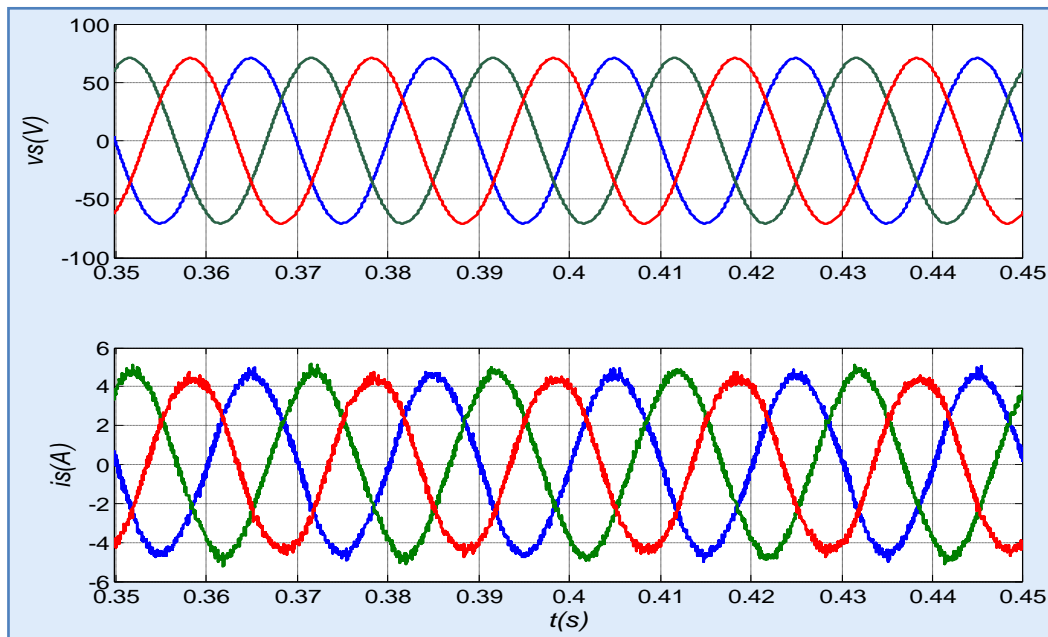


Fig. III.12. Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.

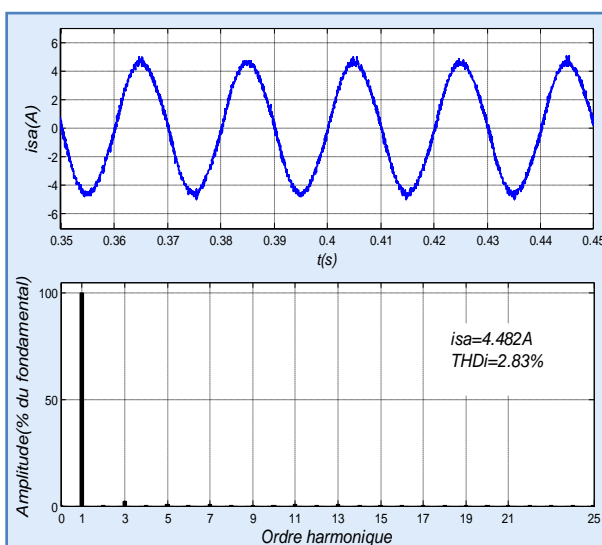


Fig. III.13. Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.

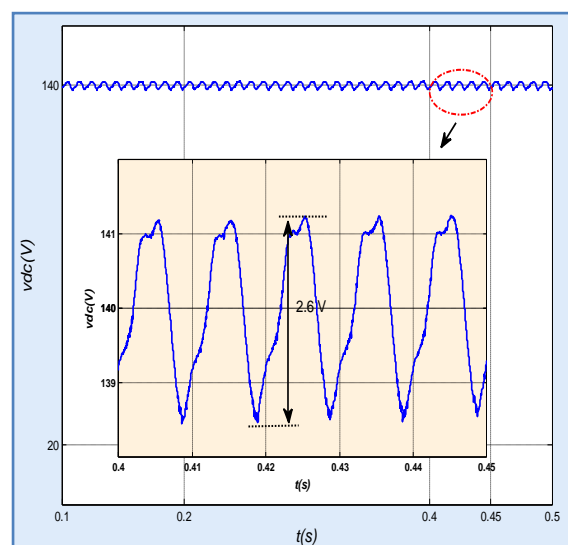


Fig. III.14. La tension de bus continu.

III.2.2. Commande indirecte du FAP par linéarisation entrée-sortie dans le repère stationnaire

Le schéma bloc de cette structure de commande est représenté par la figure III.15 :

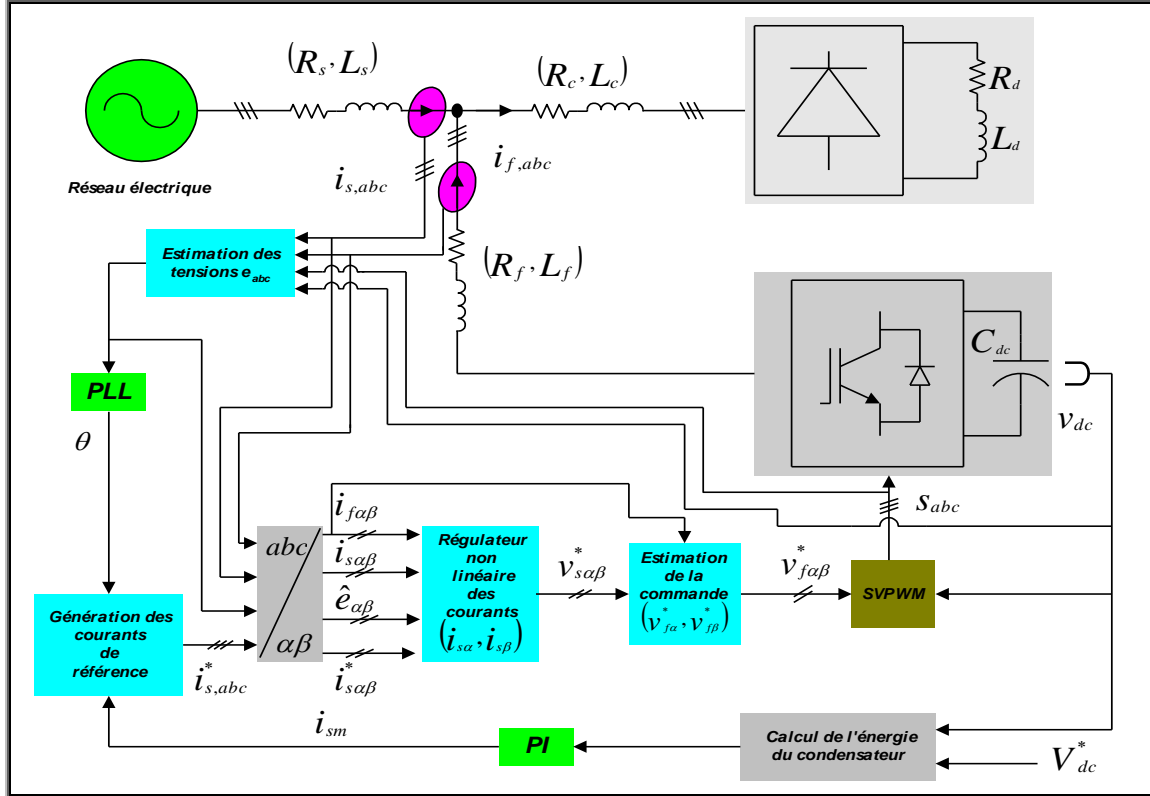


Fig. III.15. Commande indirecte non linéaire d'un FAP dans le repère stationnaire.

III.2.2.1. Régulation de la tension continue v_{dc}

Au paragraphe III.2.1.1

III.2.2.2. Régulation non linéaire des courants $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$

Le système d'équations définissant les courants de ligne dans le repère stationnaire est donné par :

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} + \frac{\hat{e}_\alpha - v_{s\alpha}}{L_s} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} + \frac{\hat{e}_\beta - v_{s\beta}}{L_s} \end{cases} \quad \text{(III.10)}$$

Première sortie :

$$y_1 = i_{s\alpha} = h_1(x) \Rightarrow \nabla h_1 = [1 \ 0]$$

La dérivée de cette sortie est donnée par :

$$\dot{y}_1 = \frac{di_{s\alpha}}{dt} = f_1(x) - \frac{1}{L_s} v_{s\alpha} \quad (\text{III.11})$$

La commande $v_{s\alpha}$ apparaît dans l'expression de la première dérivée (III.11), donc le degré relatif est égal à 1.

Deuxième sortie :

$$y_2 = i_{s\beta} = h_2(x) \Rightarrow \nabla h_2 = [0 \quad 1]$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{y}_2 = \frac{di_{s\beta}}{dt} = f_2(x) - \frac{1}{L_s} v_{s\beta} \quad (\text{III.12})$$

Le degré relatif de la deuxième sortie est égale à 1, donc le degré total est égal à 2, la linéarisation ici est alors exacte.

À partir des équations (III.11) et (III.12), il vient :

$$[\dot{y}_1 \quad \dot{y}_2]^T = f(x) + g(x)u \quad (\text{III.13})$$

Où :

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} + \frac{1}{L_s} \hat{e}_\alpha \\ -\frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} + \frac{1}{L_s} \hat{e}_\beta \end{bmatrix}, \quad \text{et} \quad g(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_s} \end{bmatrix}$$

La commande obtenue à partir de la théorie de linéarisation au sens entrée-sortie est définie par :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha}^* \\ v_{s\beta}^* \end{bmatrix} = g^{-1}(x) \left[-f(x) + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right] \quad (\text{III.14})$$

On trouve la relation linéaire suivante :

$$[\dot{y}_1 \quad \dot{y}_2]^T = [v_1 \quad v_2]^T \quad (\text{III.15})$$

Les nouvelles commandes doivent être conçues pour assurer la convergence des courants vers leurs consignes, nous devons prendre :

$$\begin{cases} v_1 = k_1(i_{s\alpha}^* - i_{s\alpha}) + \frac{d}{dt} i_{s\alpha}^* \\ v_2 = k_2(i_{s\beta}^* - i_{s\beta}) + \frac{d}{dt} i_{s\beta}^* \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Les coefficients k_1 et k_2 sont choisis de telle façon que les polynômes $p + k_1$ et $p + k_2$ possèdent des pôles a parties réelles négatives.

La figure III.16 représente le schéma bloc du régulateur non linéaire des courants de la source :

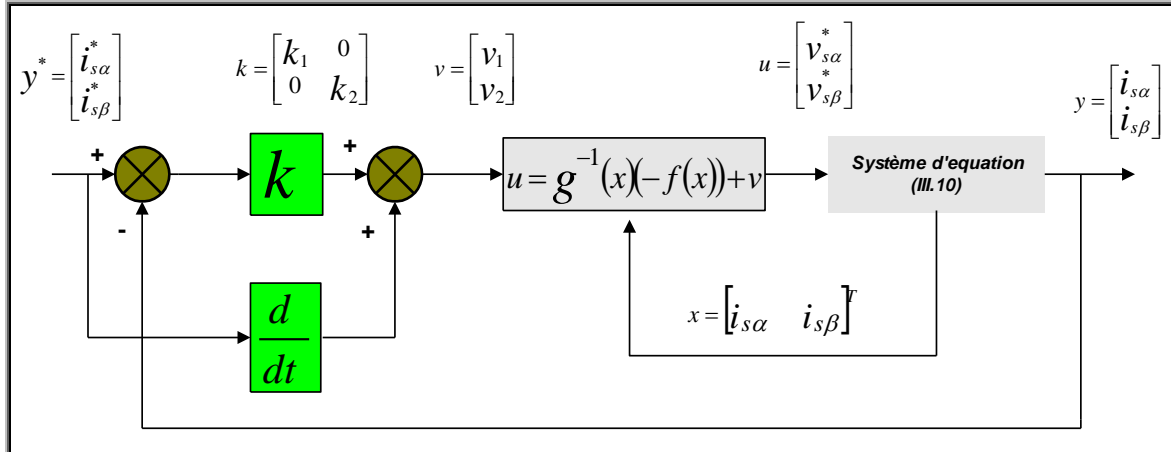


Fig. III.16. Schéma bloc du sous système d'équation (III.10) linéarisé en boucle fermée.

Les tensions de commande du filtre actif sont estimées par la relation :

$$\begin{cases} v_{f\alpha}^* = v_{s\alpha}^* + L_f \frac{di_{f\alpha}}{dt} + R_f i_{f\alpha} \\ v_{f\beta}^* = v_{s\beta}^* + L_f \frac{di_{f\beta}}{dt} + R_f i_{f\beta} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

III.2.2.3. Résultats de simulation

La simulation se déroule dans les mêmes conditions, et avec les mêmes paramètres qu'au repère synchrone Tab .III.1.

III.2.2.3.1. Étude du comportement du FAP en régime permanent

Initialement le système fonctionne sans FAP, la charge non linéaire est alimentée par une tension parfaitement sinusoïdale (Fig. II.8), les courants de sources sont identiques à ceux de la charge non linéaire, avec un $THD_i = 27.49\%$, (Fig. II.9). Le FAP est mis en service, en produisant des courants i_f qui rendent les courants de source sinusoïdaux et en phase avec les tensions correspondantes, et le THD_i est amélioré et vaut $THD_i = 1.98\%$ (Fig. III.17), d'une part, et d'autre part, la valeur de la tension du bus continu tend vers sa tension de référence $V_{dc}^* = 140V$ avec une ondulation de $1.6V$ (Fig. III.18).

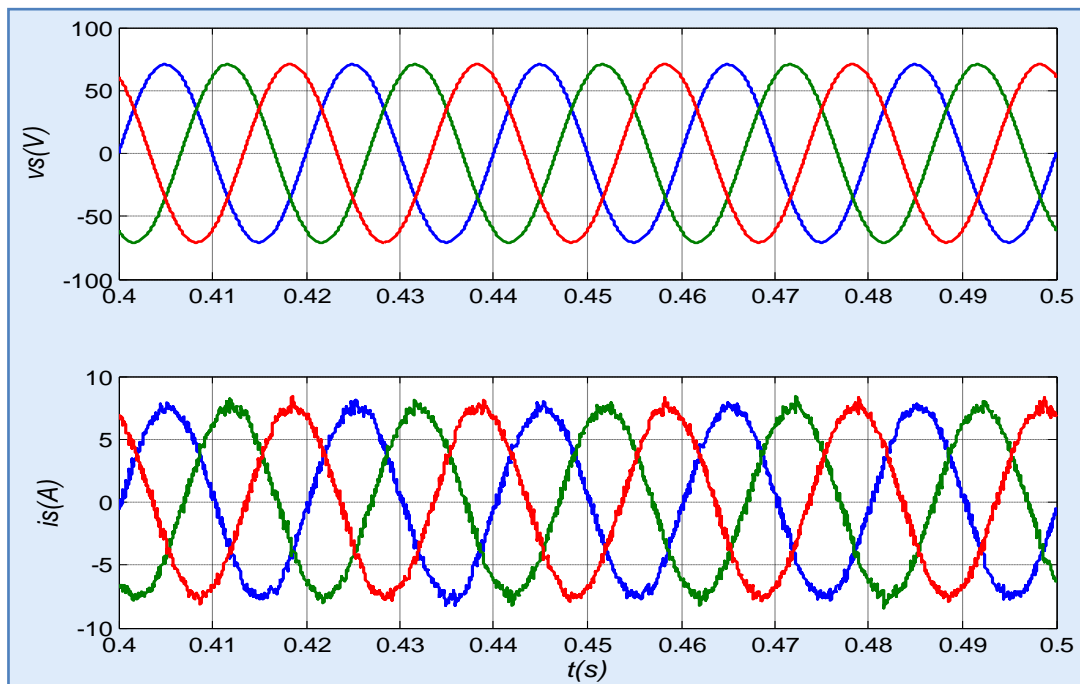


Fig. III.17. La tension de source, et Le courant de source.

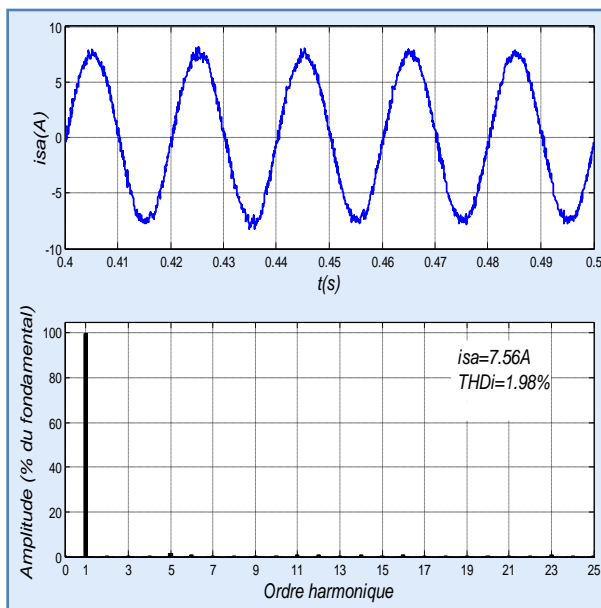


Fig. III.18. Le courant de source avec leur spectre.

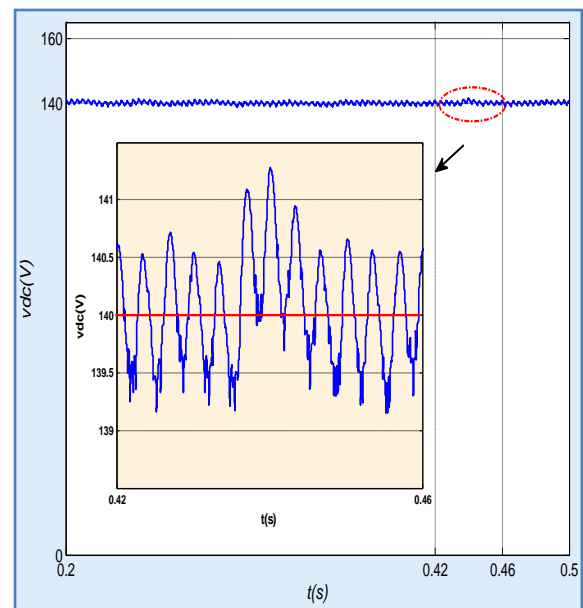


Fig. III.19. La tension du bus continu.

III.2.2.3.2. Étude du comportement du FAP en régime transitoire

❖ Fermeture du FAP

La figure III.19, montre qu'à $t = 0.15s$ le FAP est mis en service, en produisant des courants i_f qui arrivent, après un transitoire de 0.03s, à rendre les courants de source sinusoïdaux et en

phase avec les tensions correspondantes, la tension du bus continu tend vers son niveau de potentiel souhaité (tension de référence $V_{dc}^* = 140V$), après un transitoire de $0.09s$.

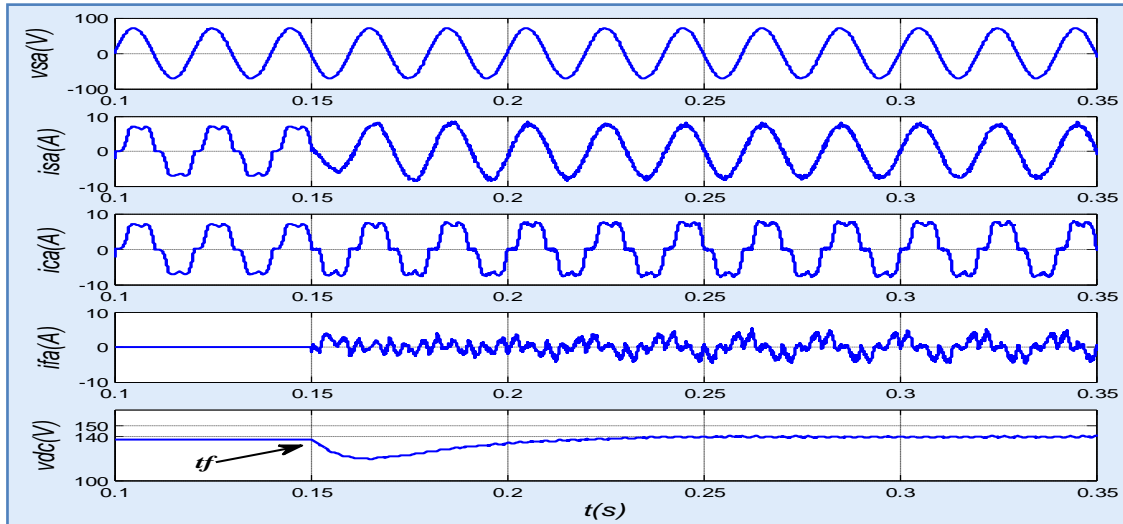


Fig. III.20. Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du FAP à l'instant $t_f=0.15s$.

❖ *Variation de la charge non linéaire*

Pour étudier la robustesse de la commande, nous procédons à une variation de la charge non linéaire (passage de R_{d1} à R_{d2}), la figure III.20, montre qu'à $t = 0.15s$ les courants de la charge subissent une diminution brusque alors que ceux de la source conservent leurs formes sinusoïdales, et la tension du bus continu augmente et rattrape après un transitoire sa valeur de référence, et la même chose à l'instant $t = 0.3s$ (passage de R_{d2} à R_{d1}), et la tension du bus continu diminue et rattrape après un transitoire sa valeur de référence, après un temps de réponse $0.07s$ et un dépassement de $13V$.

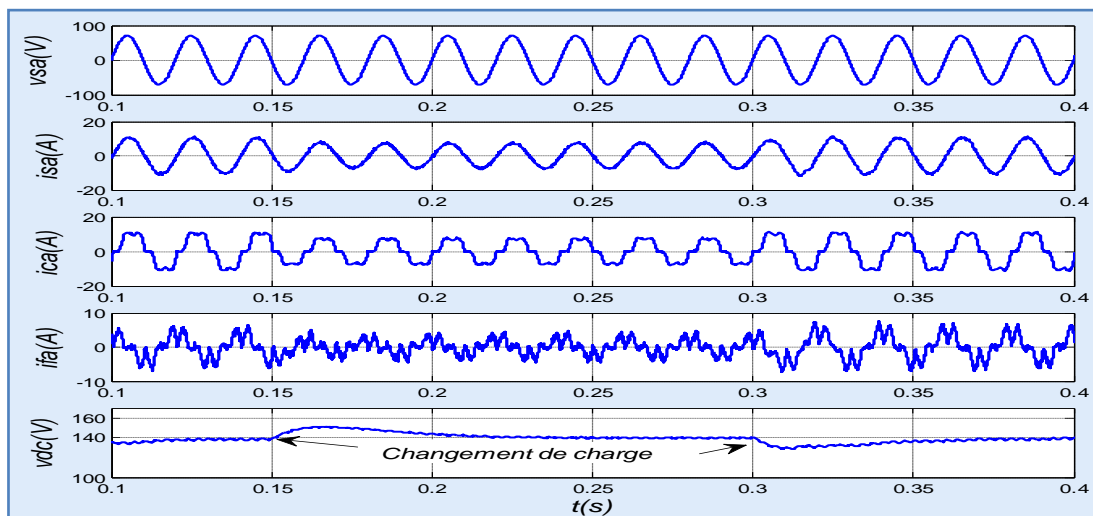


Fig. III.21. Résultats de simulation lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant $0.15s$ et $0.30s$.

❖ *Variation de la tension de référence V_{dc}^**

À l'instant $t = 0.2s$, la tension de référence va être changé de $140V$ à $130V$, le courant de source après un passage court de régime transitoire rattrape sa forme sinusoïdale, et à l'instant $t = 0.35s$ la tension de référence revient à sa valeur initiale de $130V$ à $140V$ (Fig. III.21) après un temps de réponse $0.02s$ et un dépassement de $2V$, et le courant de source rattrape aussi sa forme sinusoïdale .donc cette variation ne provoquant aucune perturbation au niveau des tensions de la source .

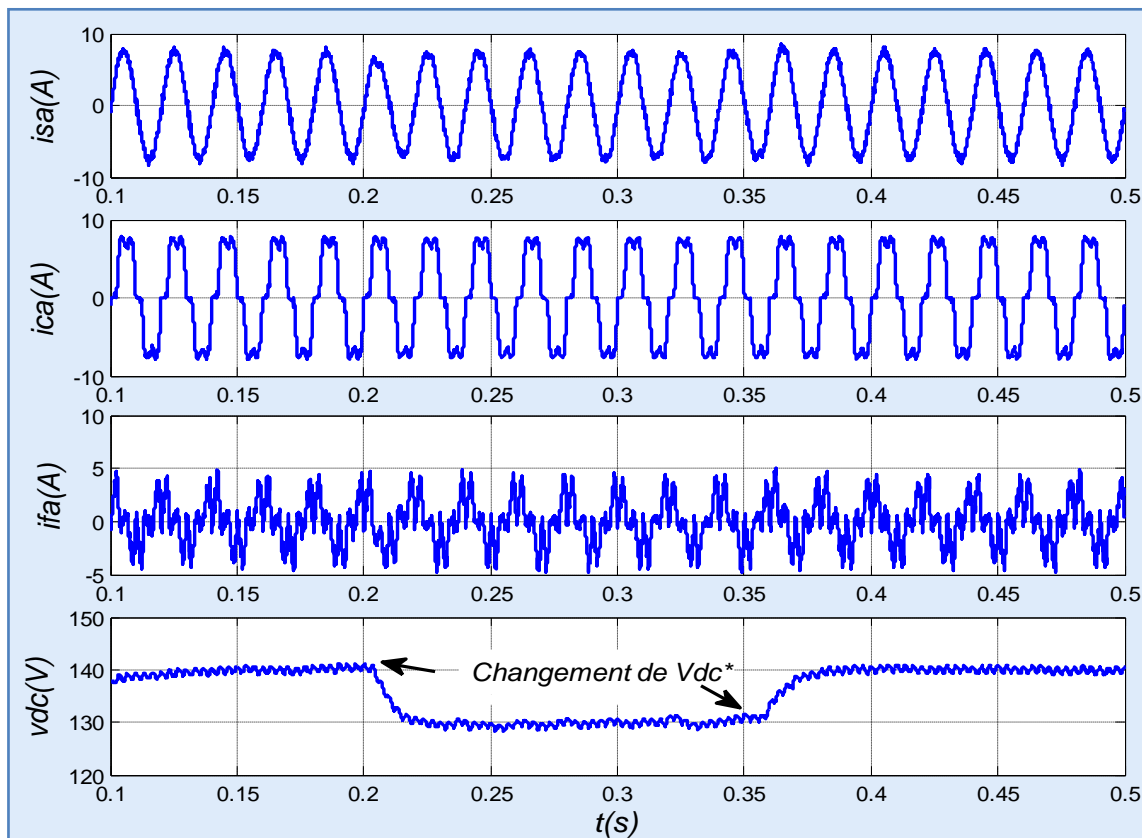


Fig. III.22. Résultats de simulation lors de la variation de la tension de référence à l'instant $0.2s$ et $0.35s$.

III.2.2.3.3. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la source

On suppose que dans ce test la source d'alimentation délivre trois tensions sinusoïdales d'amplitudes différentes. L'amplitude de la tension v_{sb} présente une diminution de 20% et celle de v_{sc} présente une augmentation de 20%. Par rapport à la tension v_{sa} . Les résultats obtenus pour ce test sont montrés sur la figure III.22. On constate que malgré le déséquilibre en tension de la source d'alimentation, le courant de source garde une forme sinusoïdale avec un $THD_i = 3.61\%$ (Fig. III.23), et la tension du bus continu rattrape sa référence avec une ondulation de $3.2V$ (Fig. III.24).

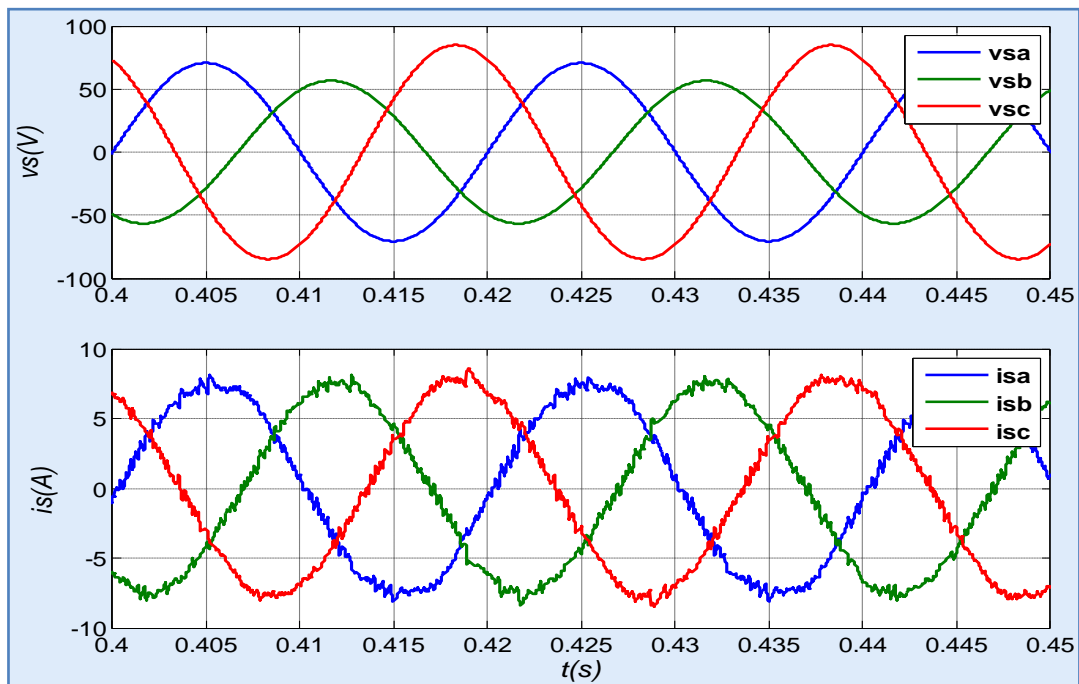


Fig. III.23. Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la source.

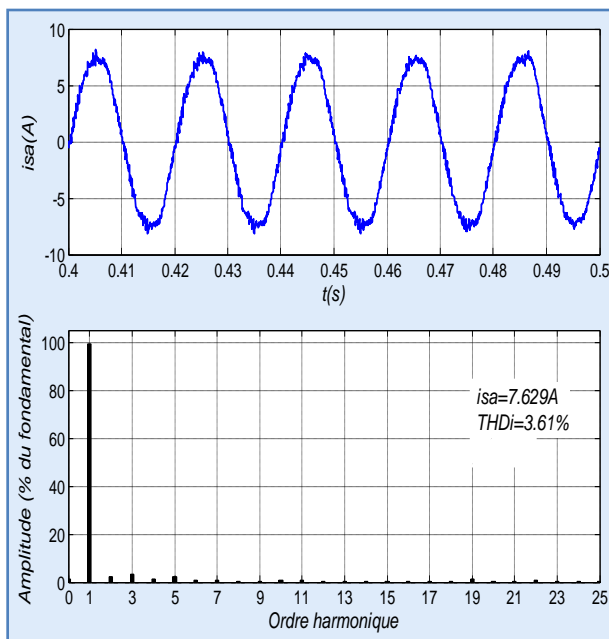


Fig. III.24. Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la source.

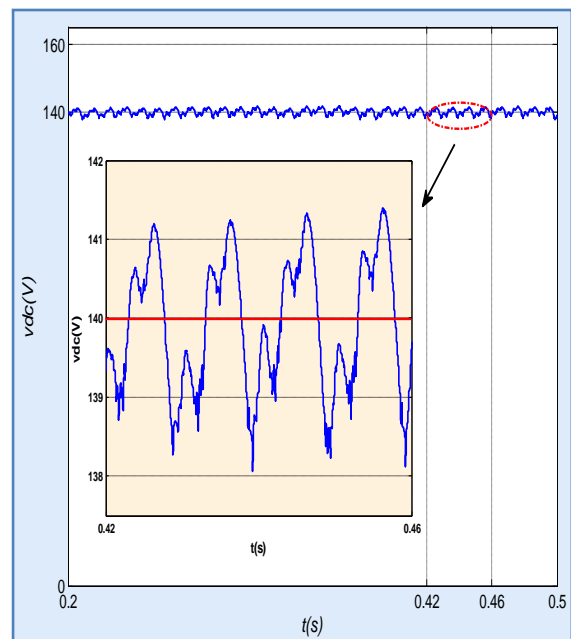


Fig. III.25. La tension du bus continu.

III.2.2.3.4. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la charge non linéaire

La structure du FAP avec une charge non-linéaire déséquilibrée est exposée sur la figure II.30 où on a ajouté une résistance $R=10\Omega$ à la deuxième phase ; Par conséquent, la charge non linéaire devient une charge non linéaire déséquilibrée. La figure III.25, montre que la tension de source reste

sinusoïdale équilibrée, tandis que la qualité du courant de source est dégradée avec un $THD_i=4.18\%$ (Fig. III.26).et la tension de bus continu suit sa référence avec une ondulation de 5V (Fig. III.27).

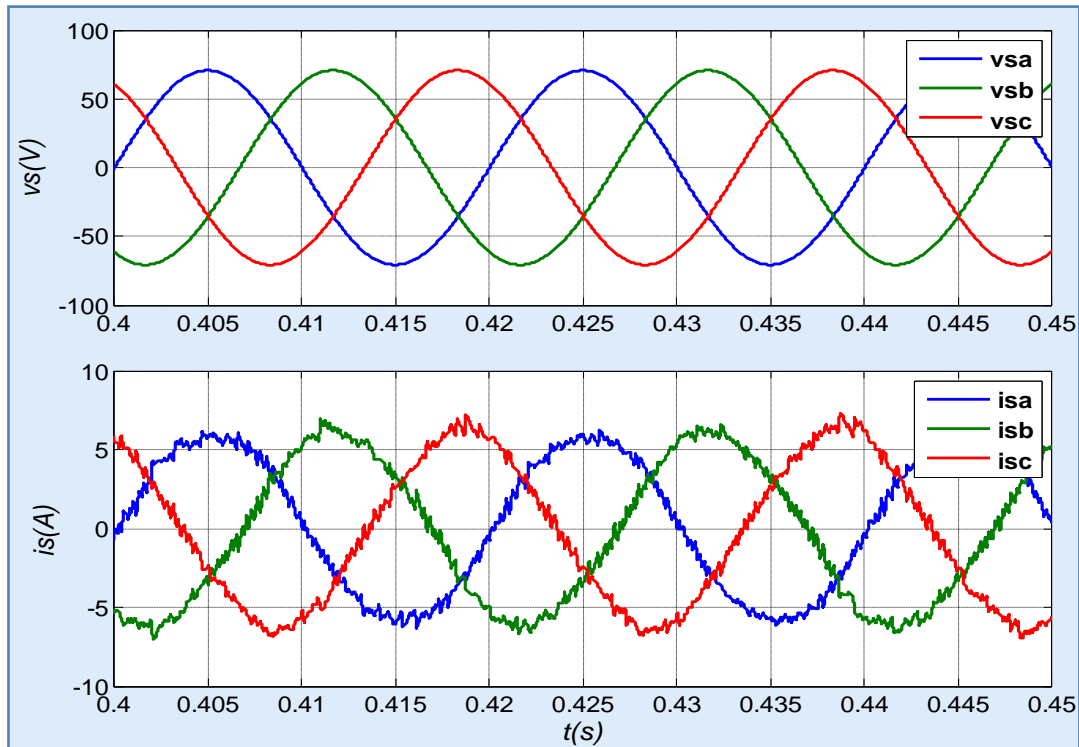


Fig. III.26. Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.

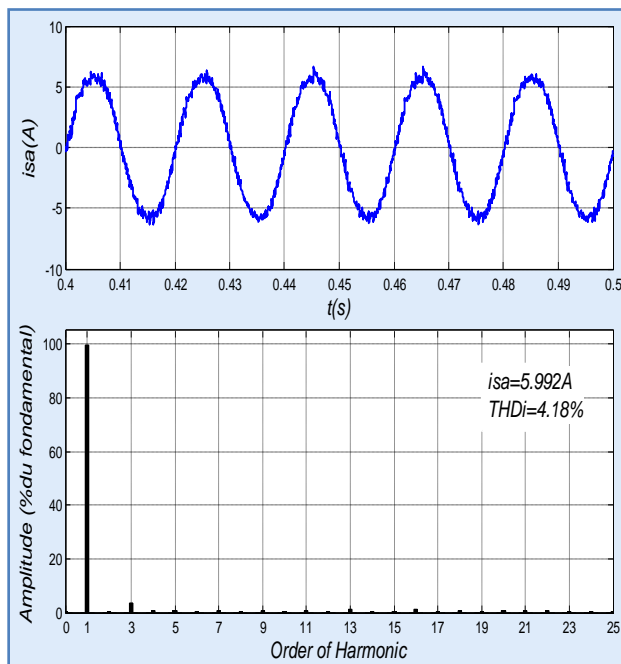


Fig. III.27. Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.

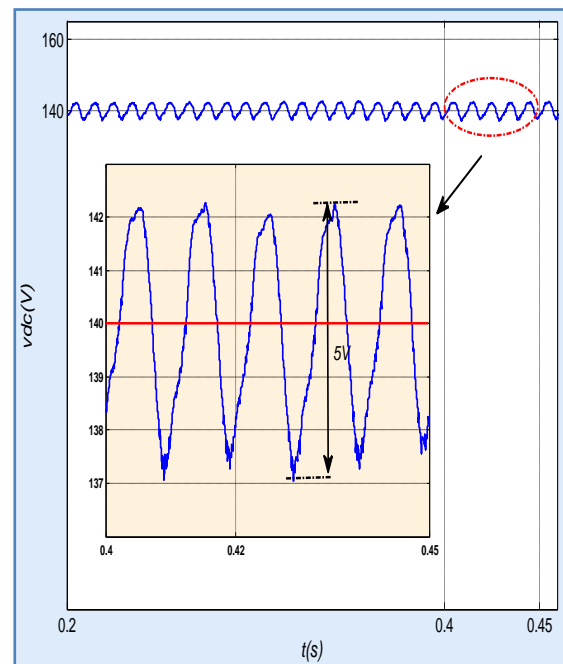


Fig. III.28. La tension du bus continu.

III.3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué la méthode de commande par linéarisation entrées-sorties dans la commande d'un filtre actif parallèle. Cette technique a été appliquée sur la structure de commande indirecte, et dans les repères synchrone et stationnaire. L'extraction des composantes harmoniques du courant a été basée sur la méthode des puissances active et réactive instantanées, et la génération des courants de référence a été réalisée à l'aide d'un régulateur de la tension continue aux bornes du condensateur de stockage d'énergie du filtre.

Les tensions estimées sont filtrées à l'aide d'un **FMV** pour obtenir une tension triphasée équilibrée sans harmoniques. Les résultats de simulation présentés dans ce chapitre montrent que la méthode de commande par linéarisation au sens des entrées-sorties est bien adaptée aux problèmes de régulation et de poursuite de la référence.

L'application de cette méthode pour la commande du filtre actif parallèle offre de meilleurs résultats par rapport à l'application de la commande linéaire.

Chapitre IV

Commande par mode de glissement du filtre actif parallèle

IV.1. Introduction

Comme nous avons vu au chapitre précédent, la technique de commande par linéarisation entrée-sortie a souvent été employée pour résoudre des problèmes pratiques de commande, mais cette technique impose que le vecteur d'état soit mesuré et demande un modèle précis du procédé à commander ; De plus, les propriétés de robustesse ne sont pas garanties face aux incertitudes paramétriques du modèle, en effet cette technique est basée sur l'annulation exacte des termes non linéaires, par conséquent la présence d'incertitudes de modélisation sur les termes non linéaires rend l'annulation inexacte et l'équation entrée-sortie résultante non linéaire. Dans ce chapitre, nous allons appliquer la technique de commande par mode glissant, cette technique est développée au paragraphe I.5.3, elle est considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis, avec la structure indirecte dans les deux repères synchrones et stationnaire, et une simulation est faite à l'aide du logiciel Matlab /Simulink, pour pouvoir examiner la performance de notre système aux régimes dynamique et statique dans plusieurs cas possibles (variation de la charge, variation de tension de référence, déséquilibre de la source, et déséquilibre de la charge non linéaire) en suite , nous présentons les résultats expérimentaux, qui permettent la validation des résultats de simulation de notre technique de commande.

IV.2. Commande indirecte du filtre actif parallèle par mode glissant

Dans cette partie nous nous intéressons à l'étude de la commande indirecte non linéaire des courants du réseau électrique, les deux structures de commande, la commande dans le repère synchrone et la commande dans le repère stationnaire sont envisagées.

IV.2.1 Commande indirecte du FAP par mode glissant dans le repère synchrone

Le schéma bloc de cette commande est donné par la figure. IV.1 :

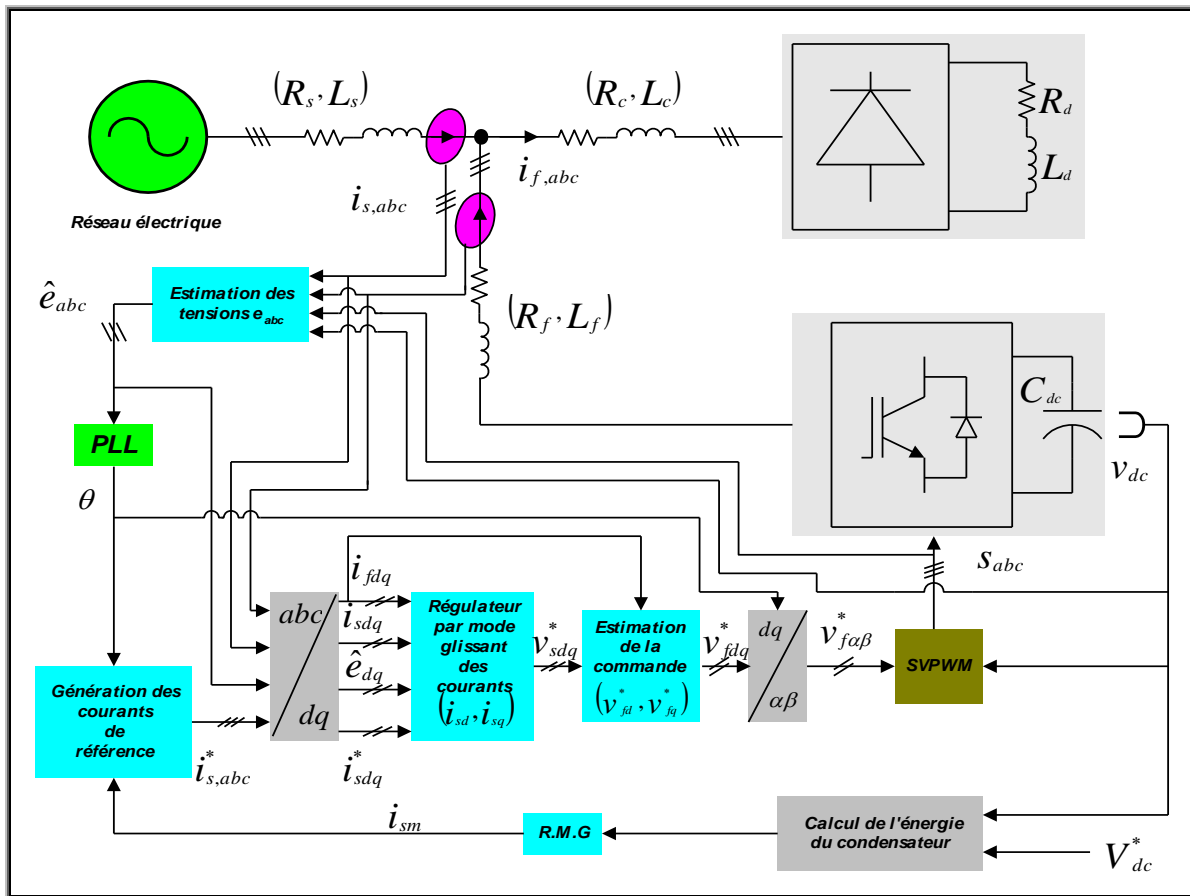


Fig. IV.1. Commande indirecte par mode glissant d'un FAP dans le repère synchrone.

IV.2.1.1. Régulation de la tension continue v_{dc}

L'amplitude de courant référentiel de source peut être estimé par le contrôle de la tension de bus continu en utilisant la commande par mode glissant. L'erreur entre la tension du bus contenu et sa référence est donnée par l'expression suivante :

$$e(v_{dc}) = V_{dc}^* - v_{dc} \quad (IV.1)$$

On considère l'erreur égale la variable d'état X_1 :

$$e(v_{dc}) = X_1,$$

$$\text{sa dérivée: } \frac{de(v_{dc})}{dt} = \dot{e}(v_{dc}) = \dot{X}_1 = X_2 \quad (IV.2)$$

$$\text{et son intégrale: } \int X_1 = X_3$$

En mode de glissement, les valeurs des fonctions de commutation sont données par [Sin-1997] :

$$y_1 = \begin{cases} +1 & \text{Si } SX_1 > 0 \\ -1 & \text{Si } SX_1 < 0 \end{cases} \quad (IV.3)$$

$$y_2 = \begin{cases} +1 & \text{Si } SX_2 > 0 \\ -1 & \text{Si } SX_2 < 0 \end{cases}$$

Où la surface de glissement est donnée par la relation suivante [Sah-2016]:

$$S(e) = C_1 X_1 + C_2 X_2 + C_3 X_3 = C_1 e(v_{dc}) + C_2 \frac{de(v_{dc})}{dt} + C_3 \int e(v_{dc}) dt \quad (IV.4)$$

Et la commande est considérée comme l'amplitude de courant référentiel de source

$$u = C_4 X_1 y_1 + C_5 X_2 y_2 = I_{sm} \quad (IV.5)$$

Avec C_1, C_2, C_3, C_4 , et C_5 sont des constants positifs.

IV.2.1.2. Régulation des courants i_{sd} , i_{sq}

Le système d'équations définissant les courants de ligne est donné par :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} &= -\frac{R_s}{L_s} i_{sd} - \omega i_{sq} + \frac{\hat{e}_d - v_{sd}}{L_s} \end{aligned} \right\} \rightarrow \text{Sous_système (1)}$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_{sq}}{dt} &= -\frac{R_s}{L_s} i_{sq} + \omega i_{sd} + \frac{\hat{e}_q - v_{sq}}{L_s} \end{aligned} \right\} \rightarrow \text{Sous_système (2)} \quad (IV.6)$$

Le filtre actif doit réagir d'une manière à assurer la régulation des courants coté réseau vers leurs références sinusoïdaux. Pour assurer cet objectif, le système précédent sera subdivisé en deux sous systèmes définis par :

Sous-système (1) :

Il est défini par sa commande v_{sd}^* , et sa variable d'état i_{sd} , on peut l'écrire sous la forme suivante :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sd} - \omega i_{sq} + \frac{\hat{e}_d}{L_s} - \frac{v_{sd}^*}{L_s} \quad (IV.7)$$

L'erreur de poursuite est définie par :

$$e(i_{sd}) = i_{sd}^* - i_{sd} \quad (IV.8)$$

La surface de glissement est définie par :

$$s(i_{sd}) = k_1 e(i_{sd}) + k_2 \int e(i_{sd}) dt \quad (IV.9)$$

Dans le mode de glissement, la surface de glissement et sa dérivée sont nulles, ceci peut s'écrire par :

$$\dot{s}(i_{sd}) = s(i_{sd}) = 0 \quad (\text{IV.10})$$

La dérivée de la surface de glissement est donnée par :

$$\dot{s}(i_{sd}) = k_1 \dot{e}(i_{sd}) + k_2 e(i_{sd}) = 0 \quad (\text{IV.11})$$

On obtient alors :

$$\dot{s}(i_{sd}) = k_1 \left(i_{sd}^* + \frac{R_s}{L_s} i_{sd} + \omega i_{sq} - \frac{\hat{e}_d}{L_s} + \frac{v_{sd}^*}{L_s} \right) + k_2 e(i_{sd}) = 0 \quad (\text{IV.12})$$

D'où **la commande équivalente** $v_{sd, \acute{e}q}^*$, peut être définie par :

$$v_{sd, \acute{e}q}^* = L_s \left(-\frac{k_2}{k_1} e(i_{sd}) - \left(i_{sd}^* + \frac{R_s}{L_s} i_{sd} + \omega i_{sq} - \frac{\hat{e}_d}{L_s} \right) \right) \quad (\text{IV.13})$$

Lorsque le courant i_{sd} , n'est pas sur la surface de glissement, **la commande discontinue** $v_{sd, dis}^*$ assurant la convergence du courant vers cette surface, on peut définir cette commande discontinue par :

$$v_{sd, dis}^* = U_d \max \operatorname{sgn}(s(i_{sd})) \quad (\text{IV.14})$$

Alors, la commande est donnée par :

$$v_{sd}^* = v_{sd, \acute{e}q}^* + v_{sd, dis}^* \quad (\text{IV.15})$$

Sous-système (2):

Le deuxième sous-système est défini par sa commande v_{sq}^* , et sa variable d'état i_{sq} , il s'écrit sous la forme suivante :

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sq} + \omega i_{sd} + \frac{\hat{e}_q}{L_s} - \frac{v_{sq}^*}{L_s} \quad (\text{IV.16})$$

L'erreur est définie par :

$$e(i_{sq}) = i_{sq}^* - i_{sq} \quad (\text{IV.17})$$

La surface de glissement est définie par :

$$s(i_{sq}) = k_3 e(i_{sq}) + k_4 \int e(i_{sq}) dt \quad (\text{IV.18})$$

Dans le mode de glissement, la surface de glissement et sa dérivée sont nulles, ceci peut s'écrire par :

$$\dot{s}(i_{sq}) = s(i_{sq}) = 0 \quad (\text{IV.19})$$

La dérivée de la surface de glissement est donnée par :

$$\dot{s}(i_{sq}) = k_3 \dot{e}(i_{sq}) + k_4 e(i_{sq}) = 0 \quad (\text{IV.20})$$

On obtient alors :

$$\dot{s}(i_{sq}) = k_3 \left(i_{sq}^* + \frac{R_s}{L_s} i_{sq} - \omega i_{sd} - \frac{\hat{e}_q}{L_s} + \frac{v_{sq}^*}{L_s} \right) + k_4 e(i_{sq}) = 0 \quad (\text{IV.21})$$

D'où la **commande équivalente** $v_{sq,\acute{e}q}^*$, peut être définie par :

$$v_{sq,\acute{e}q}^* = L_s \left(-\frac{k_4}{k_3} e(i_{sq}) - \left(i_{sq}^* + \frac{R_s}{L_s} i_{sq} - \omega i_{sd} - \frac{\hat{e}_q}{L_s} \right) \right) \quad (\text{IV.22})$$

Et la **commande discontinue** $v_{sq,dis}^*$, est définie par :

$$v_{sq,dis}^* = U_q \max \operatorname{sgn}(s(i_{sq})) \quad (\text{IV.23})$$

Alors, la commande est donnée par [Ben-2006]:

$$v_{sq}^* = v_{sq,\acute{e}q}^* + v_{sq,dis}^* \quad (\text{IV.24})$$

Les tensions de commande du filtre actif sont estimées par la relation :

$$\begin{cases} v_{fd}^* = v_{sd}^* + L_f \frac{d}{dt} i_{fd} + R_f i_{fd} + L_f \omega i_q \\ v_{fq}^* = v_{sq}^* + L_f \frac{d}{dt} i_{fq} + R_f i_{fq} - L_f \omega i_d \end{cases} \quad (\text{IV.25})$$

IV.2.2. Commande indirecte du FAP par mode glissant dans le repère stationnaire

Le schéma bloc de cette structure de commande est représenté par la figure IV.2. :

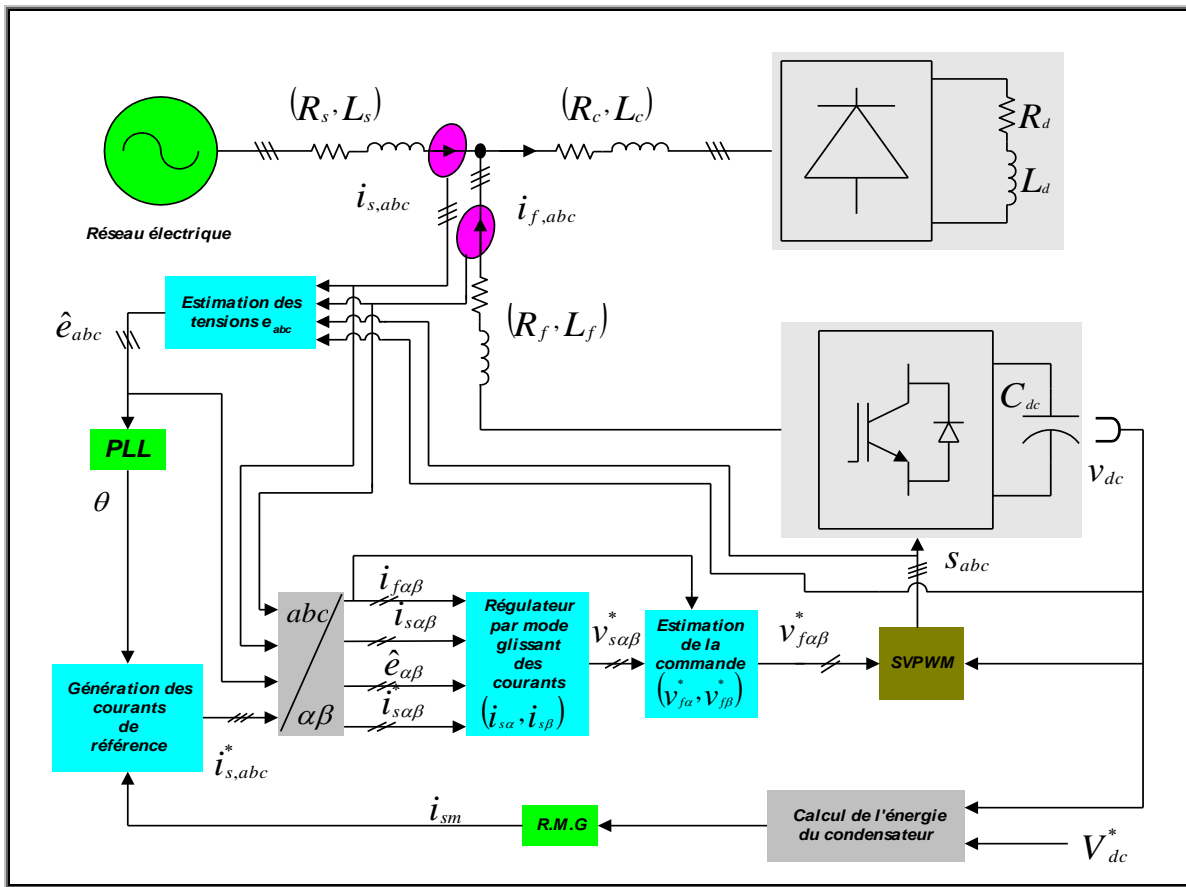


Fig. IV.2. Commande indirecte par mode glissant d'un FAP dans le repère stationnaire.

IV.2.2.1. Régulation de la tension continue v_{dc}

Le régulateur de la tension continue est similaire à celui utilisé dans le paragraphe IV.2.1.1.

IV.2.2.2. Régulation des courants $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$

Le système d'équations définissant les courants de ligne dans le repère stationnaire est donné par :

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} + \frac{\hat{e}_\alpha - v_{s\alpha}}{L_s} \} \rightarrow \text{Sous_système (1)} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} + \frac{\hat{e}_\beta - v_{s\beta}}{L_s} \} \rightarrow \text{Sous_système (2)} \end{cases} \quad (\text{IV.26})$$

Le système est subdivisé en deux sous-systèmes comme suit :

Sous-système (1) :

Ce sous-système est défini par :

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{s\alpha} + \frac{\hat{e}_\alpha}{L_s} - \frac{v_{s\alpha}^*}{L_s} \quad (\text{IV.27})$$

L'erreur de poursuite de ce courant est définie par :

$$e(i_{s\alpha}) = i_{s\alpha}^* - i_{s\alpha} \quad (\text{IV.28})$$

La surface de glissement choisie pour cette variable est donnée par :

$$s(i_{s\alpha}) = k_1 e(i_{s\alpha}) + k_2 \int e(i_{s\alpha}) dt \quad (\text{IV.29})$$

Dans le mode glissant la dérivée de cette surface est nulle, on trouve :

$$\dot{s}(i_{s\alpha}) = k_1 \dot{e}(i_{s\alpha}) + k_2 e(i_{s\alpha}) = 0 \quad (\text{IV.30})$$

Ce qui donne:

$$k_1 \left(i_{s\alpha}^* + \frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} - \frac{\hat{e}_\alpha}{L_s} + \frac{v_{s\alpha}}{L_s} \right) + k_2 e(i_{s\alpha}) = 0 \quad (\text{IV.31})$$

La commande équivalente $v_{s\alpha, \text{éq}}^*$, est donnée par:

$$v_{s\alpha, \text{éq}}^* = L_s \left(-\frac{k_2}{k_1} e(i_{s\alpha}) - \left(i_{s\alpha}^* + \frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} - \frac{\hat{e}_\alpha}{L_s} \right) \right) \quad (\text{IV.32})$$

Et la commande discontinue $v_{s\alpha, \text{dis}}^*$, est définie par :

$$v_{s\alpha, \text{dis}}^* = U_{\alpha \max} \text{sgn}(s(i_{s\alpha})) \quad (\text{IV.33})$$

La commande $v_{s\alpha}^*$, est donnée par :

$$v_{s\alpha}^* = v_{s\alpha, \text{éq}}^* + v_{s\alpha, \text{dis}}^* \quad (\text{IV.34})$$

Sous-système (2):

Ce sous-système est défini par :

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{s\beta} + \frac{\hat{e}_\beta}{L_s} - \frac{v_{s\beta}^*}{L_s} \quad (\text{IV.35})$$

L'erreur de poursuite de ce courant est définie par :

$$e(i_{s\beta}) = i_{s\beta}^* - i_{s\beta} \quad (\text{IV.36})$$

La surface de glissement choisie pour cette variable est donnée par :

$$s(i_{s\beta}) = k_3 e(i_{s\beta}) + k_4 \int e(i_{s\beta}) dt \quad (\text{IV.37})$$

Dans le mode glissant la dérivée de cette surface est nulle, on trouve :

$$\dot{s}(i_{s\beta}) = k_3 \dot{e}(i_{s\beta}) + k_4 e(i_{s\beta}) = 0 \quad (\text{IV.38})$$

D'où on peut écrire:

$$k_2 \left(\dot{i}_{s\beta}^* + \frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} - \frac{\hat{e}_\beta}{L_s} + \frac{v_{s\beta}}{L_s} \right) + k_4 e(i_{s\beta}) = 0 \quad (\text{IV.39})$$

À partir de l'expression (IV.39), la commande équivalente $v_{s\beta, \text{éq}}^*$, est définie par:

$$v_{s\beta, \text{éq}}^* = L_s \left(-\frac{k_4}{k_3} e(i_{s\beta}) - \left(\dot{i}_{s\beta}^* + \frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} - \frac{\hat{e}_\beta}{L_s} \right) \right) \quad (\text{IV.40})$$

Et la commande discontinue $v_{s\beta, \text{dis}}^*$, est définie par :

$$v_{s\beta, \text{dis}}^* = U_{\beta \text{max}} \text{sgn}(s(i_{s\beta})) \quad (\text{IV.41})$$

La commande $v_{s\beta}^*$, est définie par :

$$v_{s\beta}^* = v_{s\beta, \text{éq}}^* + v_{s\beta, \text{dis}}^* \quad (\text{IV.42})$$

Les tensions de commande du filtre actif sont estimées par la relation :

$$\begin{cases} v_{f\alpha}^* = v_{s\alpha}^* + L_f \frac{d}{dt} i_{f\alpha} + R_f i_{f\alpha} \\ v_{f\beta}^* = v_{s\beta}^* + L_f \frac{d}{dt} i_{f\beta} + R_f i_{f\beta} \end{cases} \quad (\text{IV.43})$$

IV.3. Résultats de simulation

Les résultats de simulation du système global (Source de tension, charge non linéaire, et FAP) ont été obtenus à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink. Le tableau suivant (Tab. IV.1) résume les paramètres de simulation du système global.

Tab. IV.1. Paramètres de simulation du système global.

Système	Désignation	Valeurs
Source d'alimentation	Même paramètres du Tableau II.1	
Charge non linéaire		
Filtre actif de puissance parallèle		
Conditions de simulation		
Les constantes du régulateur par mode glissant.	$k_1 = 7$ $k_2 = 0.01$ $k_3 = 6$ $k_4 = 0.3$	

IV.3.1. Étude du comportement du FAP en régime permanent

À l'instant $0s$, le **FAP** est mis en service en produisant des courants i_f qui rendent les courants de source sinusoïdaux et en phase avec les tensions correspondantes et le taux de distorsion vaut, $THD_i = 1.40\%$ (Fig. IV.3) d'une part et d'autre part la valeur de la tension du bus continu tend vers sa tension de référence $V_{dc}^* = 140V$ avec une ondulation de $0.6V$ (Fig. IV.4).

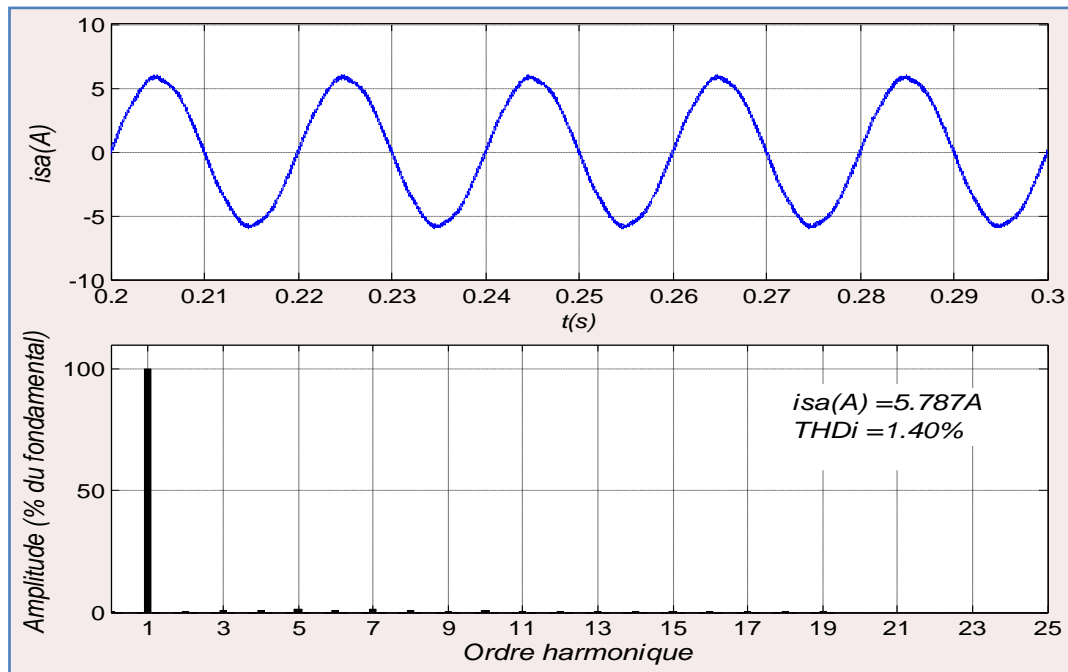


Fig. IV.3. Le courant de source.

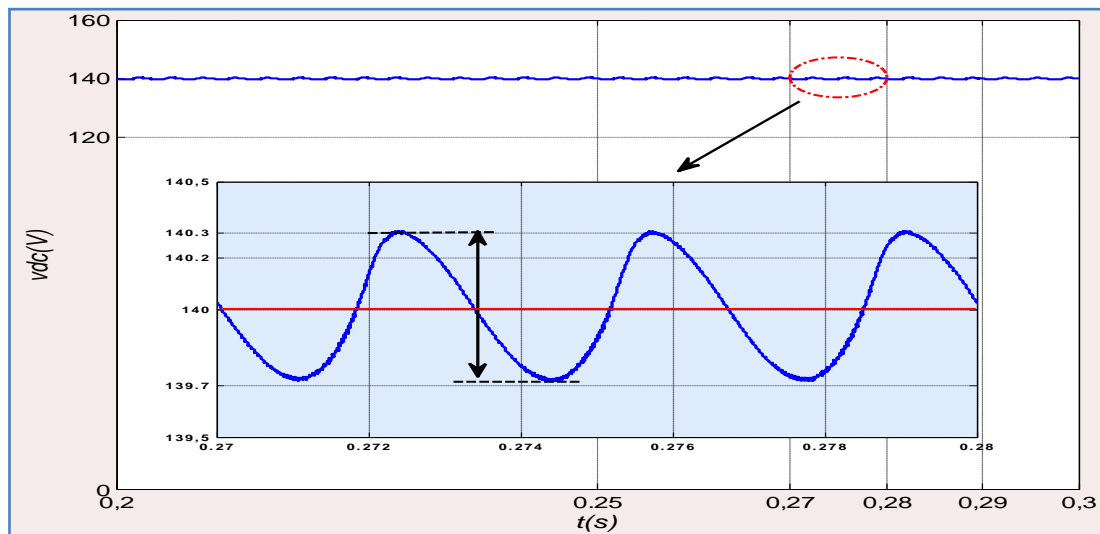


Fig. IV.4. La tension du bus continu.

IV.3.2. Étude du comportement du FAP en régime transitoire

❖ Fermeture du FAP

La figure IV.5. montre qu'à l'instant $t_f = 0.15s$, le **FAP** est mis en service, en produisant des courants i_f qui arrivent, après un transitoire de $0.022s$, à rendre les courants de source sinusoïdaux et en phase avec les tensions correspondantes, la tension du bus continu tend vers son niveau de potentiel souhaité (Tension de référence $V_{dc}^* = 140V$) avec une ondulation de $0.6V$ après un temps de $0.022s$ et de dépassement $2.5V$ (Fig. IV.6,7), la figure IV.8 illustre les allures de puissances instantanées active et réactive de la source, qui oscillaient autour de leurs références, et la compensation de la puissance réactive qui converge vers le zéro.

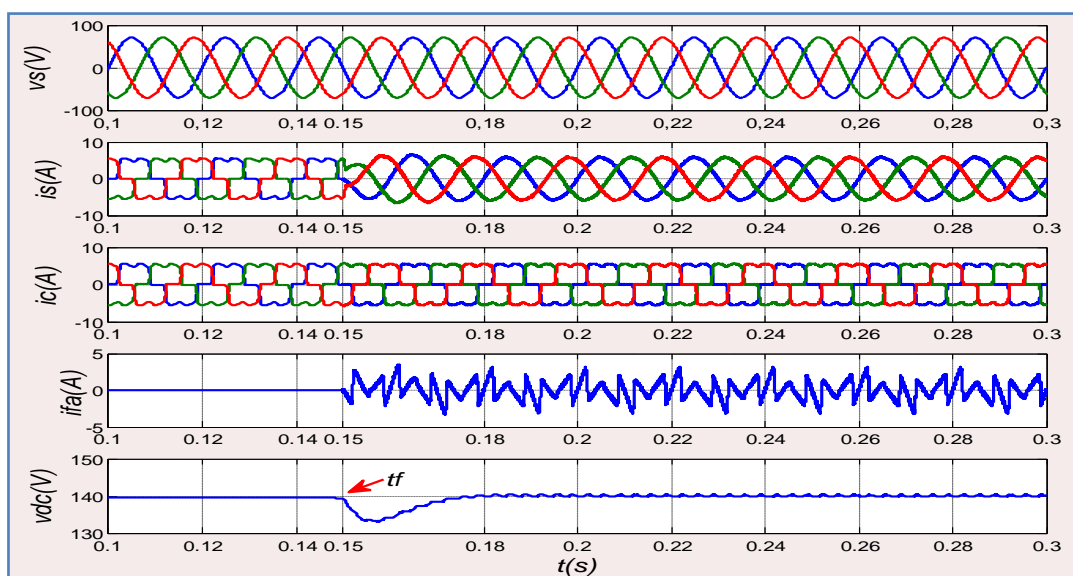


Fig. IV.5. Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du **FAP** à l'instant $t_f = 0.15s$.

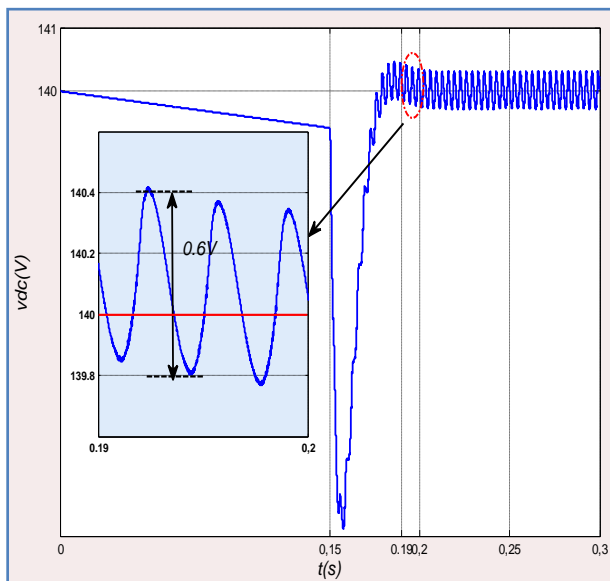


Fig. IV.6. La tension du bus continu.

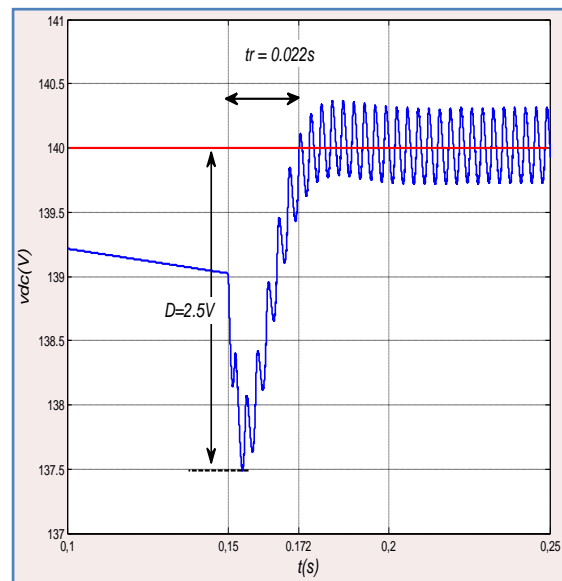


Fig. IV.7. La tension du bus continu, caractéristique.

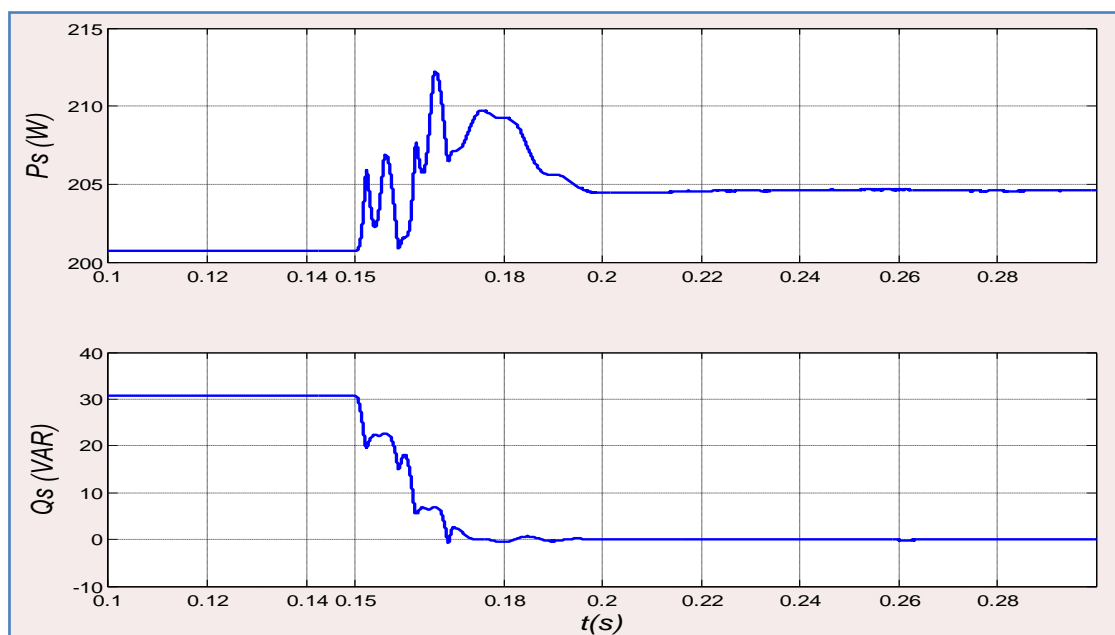


Fig. IV.8. Allures des puissances instantanées de la source lors de la fermeture du FAP à l'instant $t=0.15s$.

❖ Variation de la charge non linéaire

Pour examiner la robustesse de notre régulateur, nous procédons à une variation de la charge non linéaire (passage de R_{d1} à R_{d2}). La figure IV.9 montre qu'à l'instant $t = 0.15s$ les courants de la charge subissent une diminution brusque alors que ceux de la source conservent leurs formes sinusoïdales, et la tension du bus continu augmente et atteint après un transitoire sa valeur de référence. Et la même chose à l'instant $t = 0.3s$ (passage de R_{d2} à R_{d1}), et la tension du bus continu diminue et atteint après un transitoire sa valeur de référence après un temps de réponse $0.027s$ et

un dépassement $8.57V$. (Fig. IV.10, 11). Suite à cette variation de la charge, la figure IV.12, montre que la puissance active de source est diminuée à l'instant $0.15s$ et revient à sa valeur précédente à l'instant $0.3s$, et l'énergie réactive de la source poursuit sa valeur nulle pour assurer une bonne compensation de l'énergie réactive.

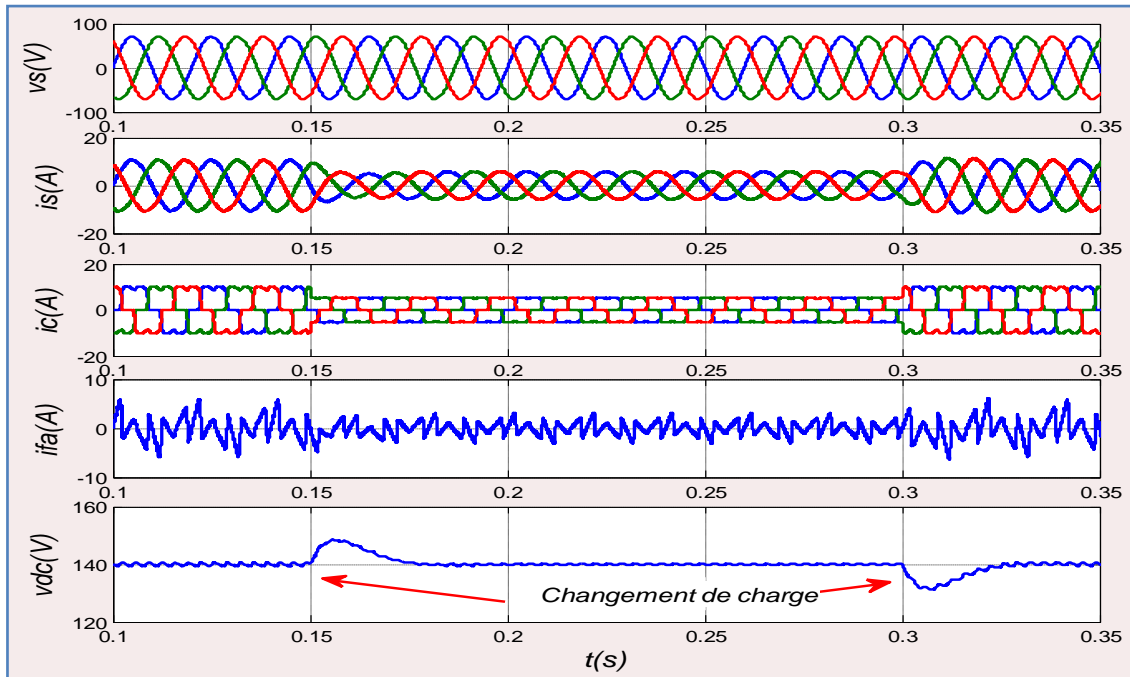


Fig. IV.9. Résultats de simulation lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant $0.15s$ et $0.30s$.

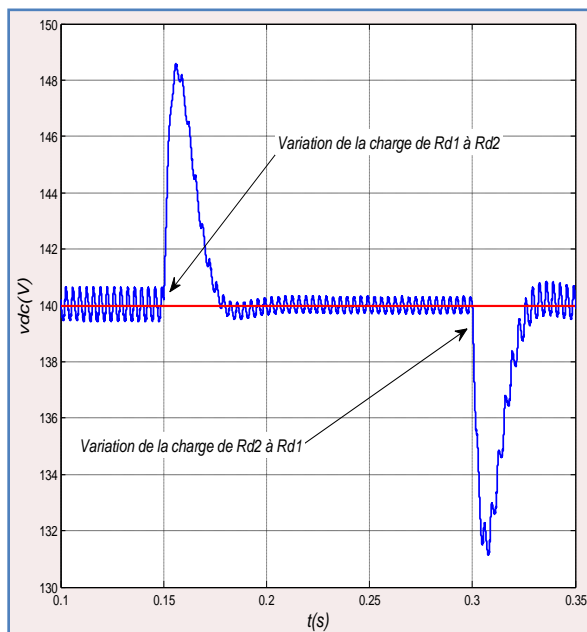


Fig. IV.10. La tension du bus continu lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant $0.15s$ et $0.30s$.

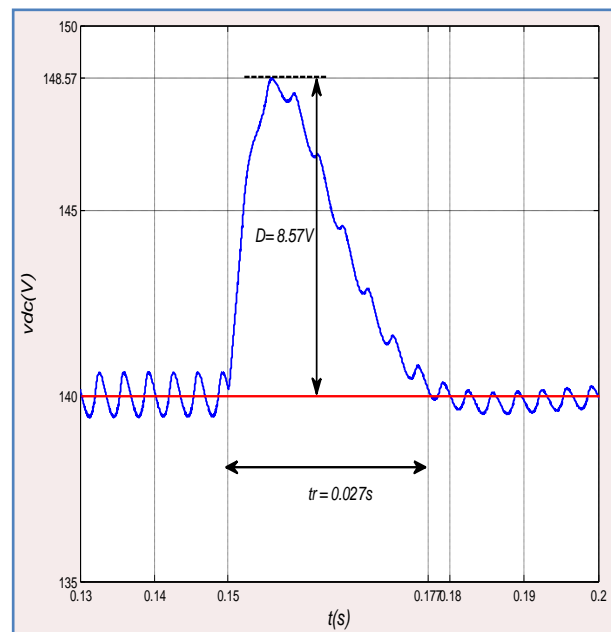


Fig. IV.11. La tension du bus continu lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant $0.15s$, caractéristiques.

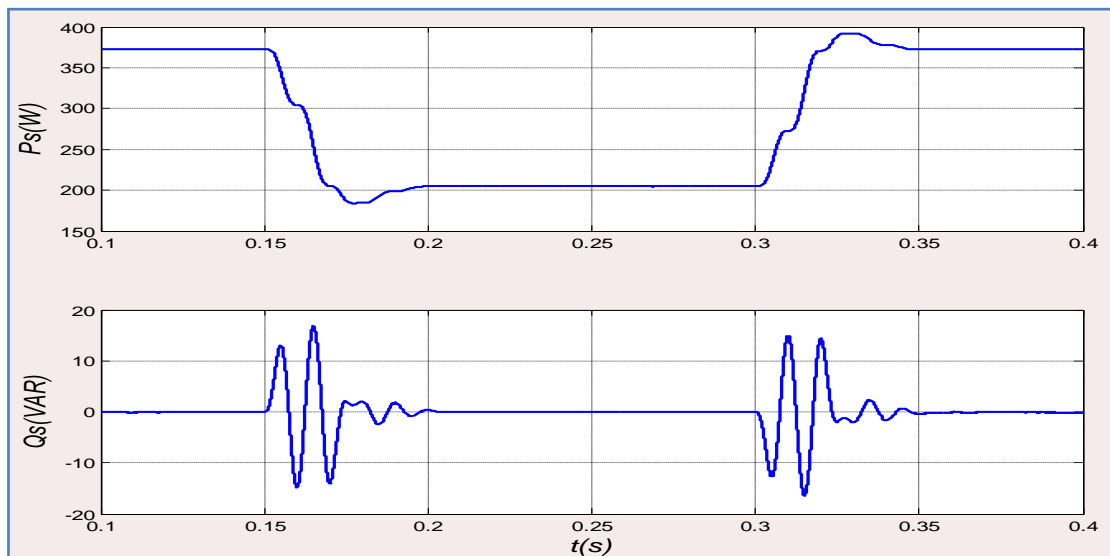


Fig. IV.12. Allures des puissances instantanées lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant $0.15s$ et $0.30s$.

❖ *Variation de la tension de référence V_{dc}^**

À l'instant, $t = 0.15s$, la tension de référence va être démunie de $140V$ à $130V$, le courant de source rattrape sa forme sinusoïdale après un passage très court de régime transitoire. Et à l'instant $t = 0.3s$, la tension de référence revient à sa valeur précédente (de $130V$ à $140V$) (Fig. IV.13), après un temps de réponse $0.02s$ et sans dépassement, et une ondulation de $0.6V$ (Fig. IV.14, 15); et cette variation ne provoquant aucune perturbation au niveau de tensions de la source (Fig. IV.16).

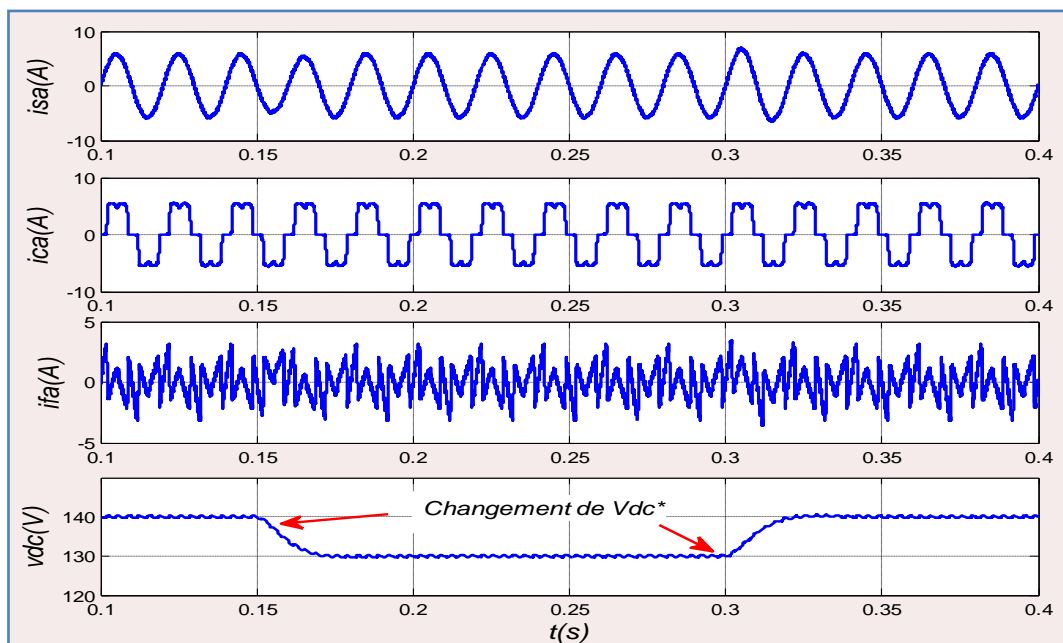


Fig. IV.13. Résultats de simulation lors de la variation de la tension de référence à l'instant $0.15s$ et $0.30s$.

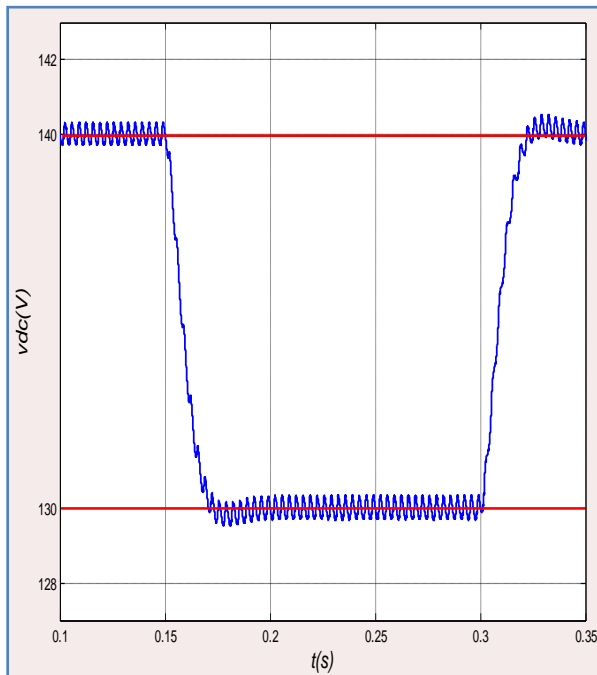


Fig. IV.14. La tension du bus continu lors de la variation de la tension de référence à l'instant 0.15s et 0.30s.

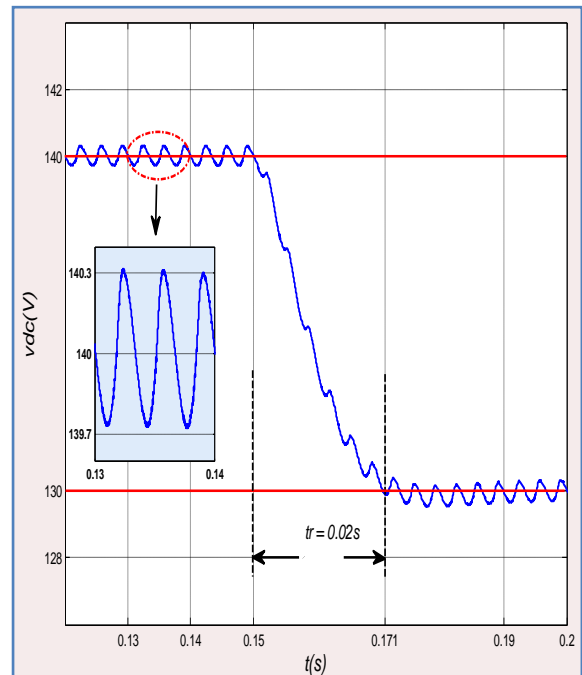


Fig. IV.15. La tension du bus continu lors de la variation de la tension de référence à l'instant 0.15s et 0.30s, caractéristiques.

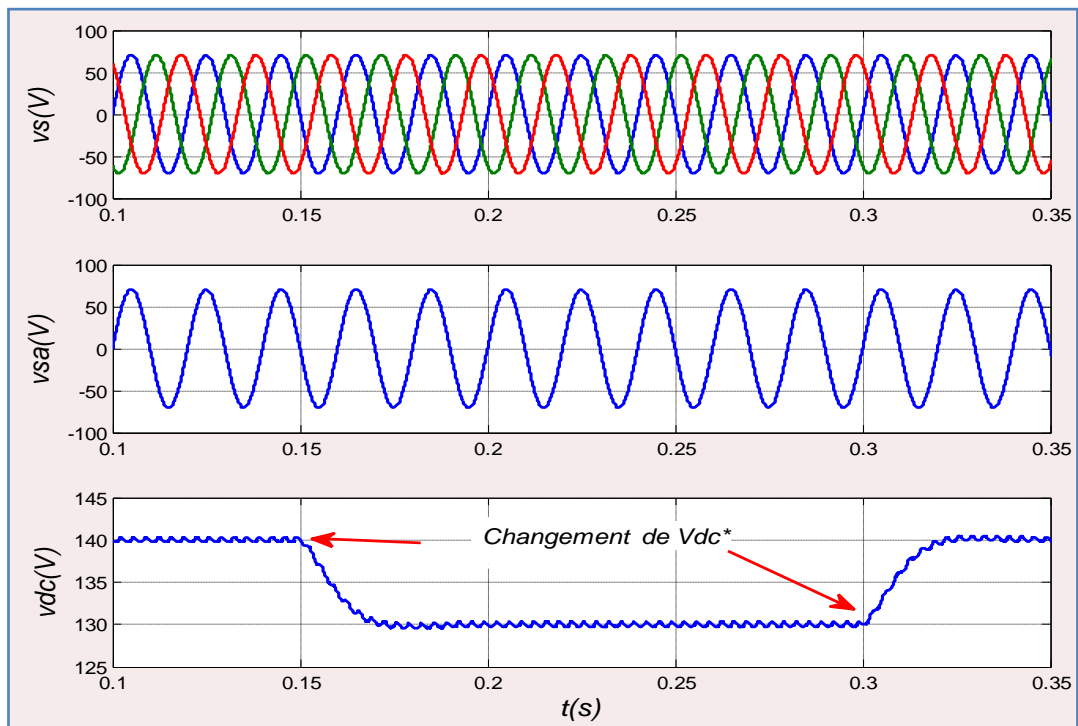


Fig. IV.16. Les tensions de source lors de la variation de la tension de référence à l'instant 0.15s et 0.30s.

La figure IV.17 montre l'allure de la puissance active de la source qui va être passé par un régime transitoire court et revient à sa valeur initiale, aux instants de changement de la tension de référence

(0.15s et 0.3s), tandis que la puissance réactive reste nulle pour assurer une bonne compensation de l'énergie réactive.

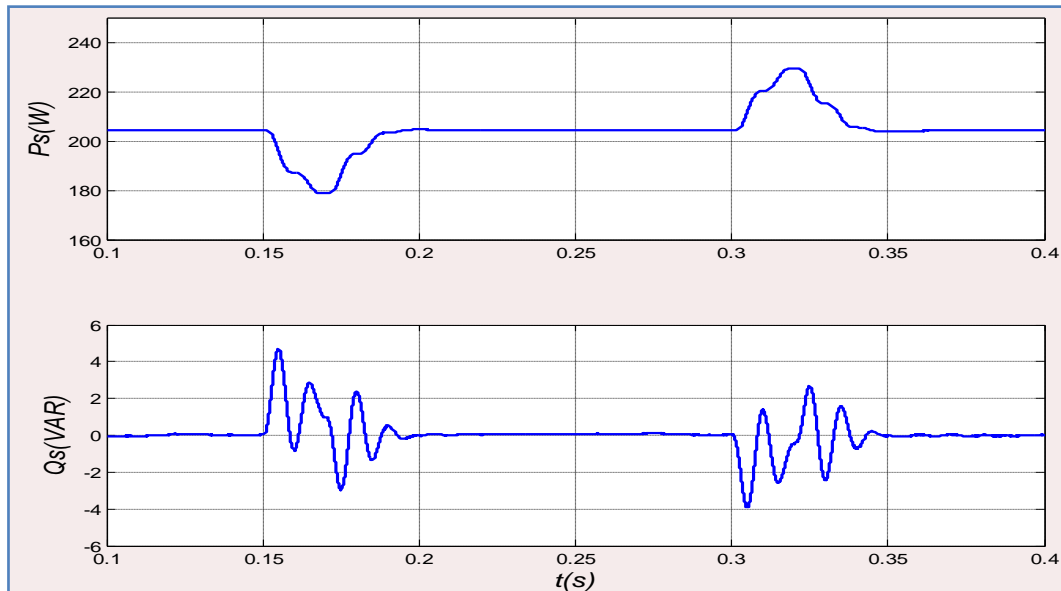


Fig. IV.17. Allures des puissances instantanées lors de la variation de la tension de référence à l'instant 0.15s et 0.30s.

La figure IV.18, montre les formes des signaux des courants, et de la tension de source lors de changement de la tension de référence du bus continu de 140V à 150V à l'instant 0.15s et de 150V à 140V à l'instant 0.3s, ce qui montre la robustesse de notre régulateur.

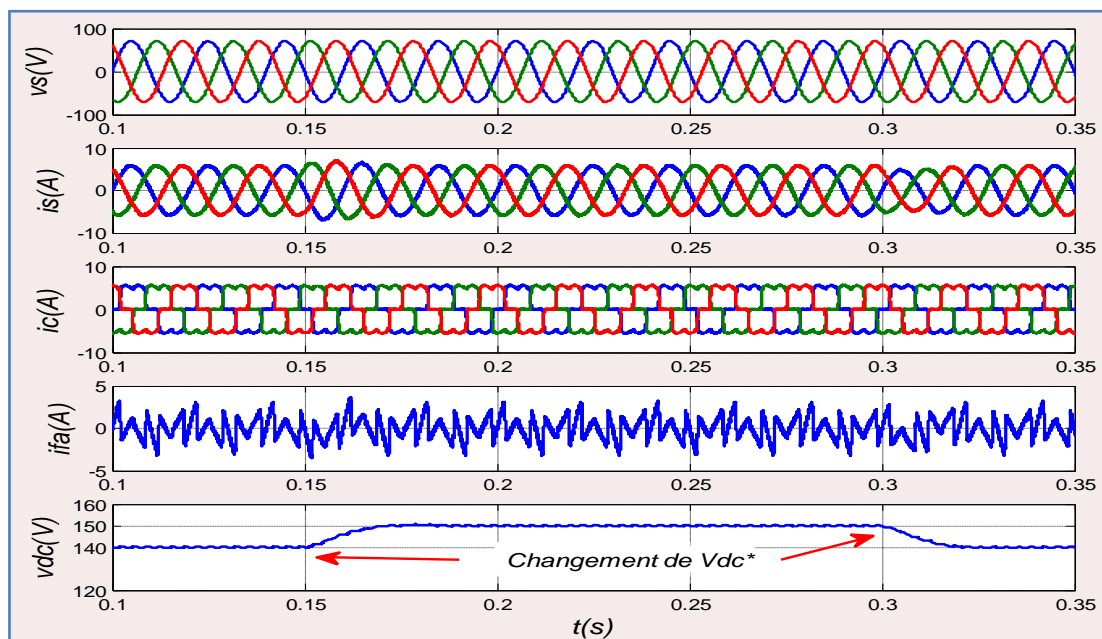


Fig. IV.18. Résultats de simulation lors de la variation de la tension de référence à l'instant 0.15s et 0.30s.

IV.3.3. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la source

Dans ce test, la source d'alimentation délivre trois tensions sinusoïdales d'amplitudes différentes, l'amplitude de la tension v_{sb} présente une diminution de 20%, et celle de v_{sc} présente une augmentation de 20%, par rapport à la tension v_{sa} (Fig. IV.19).

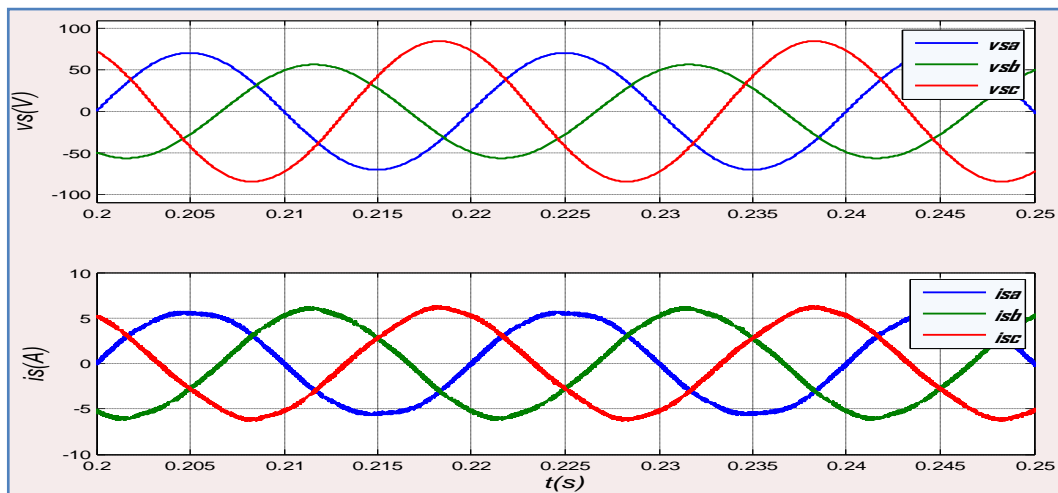


Fig. IV.19. Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la source.

On constate que malgré le déséquilibre en tension d'alimentation, le courant de source garde sa forme sinusoïdale avec un $THD_i = 3.22\%$ (Fig. IV.20), et le spectre du courant montre l'apparition de l'harmonique 3 avec un taux de distorsion 2.91%, et la tension du bus continu rattrape sa référence avec une ondulation de 1.77V (Fig. IV.21).

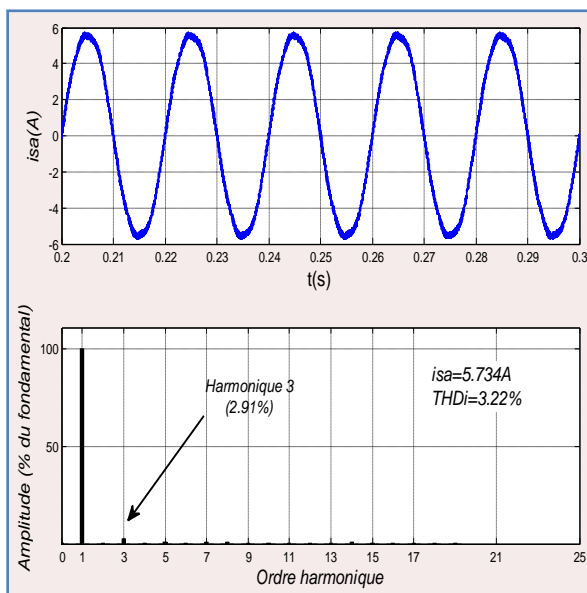


Fig. IV.20. Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la source.

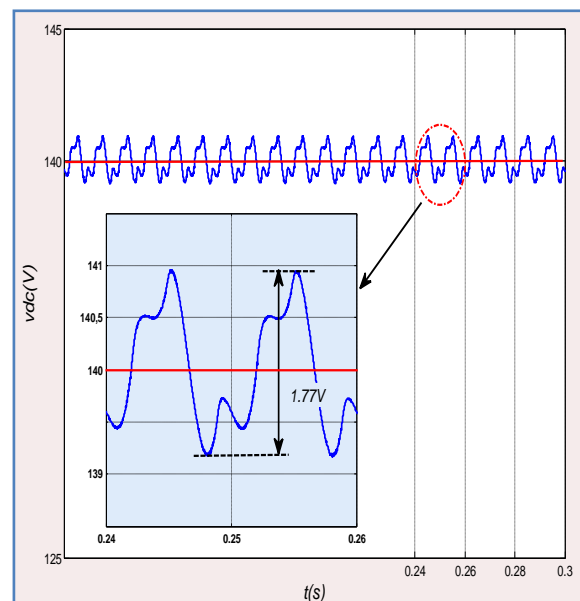


Fig. IV.21. La tension du bus continu lors d'un déséquilibre de la source, caractéristiques.

IV.3.4. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la charge non linéaire

La même structure de la figure II.30, où on a ajouté une résistance $R=10\Omega$ à la deuxième phase, par conséquent la charge non linéaire devient une charge non linéaire déséquilibrée, la figure IV.22 montre que la tension de source reste sinusoïdale équilibrée, tandis que la qualité du courant de source est un peu dégradée avec un $THD_i = 5.51\%$ (Fig. IV.23), et la tension de bus continu suit sa référence avec une ondulation de $2.5V$ (Fig. IV.24).

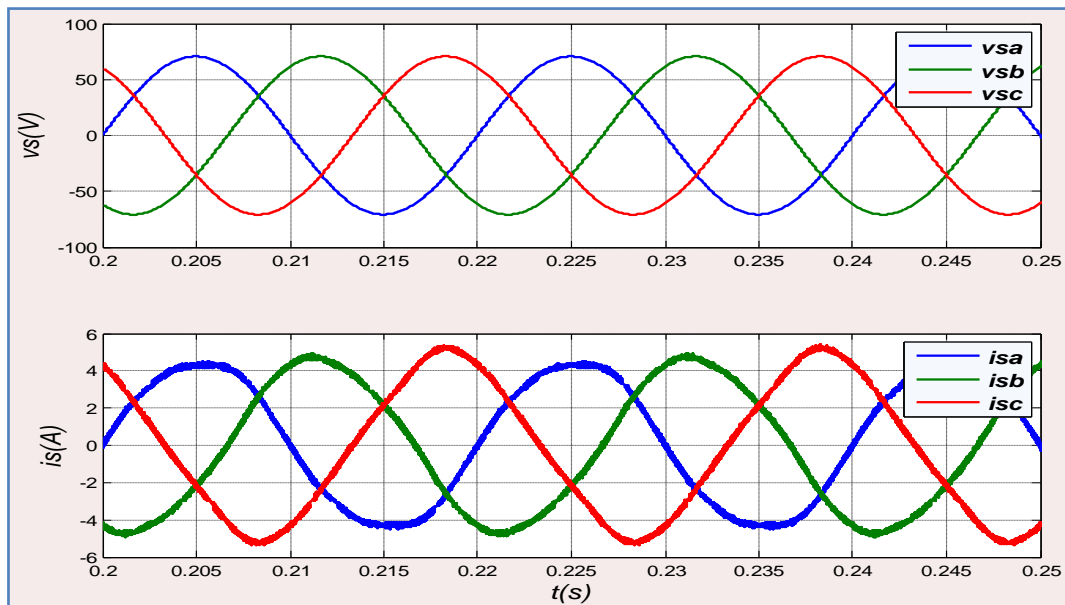


Fig. IV.22. Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.

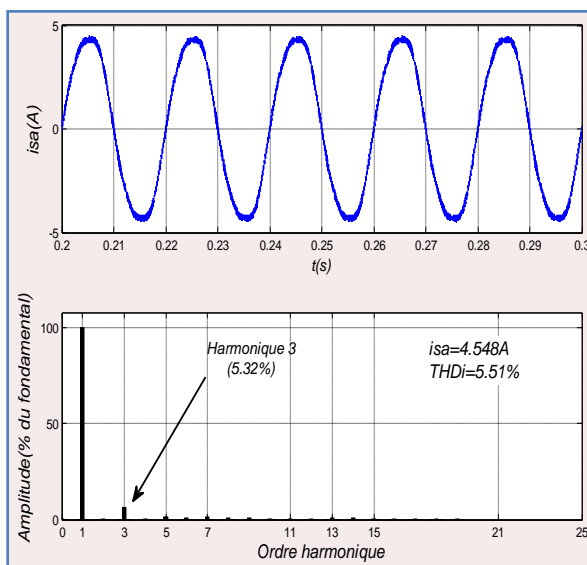


Fig. IV.23. Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.

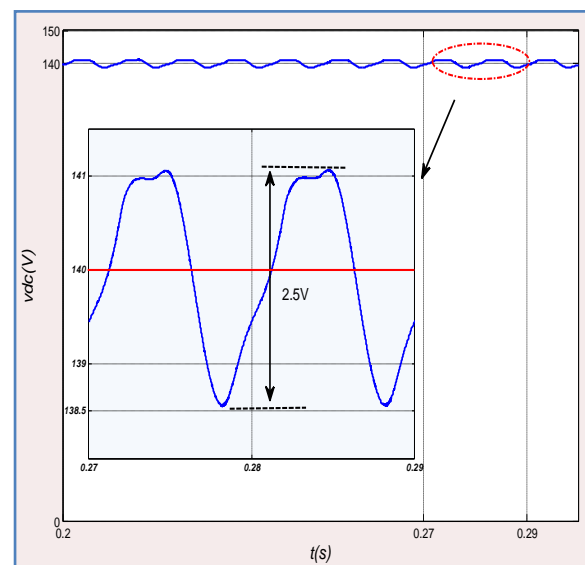


Fig. IV.24. La tension du bus continu lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire, caractéristiques.

IV.4. Résultats expérimentaux

Avec le même banc d'essai utilisé pour la commande du filtre actif parallèle avec un régulateur **PI**, (Fig. II.34, 35), on va tester la robustesse de notre commande par mode de glissement expérimentalement afin de confirmer les résultats obtenus par simulation.

IV.4.1. Étude du comportement du FAP en régime permanent

Après l'introduction du **FAP**, en parallèle avec le système (réseau et charge non linéaire), sous une tension $v_s = 50V$, la commande à hystérésis est appliquée avec une bande de $HB = 0.17A$, la régulation de la tension du bus continu du **FAP** est implantée numériquement dans le système **dSPACE** réalisée à l'aide d'un régulateur par mode de glissement, la tension de référence du bus continu est $V_{dc}^* = 140V$. Les résultats illustrés sur les figures (de Fig. IV.25 à Fig. IV.31) sont obtenus après le filtrage et en régime permanent. Le *THD* de courant de source calculé pour *rang 25* est de 1.5% (Avec $THD_{v_{sa}} = 5.1\%$).

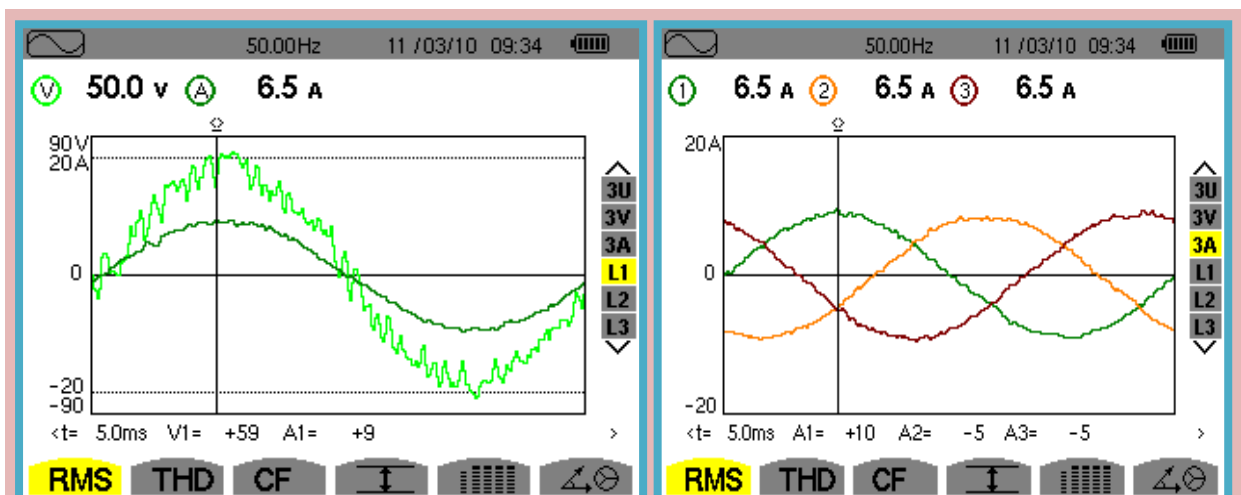


Fig. IV.25. Tension simple et courant de la source après filtrage (phase a).

Fig. IV.26. Courant de la source après filtrage (phase a).

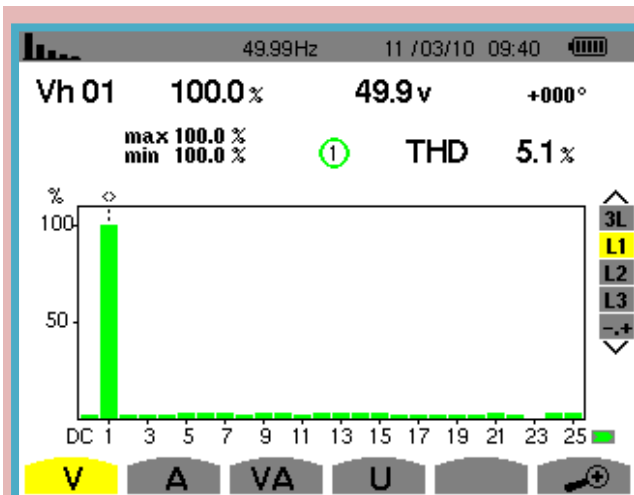


Fig. IV.27. Spectre de la tension de source après filtrage (phase a).

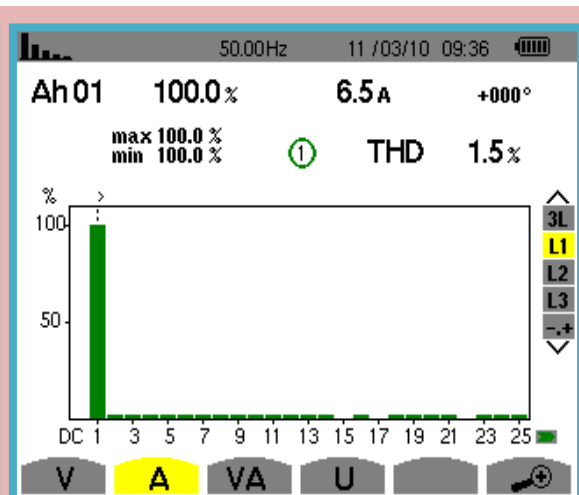


Fig. IV.28. Spectre du courant de la source après filtrage (phase a).

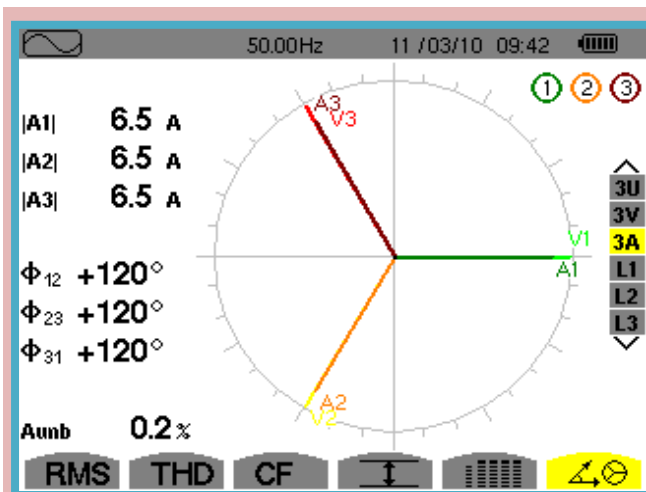


Fig. IV.29. Diagramme vectoriel des tensions et courants de la source après filtrage.

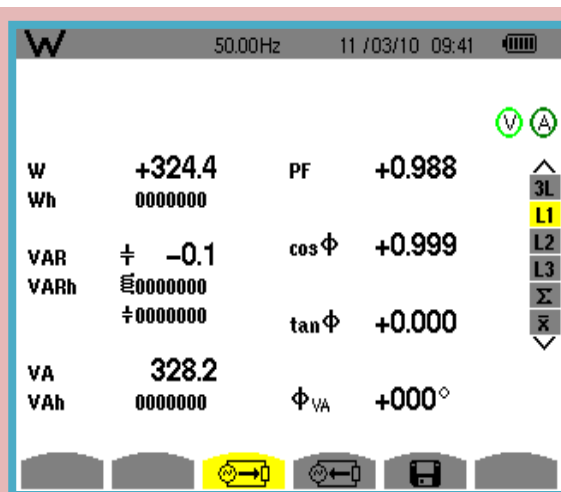


Fig. IV.30. Caractéristiques bilan des puissances de la source après filtrage.

La figure IV.31 montre les résultats en régime permanent, du courant d'alimentation i_{sa} qui est devenu sinusoïdale et en phase avec la tension du réseau, ainsi que les signaux v_{dc} , i_{fa} et i_{ca} correspondantes respectivement à la tension du bus contenu (avec $V_{dc}^* = 140V$), au courant du filtre actif, et au courant de la charge non linéaire avant le filtrage.

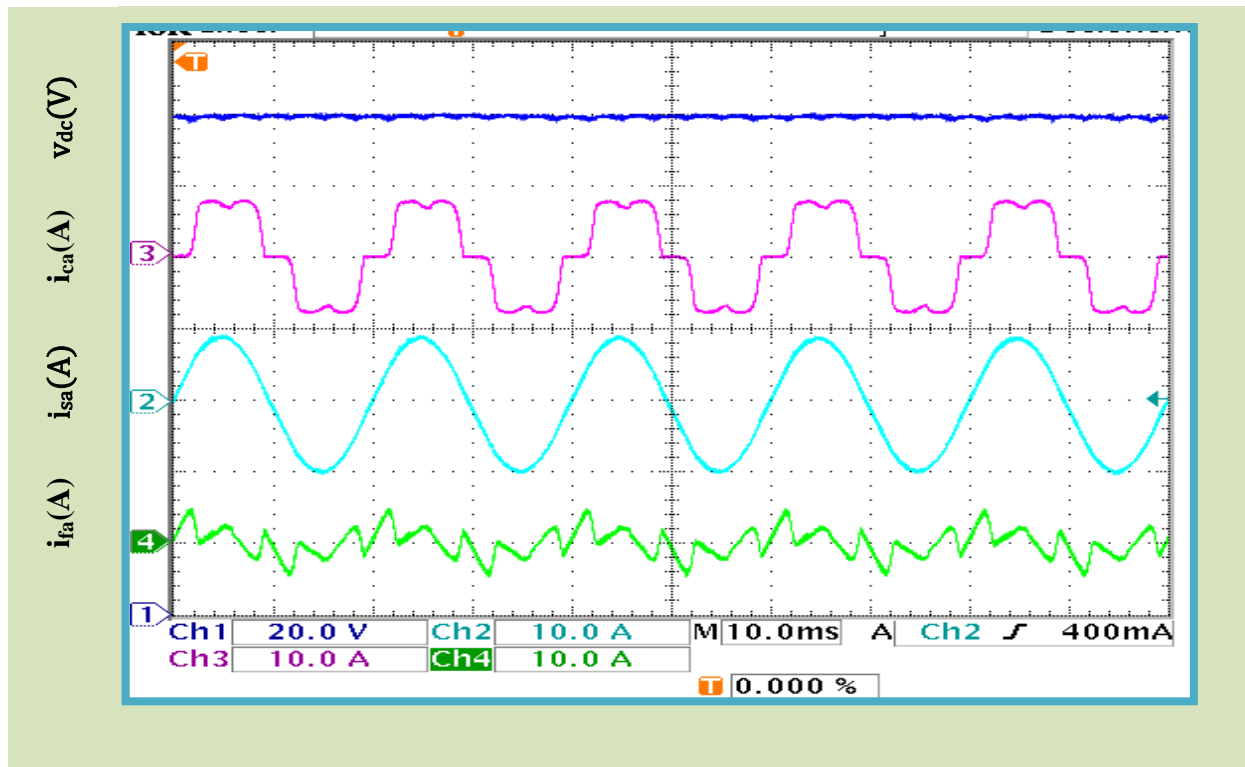


Fig. IV.31. Signaux de la tension du bus continu, du courant de la charge, du courant de la source, et du courant de filtre après filtrage.

IV.4.2. Étude du comportement du FAP en régime transitoire

❖ Variation de la charge

La figure IV.32, montre l'effet de changement de la charge de $(PD3, R_{d1} L)$ à $(PD3, R_{d2} L)$ qui correspond à un saut de 10Ω de la résistance de la charge RL alimentée par le redresseur $PD3$. On observe un creux au niveau de la tension du bus continu de $\Delta v_{dc} = 6V$ et son transitoire prend un temps $0.024s$. Et la puissance active diminue à l'instant $0.06s$, et augmente à l'instant $0.32s$, tandis que l'énergie réactive à osciller autour de zéro.

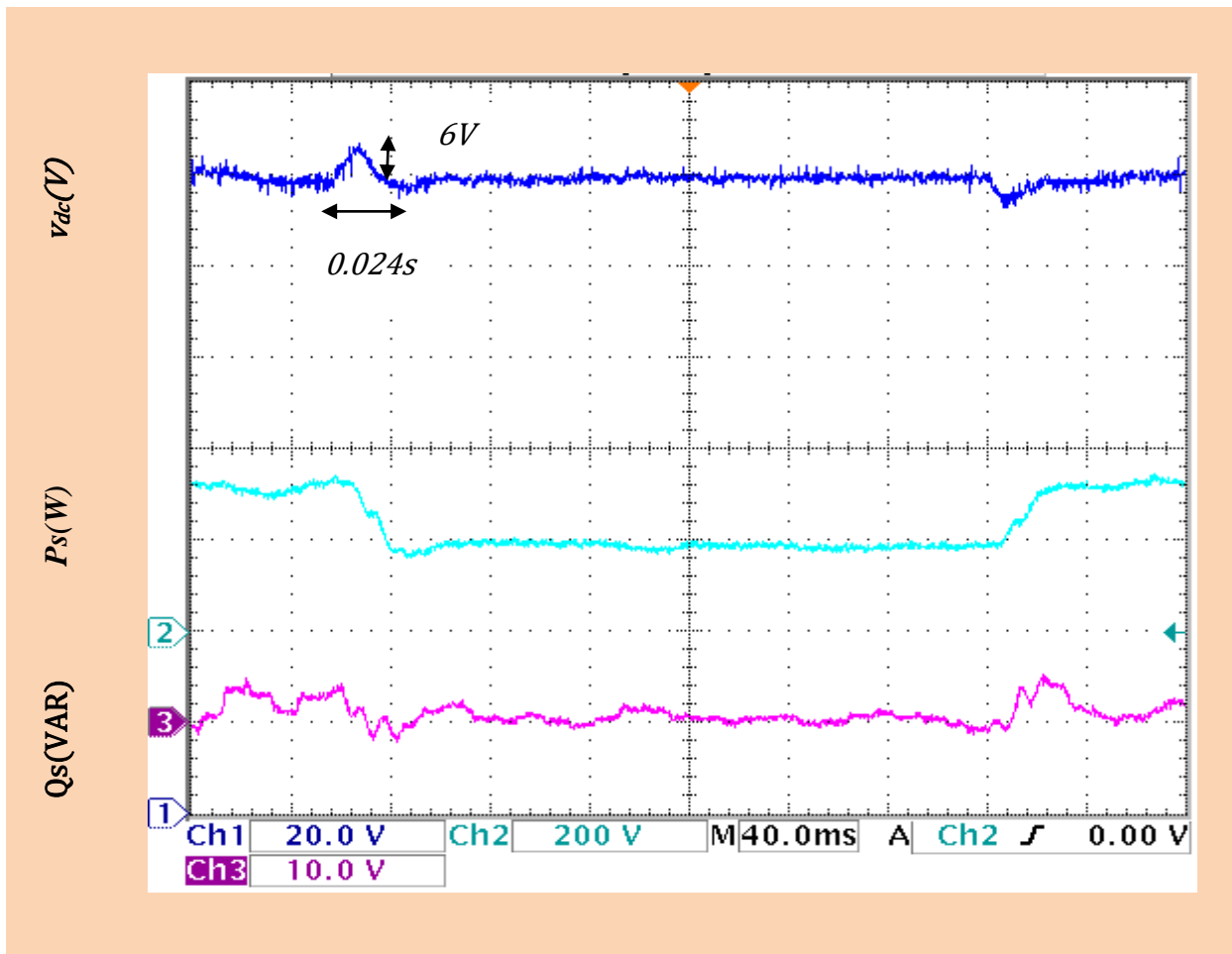


Fig. IV.32. Résultats expérimentaux de la variation de la charge non linéaire.

❖ **Variation de la tension de référence V_{dc}^***

Dans ce test expérimental, la référence de la tension du bus continu V_{dc}^* est diminuée de $140V$ à $130V$ à l'instant $0.06s$ et augmente à l'instant $0.32s$ de $130V$ à $140V$. La figure IV.33 illustre la tension du bus continu v_{dc} suit sa nouvelle référence, et à l'instant $0.32s$ reprend sa référence initiale. La puissance active passe un transitoire de $\Delta t = 0.032s$ aux instants de changements de référence, tandis que l'énergie réactive oscille toujours autour de zéro.

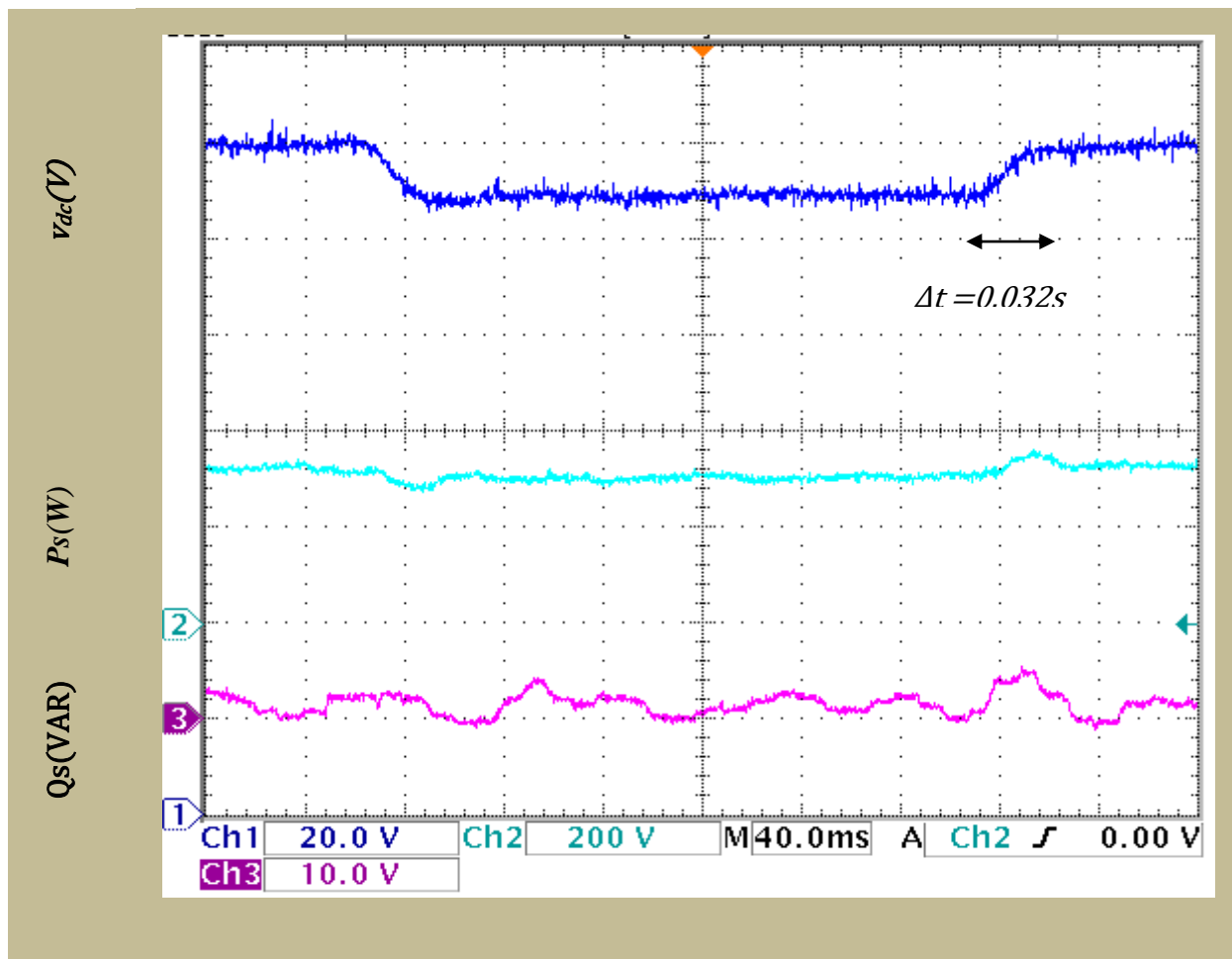


Fig. IV.33. Résultats expérimentaux de la variation de la tension de référence du bus continu.

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la commande par mode de glissement d'un filtre actif parallèle alimentant une charge non linéaire ($PD3, RL$). Dans la première partie, on a présenté Les résultats de simulation sous *Matlab/Simulink* , qui ils ont montré une amélioration des allures du courant de source, aussi on a enregistré plus de dynamique et de souplesse lors de la fermeture du **FAP**. En suite, les résultats de simulation ont été validés expérimentalement au sein du Laboratoire d'Informatique et d'Automatique pour les Systèmes (**LIAS**) au Poitier. Aussi bien pour le régime permanent que pour les différents régimes transitoires : fermeture du **FAP**, modification de la charge non linéaire, variation de la tension de référence du bus continu, déséquilibre de la source et déséquilibre la charge non-linéaire. Le régulateur par mode de glissement, a présenté de très bonnes performances dynamiques au niveau du temps de réponse ou en statique avec des taux de distorsions harmonique (**THD**) très acceptables.

Chapitre V

Commande par backstepping du filtre actif parallèle

V.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons examiné la robustesse de la technique de commande par mode de glissement, mais nous avons noté l'inconvénient principal de cette commande, c'était le problème de broutement (chattering : paragraphe [I.5.3.4.2](#)). Cette phénomène qui peut être dégradé les performances, voire conduire à l'instabilité à cause chattering sur la sortie.

Dans ce chapitre, nous allons appliquer la technique de commande par backstepping (paragraphe [I.5.4](#)) avec la structure indirecte dans les deux repères synchrones et stationnaire, cette technique qui est moins restrictif et n'oblige pas le système à devenir linéaire, l'idée fondamentale du backstepping est de synthétiser la loi de commande d'une manière récursive, certains composantes du vecteur d'état sont considérés comme des "commandes virtuelles" et des lois de commande intermédiaires sont élaborées, cette technique s'applique aux systèmes non linéaires triangulaires (strict feedback systems).

V.2. Commande indirecte du filtre actif parallèle par backstepping

Dans cette partie nous nous intéressons à l'étude de la commande indirecte non linéaire des courants du réseau électrique, les deux structures de commande, la commande dans le repère synchrone et la commande dans le repère stationnaire sont envisagées.

V.2.1. Commande indirecte du FAP par backstepping dans le repère synchrone

Le schéma bloc de cette commande est donné par la figure **V.1** :

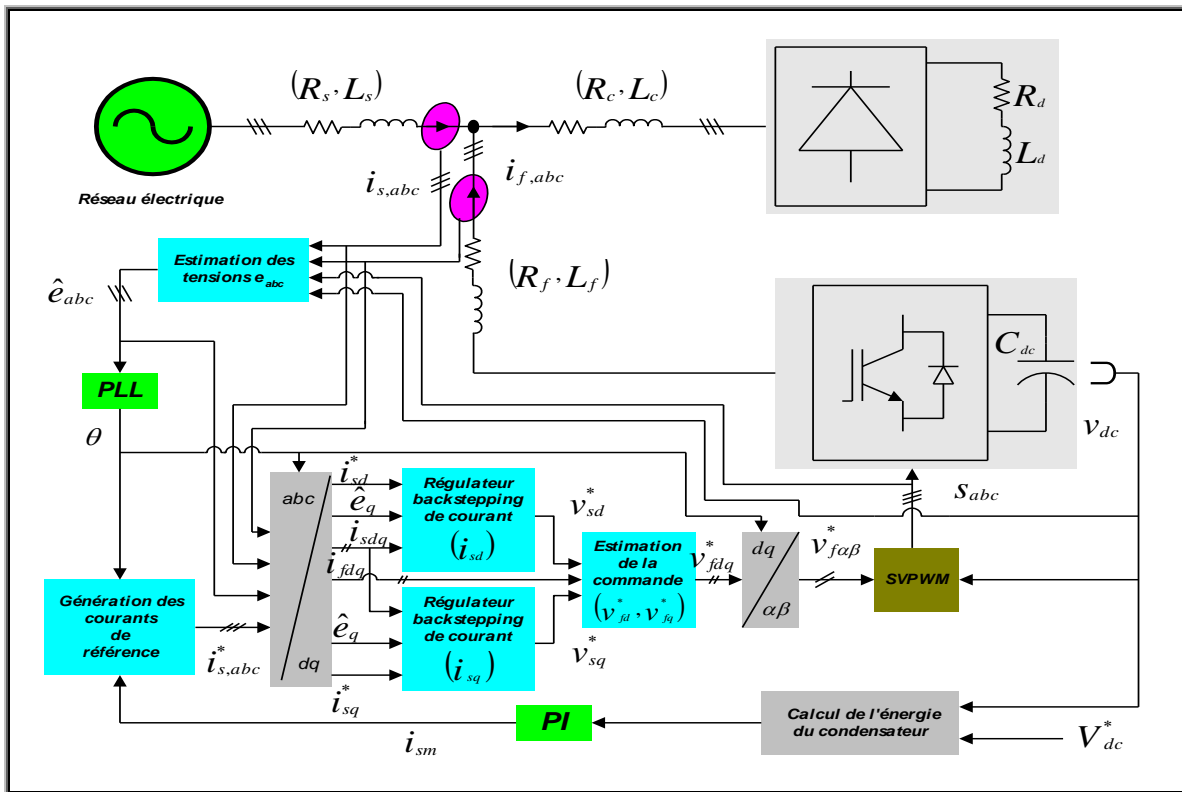


Fig. V.1. Commande indirecte par backstepping d'un FAP dans le repère synchrone.

V.2.1.1. Régulation de la tension continue v_{dc}

La régulation de la tension, continue a été développée dans le paragraphe I.3.2.1.B.3.

V.2.1.2. Régulation des courants i_{sd} , i_{sq}

Le système d'équations définissant les courants de ligne est donné par :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sd} - \omega i_{sq} + \frac{\hat{e}_d - v_{sd}}{L_s} \} \rightarrow \text{Sous_système (1)} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sq} + \omega i_{sd} + \frac{\hat{e}_q - v_{sq}}{L_s} \} \rightarrow \text{Sous_système (2)} \end{cases} \quad (\text{V.1})$$

Le filtre actif doit réagir d'une manière à assurer la régulation des courants coté réseau vers leurs références sinusoïdaux. Pour assurer cet objectif, le système précédent sera subdivisé en deux sous-systèmes définis par :

Sous-système (1) :

Il est défini par sa commande v_{sd}^* , et sa variable d'état i_{sd} , on peut l'écrire sous la forme suivante :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{sd} - \omega i_{sq} + \frac{\hat{e}_d}{L_s} - \frac{v_{sd}^*}{L_s} \quad (\text{V.2})$$

L'erreur de poursuite est définie par :

$$z_1 = i_{sd}^* - i_{sd} \quad (\text{V.3})$$

Sa dérivée est alors définie par :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \dot{i}_{sd}^* - \dot{i}_{sd} \\ &= \dot{i}_{sd}^* + \frac{R_s}{L_s}i_{sd} + \omega i_{sq} - \frac{\hat{e}_d - v_{sd}^*}{L_s} \end{aligned} \quad (\text{V.4})$$

La fonction candidat de **Lyapunov** est définie par :

$$V_1 = \frac{1}{2}z_1^2 \quad (\text{V.5})$$

L'application de la dérivée sur cette fonction donne :

$$\dot{V}_1 = z_1\dot{z}_1 = z_1 \left(\dot{i}_{sd}^* + \frac{R_s}{L_s}i_{sd} + \omega i_{sq} - \frac{\hat{e}_d - v_{sd}^*}{L_s} \right) \quad (\text{V.6})$$

Pour assurer la stabilité de la fonction de **Lyapunov**, il faut qu'a sa dérivé soit toujours négative, pour cela, on choisit [**Kok-2001**]:

$$\dot{z}_1 = -k_1 z_1 \quad (\text{V.7})$$

En remplaçant l'expression de z_1 dans (V.7), on obtient :

$$\dot{i}_{sd}^* + \frac{R_s}{L_s}i_{sd} + \omega i_{sq} - \frac{\hat{e}_d - v_{sd}^*}{L_s} = -k_1 z_1 \quad (\text{V.8})$$

La commande v_{sd}^* peut être alors définie par :

$$v_{sd}^* = L_s \left(-k_1 z_1 - \dot{i}_{sd}^* - \frac{R_s}{L_s}i_{sd} - \omega i_{sq} \right) + \hat{e}_d \quad (\text{V.9})$$

Sous-système (2) :

Le deuxième sous-système est défini par sa commande v_{sq}^* , et sa variable d'état i_{sq} , il s'écrit sous la forme suivante :

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{sq} + \omega i_{sd} + \frac{\hat{e}_q - v_{sq}^*}{L_s} \quad (\text{V.10})$$

L'erreur est définie par :

$$z_2 = i_{sq}^* - i_{sq} \quad (\text{V.11})$$

En dérivant son expression, on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 &= \dot{i}_{sq}^* - \dot{i}_{sq} \\ &= \dot{i}_{sq}^* + \frac{R_s}{L_s}i_{sq} - \omega i_{sd} - \frac{\hat{e}_q - v_{sq}^*}{L_s} \end{aligned} \quad (\text{V.12})$$

La fonction de **Lyapunov** est choisie comme :

$$V_2 = \frac{1}{2}z_2^2 \quad (\text{V.13})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= z_2 \dot{z}_2 \\ &= z_2 \left(\dot{i}_{sq}^* + \frac{R_s}{L_s}i_{sq} - \omega i_{sd} - \frac{\hat{e}_q - v_{sq}^*}{L_s} \right) \end{aligned} \quad (\text{V.14})$$

Pour assurer la stabilité de la fonction de **Lyapunov**, on choisi :

$$\dot{z}_2 = -k_2 z_2 \quad (\text{V.15})$$

Ce qui donne :

$$\dot{i}_{sq}^* + \frac{R_s}{L_s}i_{sq} - \omega i_{sd} - \frac{\hat{e}_q - v_{sq}^*}{L_s} = -k_2 z_2 \quad (\text{V.16})$$

La commande v_{sq}^* est alors définie par :

$$v_{sq}^* = L_s \left(-k_2 z_2 - \dot{i}_{sq}^* - \frac{R_s}{L_s}i_{sq} + \omega i_{sd} \right) + \hat{e}_q \quad (\text{V.17})$$

Les tensions de commande du filtre v_{fd}^* et v_{fq}^* sont estimées en utilisant les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{fd}^* = v_{sd}^* + L_f \frac{di_{fd}}{dt} + R_f i_{fd} + L_f \omega i_q \\ v_{fq}^* = v_{sq}^* + L_f \frac{di_{fq}}{dt} + R_f i_{fq} - L_f \omega i_d \end{cases} \quad (\text{V.18})$$

V.2.1.3. Résultats de simulation

Dans ce paragraphe nous allons présenter les résultats de simulation du système global (Source de tension, charge non linéaire, et le **FAP**), ces résultats ont été obtenus à l'aide du logiciel **MATLAB/Simulink** en utilisant également la toolbox "Sim power system".

Le système simulé comporte un réseau électrique triphasé à trois fils, sinusoïdale et équilibré, une charge non linéaire triphasé (Pont redresseur triphasé *PD3* alimentant une charge **RL**) et un filtre actif parallèle triphasé à structure tension. Le tableau V.1. résume les paramètres de simulation du système global.

Tab. V.1. Paramètres de simulation du système global.

Système	Désignation	Valeurs
Source d'alimentation	Même paramètres du Tableau II.1	
Charge non linéaire		
Filtre actif de puissance parallèle		
Conditions de simulation		
Les constantes du régulateur par backstepping.	$k_1 = 5 \times 10^8$ $k_2 = 5 \times 10^8$	

V.2.1.3.1. Étude du comportement du FAP en régime permanent

Initialement le système fonctionne sans **FAP**, la charge non linéaire est alimentée par une tension parfaitement sinusoïdale (Fig. II.8), les courants de sources sont identiques à ceux de la charge non linéaire, avec un $THD_i = 27.49\%$, (Fig. II.9). Le **FAP** est mis en service, en produisant des courants i_f qui rendent les courants de source sinusoïdaux et en phase avec les tensions correspondantes (Fig. V.2.), et le THD_i est amélioré et vaut $THD_i = 1.70\%$ (Fig. V.3), d'une part et d'autre part, la valeur de la tension du bus continu tend vers sa tension de référence $V_{dc}^* = 140V$ avec une ondulation de $1.5V$ (Fig. V.4).

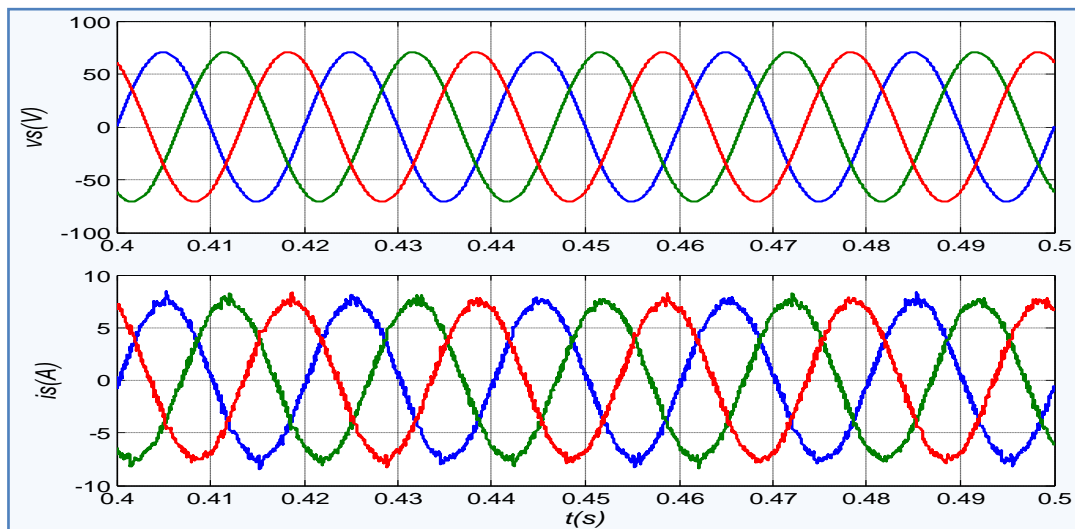


Fig. V.2. La tension de source et le courant de source.

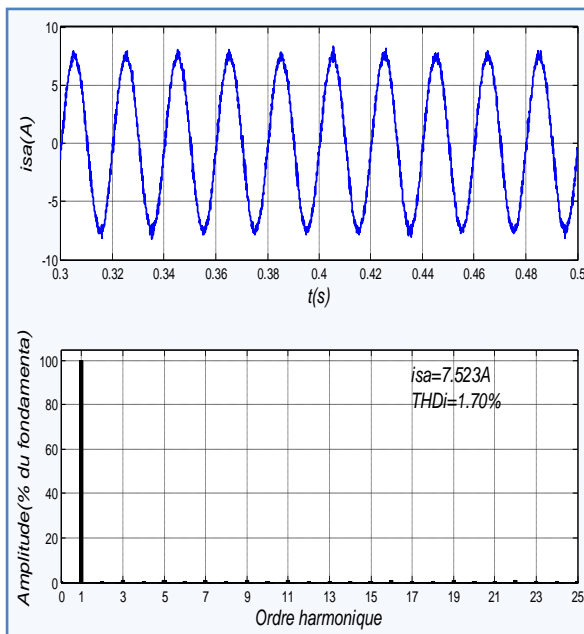


Fig. V.3. La tension de source avec leur spectre harmonique.

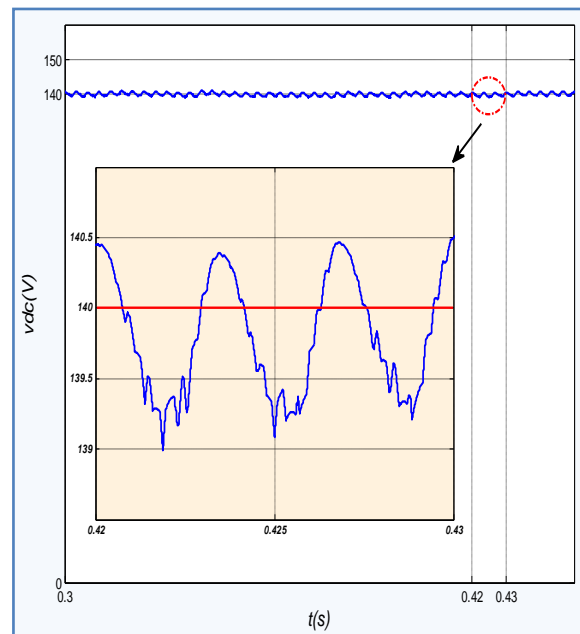


Fig. V.4. La tension du bus continu.

V.2.1.3.2. Étude du comportement du FAP en régime transitoire

❖ Fermeture du FAP

La figure V.5, montre qu'à $t_f = 0.15s$, le **FAP** est mis en service, en produisant des courants i_f qui arrivent, après un transitoire de $0.03s$, à rendre les courants de source sinusoïdaux et en phase avec les tensions correspondantes, la tension du bus continu tend vers son niveau de potentiel souhaité (tension de référence $V_{dc}^* = 140V$), après un transitoire de $0.1s$, avec un dépassement de $24V$ (Fig. V.6).

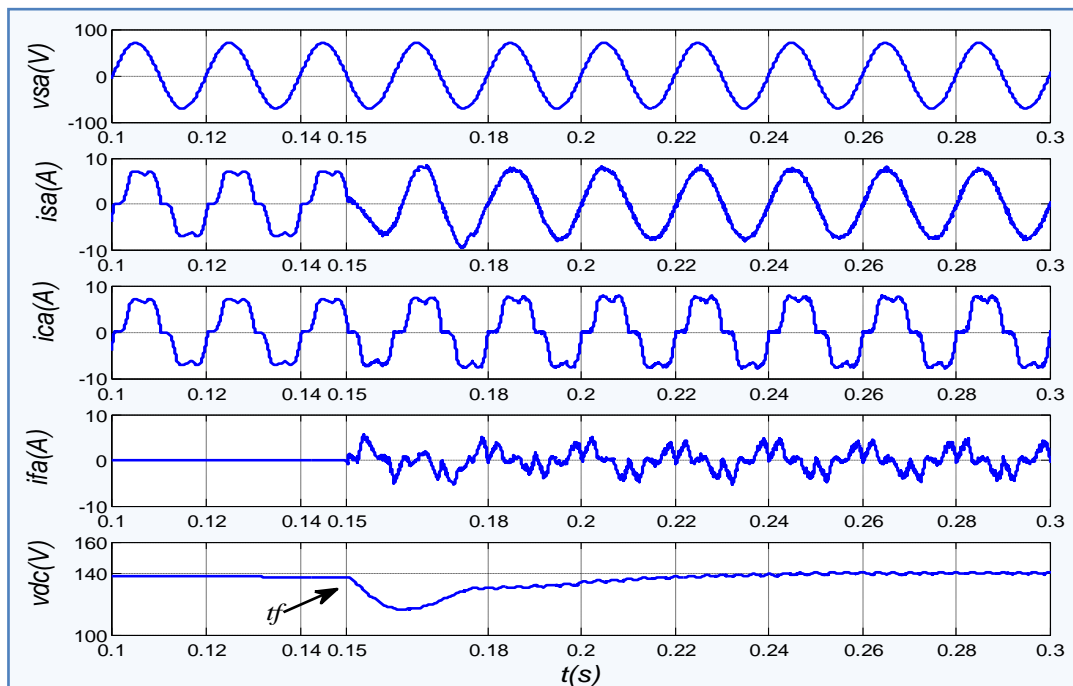


Fig. V.5. Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du FAP à l'instant $t_f=0.15s$.

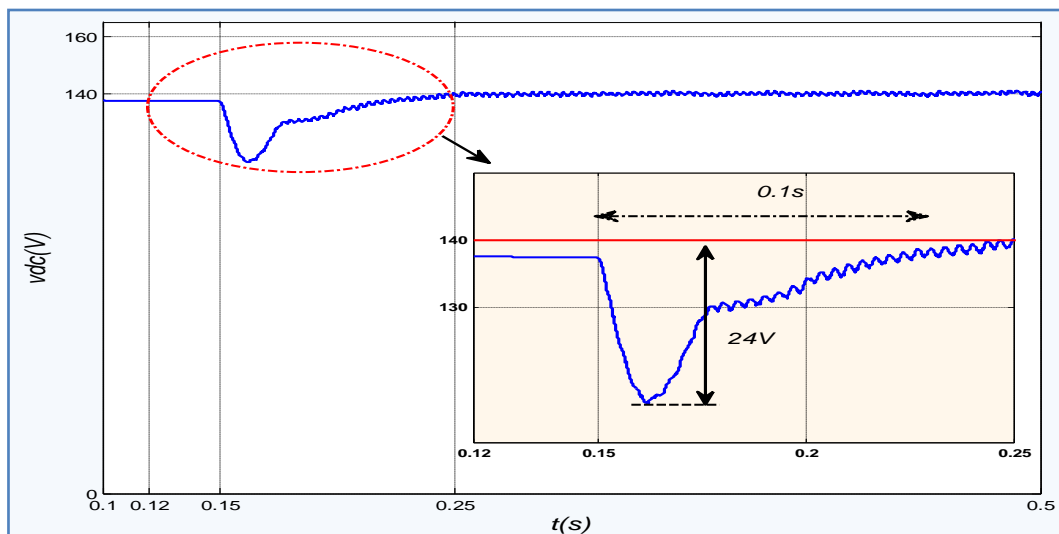


Fig. V.6. La tension du bus continu, caractéristique.

❖ Variation de la charge non linéaire

Pour étudier la robustesse de la commande, nous procédons à une variation de la charge non linéaire (passage de R_{d1} à R_{d2}), la figure V.7, montre qu'à $t = 0.2s$ les courants de la charge subissent une diminution brusque alors que ceux de la source conservent leurs formes sinusoïdales, et la tension du bus continu augmente et rattrape après un transitoire sa valeur de référence, et la même chose à l'instant $t = 0.35s$ (passage de R_{d2} à R_{d1}), et la tension du bus continu diminue et

rattrape après un transitoire sa valeur de référence après un temps de réponse $0.08s$ et un dépassement de $12V$.

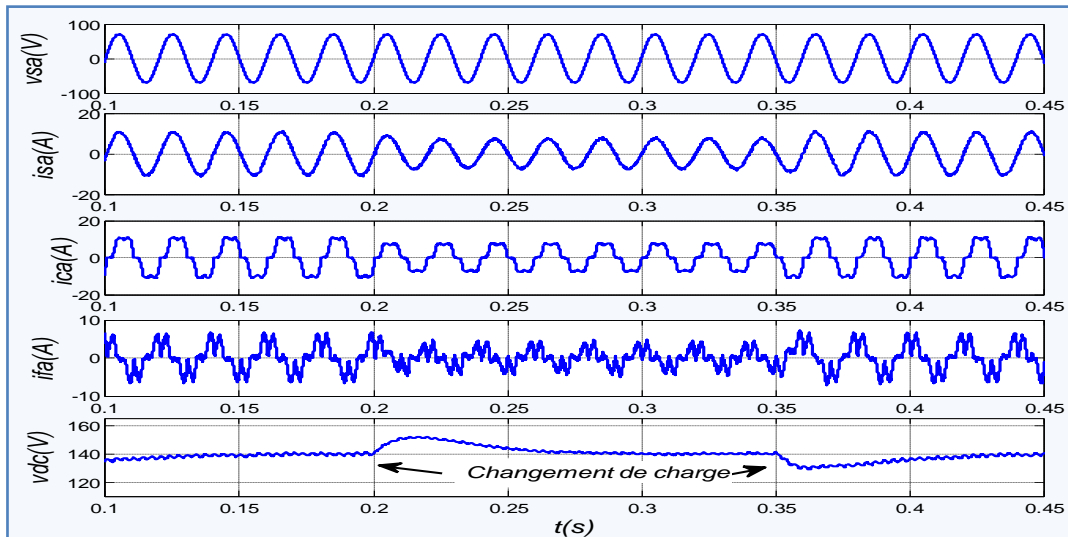


Fig. V.7. Résultats de simulation lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant $0.2s$ et $0.35s$.

❖ **Variation de la tension de référence V_{dc}^***

À l'instant $t = 0.2$, la tension de référence va être changé de $140V$ à $130V$, le courant de source après un passage court de régime transitoire rattrape sa forme sinusoïdale, et à l'instant $t = 0.35s$, la tension de référence revient à sa valeur initiale de $130V$ à $140V$ après un temps de réponse $0.02s$ et un dépassement de $0V$, et le courant de source rattrape aussi sa forme sinusoïdale .donc cette variation ne provoquant aucune perturbation au niveau des tensions de la source (Fig. V.8).

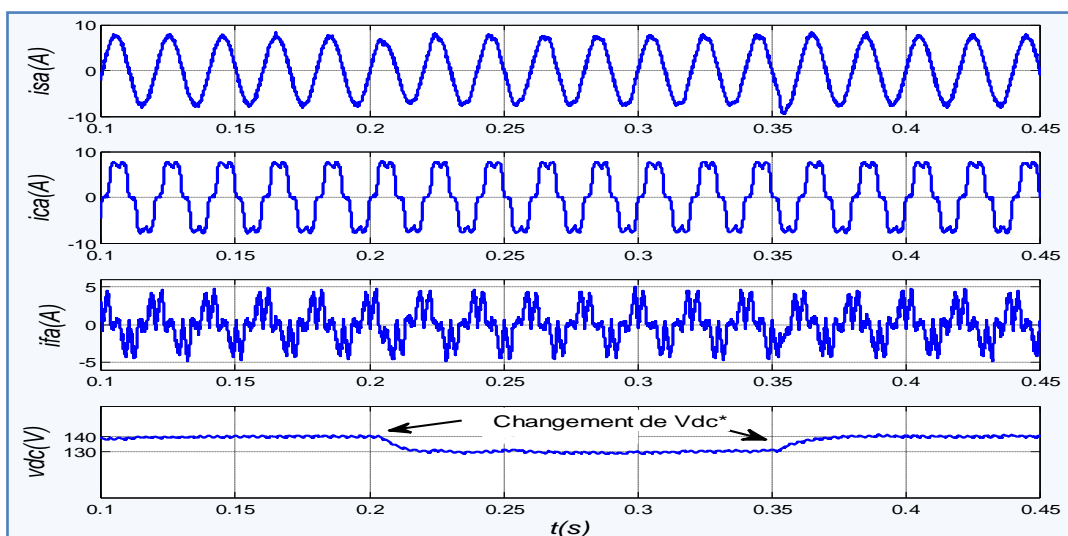


Fig. V.8. Résultats de simulation lors de la variation de la tension de référence à l'instant $0.2s$ et $0.35s$.

V.2.1.3.3. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la source

On suppose que dans ce test la source d'alimentation délivre trois tensions sinusoïdales d'amplitudes différentes. L'amplitude de la tension v_{sb} présente une diminution de 20% et celle de v_{sc} présente une augmentation de 20%. Par rapport à la tension v_{sa} . Les résultats obtenus pour ce test sont montrés sur la figure V.9. On constate que malgré le déséquilibre en tension de la source d'alimentation, le courant de source garde une forme sinusoïdale avec un $THD_i = 4.10\%$ (Fig. V.10), et la tension du bus continu rattrape sa référence avec une ondulation de 3.4V (Fig. V.11).

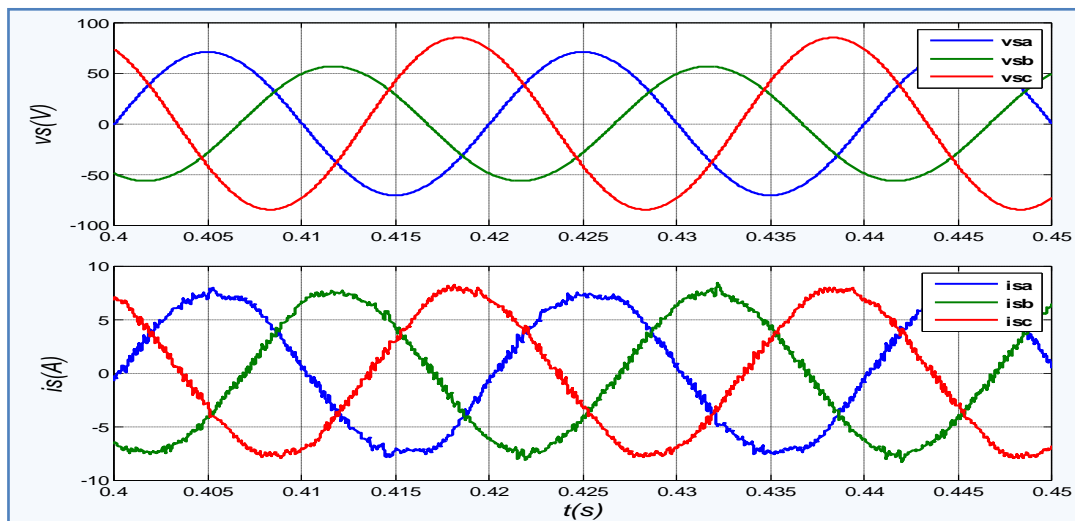


Fig. V.9. Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la source.

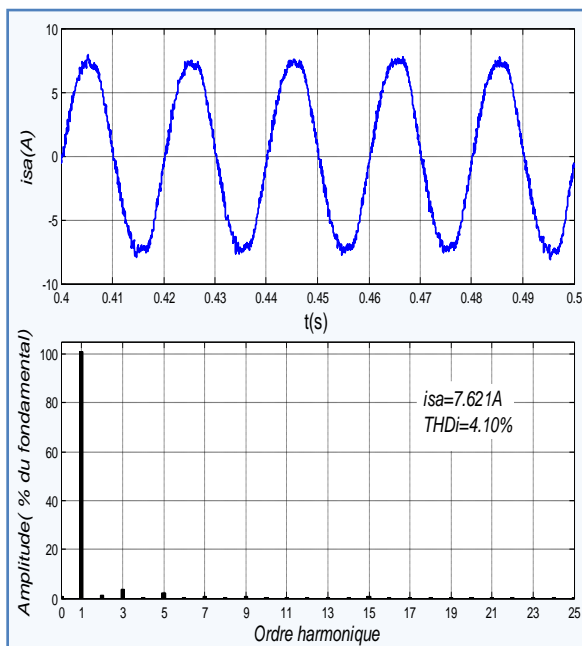


Fig. V.10. Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la source.

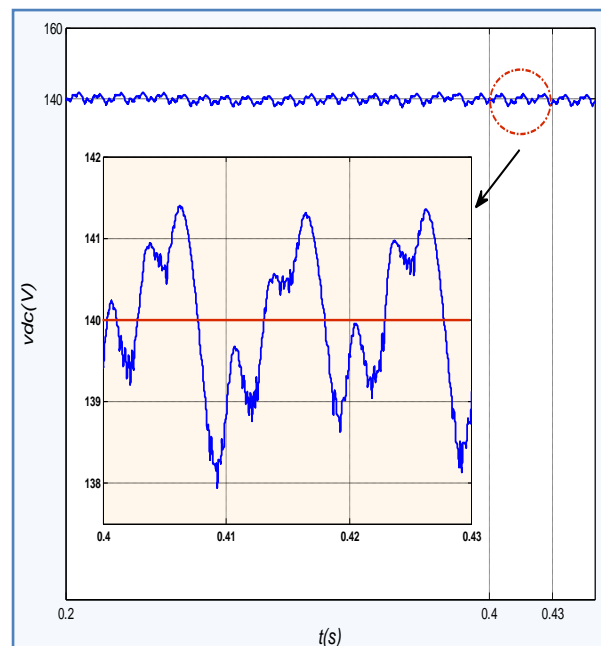


Fig. V.11. La tension de bus continu.

V.2.1.3.4. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la charge non linéaire

La structure du **FAP** avec une charge non-linéaire déséquilibrée est exposée sur la figure **II.30** où on a ajouté une résistance $R=10\Omega$ à la deuxième phase ; Par conséquent, la charge non linéaire devient une charge non linéaire déséquilibrée. La figure **V.12**, montre que la tension de source reste sinusoïdale équilibrée, tandis que la qualité du courant de source est dégradée avec un $THD_i = 3.81\%$ (**Fig. V.13**), et la tension de bus continu suit sa référence avec une ondulation de $5V$ (**Fig. V.14**).

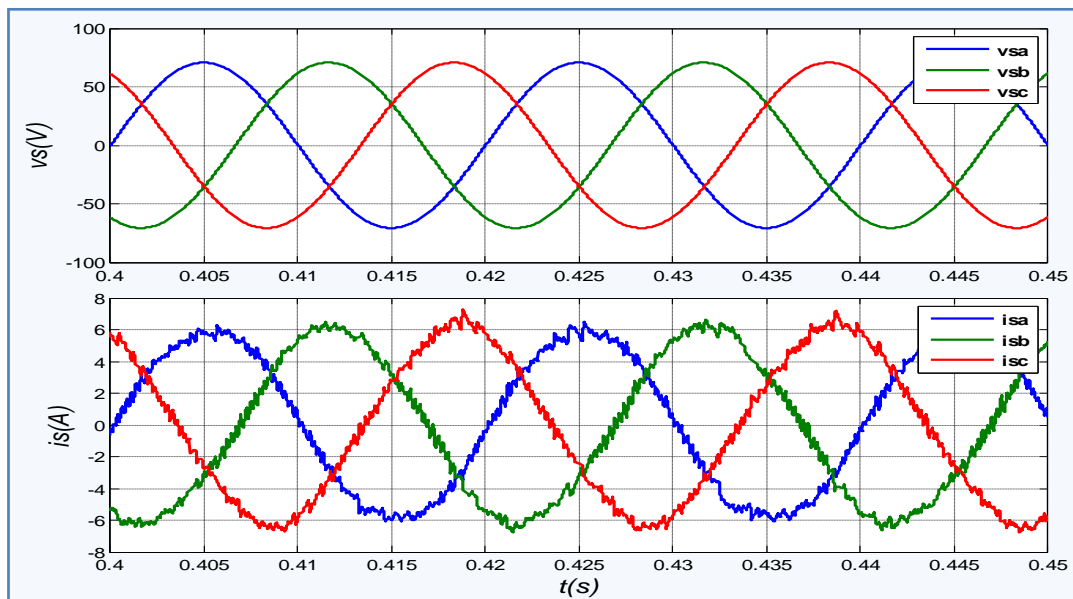


Fig. V.12. Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.

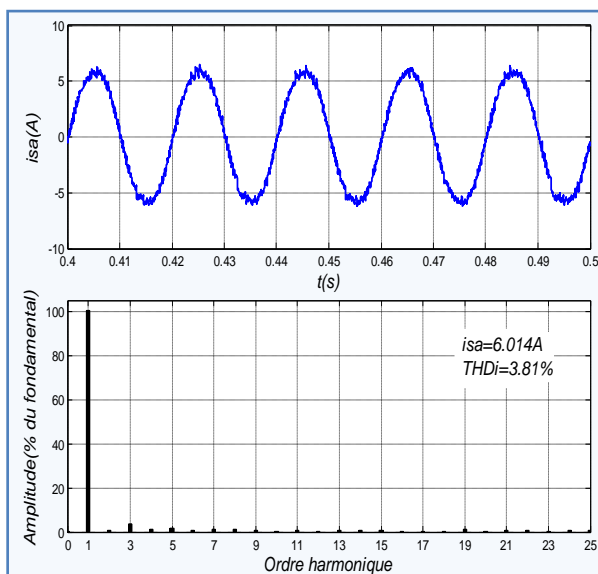


Fig. V.13. Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.

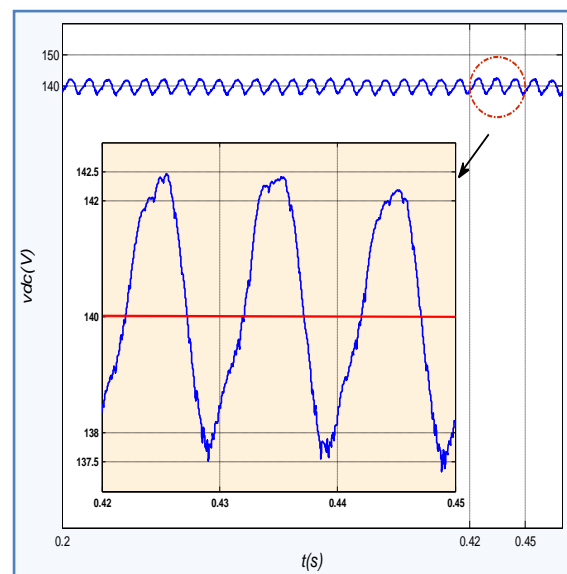


Fig. V.14. La tension de bus continu.

V.2.2. Commande indirecte du FAP par backstepping dans le repère stationnaire

Le schéma bloc de cette structure de commande est représenté par la figure V.15. :

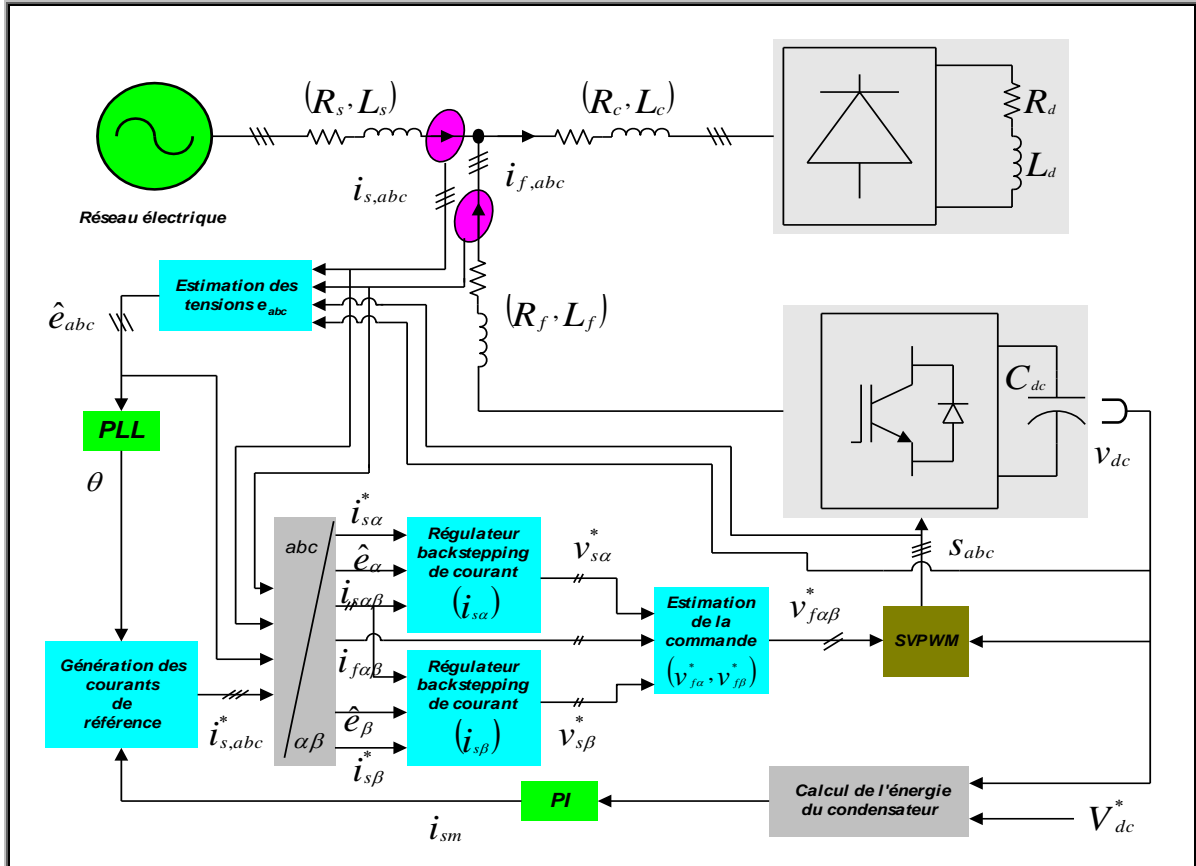


Fig. V.15. Commande indirecte par backstepping d'un FAP dans le repère stationnaire.

V.2.2.1. Régulation de la tension continue v_{dc}

Le régulateur de la tension continue est similaire à celui utilisé dans le paragraphe I.3.2.1.B.3.

V.2.2.2. Régulation des courants $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$

Le système d'équations définissant les courants de ligne dans le repère stationnaire est donné par :

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} + \frac{\hat{e}_\alpha - v_{s\alpha}}{L_s} \end{cases} \rightarrow \text{Sous_système (1)}$$

$$\begin{cases} \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} + \frac{\hat{e}_\beta - v_{s\beta}}{L_s} \end{cases} \rightarrow \text{Sous_système (2)}$$
(V.19)

Le système est subdivisé en deux sous-systèmes comme suit :

Sous-système (1):

Ce sous-système est défini par :

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{s\alpha} + \frac{\hat{e}_\alpha - v_{s\alpha}^*}{L_s} \quad (\text{V.20})$$

L'erreur de poursuite de ce courant est définie par :

$$z_1 = i_{s\alpha}^* - i_{s\alpha} \quad (\text{V.21})$$

La dynamique z_1 de l'erreur est :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \dot{i}_{s\alpha}^* - \dot{i}_{s\alpha} \\ &= \dot{i}_{s\alpha}^* + \frac{R_s}{L_s}i_{s\alpha} - \frac{\hat{e}_\alpha - v_{s\alpha}^*}{L_s} \end{aligned} \quad (\text{V.22})$$

La fonction choisie de **Lyapunov** est :

$$V_1 = \frac{1}{2}z_1^2 \quad (\text{V.23})$$

En dérivant cette fonction, on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1 \dot{z}_1 \\ &= z_1 \left(\dot{i}_{s\alpha}^* + \frac{R_s}{L_s}i_{s\alpha} - \frac{\hat{e}_\alpha - v_{s\alpha}^*}{L_s} \right) \end{aligned} \quad (\text{V.24})$$

Pour assurer la stabilité du système, il suffit de choisir :

$$\left(\dot{i}_{s\alpha}^* + \frac{R_s}{L_s}i_{s\alpha} - \frac{\hat{e}_\alpha - v_{s\alpha}^*}{L_s} \right) = -k_1 z_1, \text{ avec } k_1 > 0 \quad (\text{V.25})$$

À partir de la relation (V.25), on peut trouver l'expression suivante de la commande :

$$v_{s\alpha}^* = L_s \left(-k_1 z_1 - \frac{R_s}{L_s}i_{s\alpha} - \dot{i}_{s\alpha}^* \right) + \hat{e}_\alpha \quad (\text{V.26})$$

Sous-système(2):

Le deuxième sous-système défini par sa commande $v_{s\beta}^*$, et sa sortie $i_{s\beta}$, est donnée par :

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{s\beta} + \frac{\hat{e}_\beta - v_{s\beta}^*}{L_s} \quad (\text{V.27})$$

La variable d'erreur est définie par :

$$z_2 = i_{s\beta}^* - i_{s\beta} \quad (\text{V.28})$$

La dérivée de cette erreur est :

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 &= \dot{i}_{s\beta}^* - \dot{i}_{s\beta} \\ &= \dot{i}_{s\beta}^* + \frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} - \frac{\hat{e}_\beta - v_{s\beta}^*}{L_s} \end{aligned} \quad (\text{V.29})$$

La fonction de *Lyapunov* est :

$$V_2 = \frac{1}{2} z_2^2 \quad (\text{V.30})$$

La dérivée de cette fonction de *Lyapunov* est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= z_2 \dot{z}_2 \\ &= z_2 \left(\dot{i}_{s\beta}^* + \frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} - \frac{\hat{e}_\beta - v_{s\beta}^*}{L_s} \right) \end{aligned} \quad (\text{V.31})$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, il suffit d'écrire la dérivée de la fonction de *Lyapunov* sous la forme suivante :

$$\dot{V}_2 = -k_2 z_2^2, \quad \text{avec } k_2 > 0 \quad (\text{V.32})$$

À partir des équations (V.31) et (V.32), on obtient :

$$\dot{i}_{s\beta}^* + \frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} - \frac{\hat{e}_\beta - v_{s\beta}^*}{L_s} = -k_2 z_2 \quad (\text{V.33})$$

D'où, la commande $v_{s\beta}^*$ est définie par :

$$v_{s\beta}^* = L_s \left(-k_2 z_2 - \dot{i}_{s\beta}^* - \frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} \right) + \hat{e}_\beta \quad (\text{V.34})$$

La commande du filtre actif est estimée par les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{f\alpha}^* = v_{s\alpha}^* + L_f \frac{di_{f\alpha}}{dt} + R_f i_{f\alpha} \\ v_{f\beta}^* = v_{s\beta}^* + L_f \frac{di_{f\beta}}{dt} + R_f i_{f\beta} \end{cases} \quad (\text{V.34})$$

V.2.2.3. Résultats de simulation

Dans ce paragraphe nous allons présenter les résultats de simulation du système global (Source de tension, charge non linéaire, et le **FAP**), ces résultats ont été obtenus à l'aide du logiciel **MATLAB/Simulink** en utilisant également la toolbox "Sim power system".

Le système simulé comporte un réseau électrique triphasé à trois fils, sinusoïdale et équilibré, une charge non linéaire triphasé (Pont redresseur triphasé PD3 alimentant une charge **RL**) et un filtre actif parallèle triphasé à structure tension. Le tableau **Tab. V.1** résume les paramètres de simulation du système global.

V.2.2.3.1. Étude du comportement du FAP en régime permanent

Initialement le système fonctionne sans **FAP**, la charge non linéaire est alimentée par une tension parfaitement sinusoïdale (**Fig. II.8**), les courants de sources sont identiques à ceux de la charge non linéaire, avec un $THD_i = 27.49\%$, (**Fig. II.9**).

Le **FAP** est mis en service, en produisant des courants i_f qui rendent les courants de source sinusoïdaux et en phase avec les tensions correspondantes, (**Fig. V.16.**) et le THD_i est amélioré et vaut $THD_i = 1.45\%$ (**Fig. V.17**), d'une part et d'autre part, la valeur de la tension du bus continu tend vers sa tension de référence $V_{dc}^* = 140V$ avec une ondulation de $1.3V$ (**Fig. V.18**).

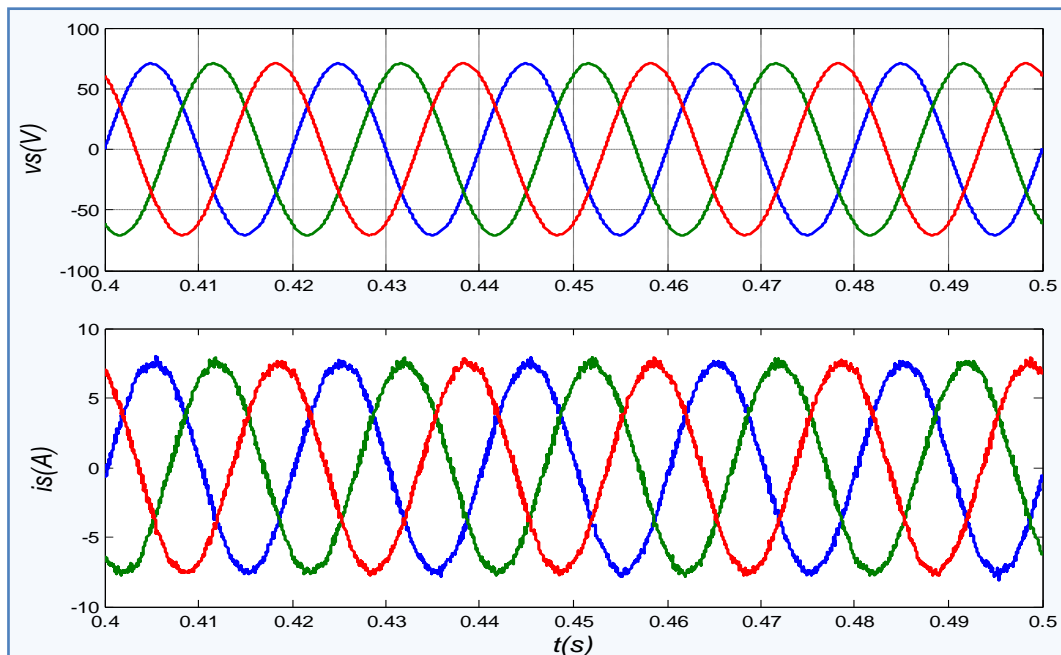


Fig. V.16. La tension de source et le courant de source.

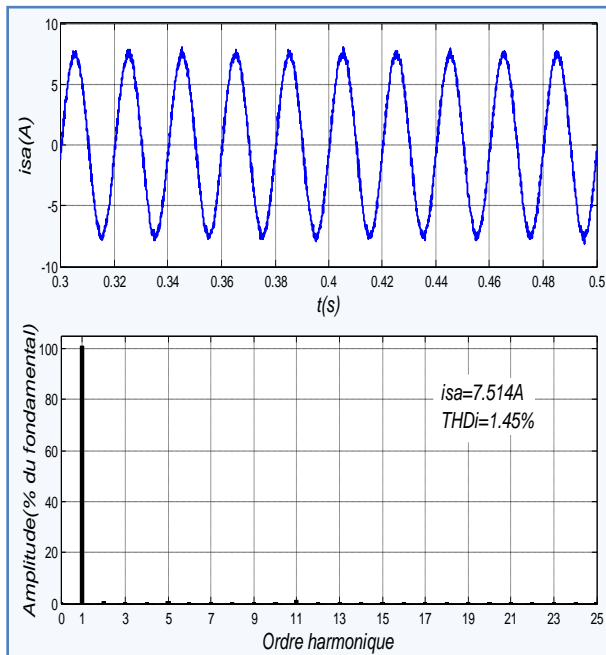


Fig. V.17. Le courant de source avec leur spectre.

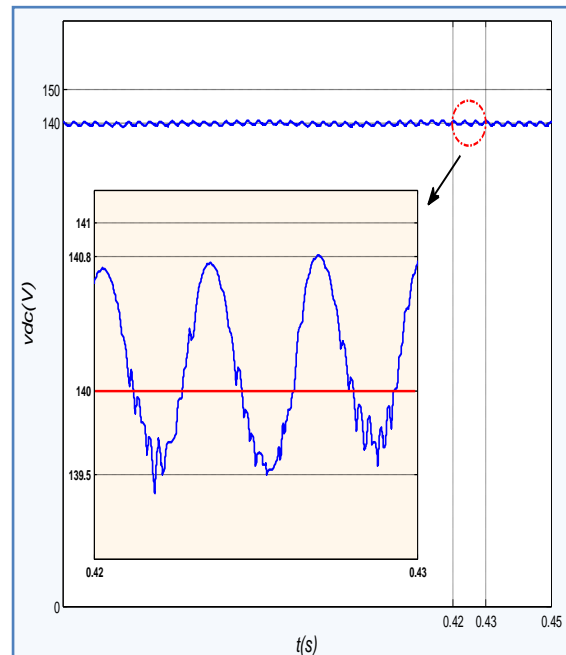


Fig. V.18. La tension du bus continu.

V.2.2.3.2. Étude du comportement du FAP en régime transitoire

❖ Fermeture du FAP

La figure V.19, montre qu'à $t = 0.15s$, le **FAP** est mis en service, en produisant des courants i_f qui arrivent, après un transitoire de $t = 0.03s$, à rendre les courants de source sinusoïdaux et en phase avec les tensions correspondantes, la tension du bus continu tend vers son niveau de potentiel souhaité (tension de référence $V_{dc}^* = 140V$), après un transitoire de $t = 0.09s$.

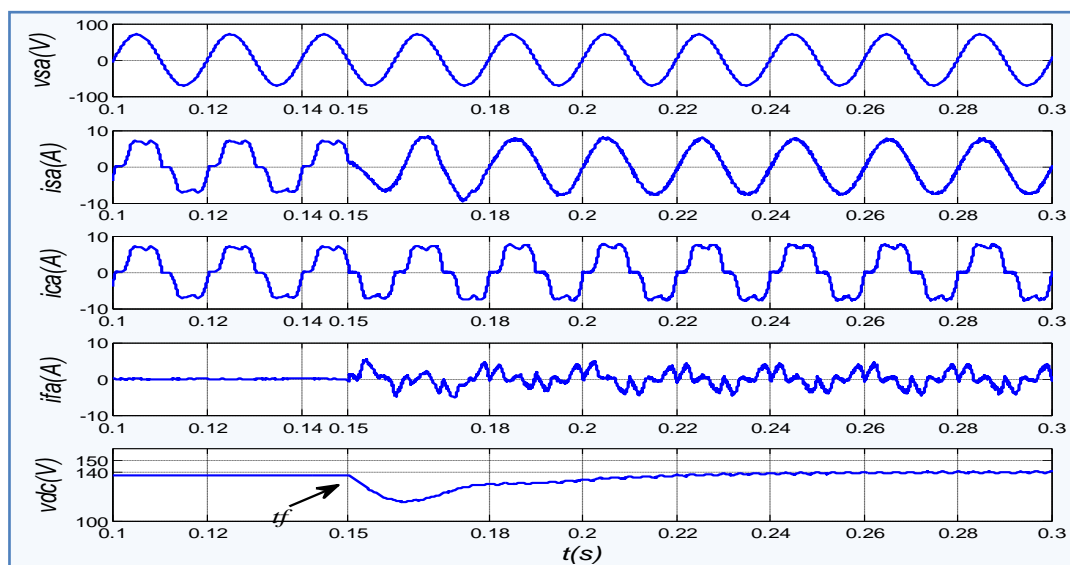


Fig. V.19. Résultats de simulation du transitoire lors de la fermeture du **FAP** à l'instant $t_f = 0.15s$.

❖ Variation de la charge non linéaire

Pour étudier la robustesse de la commande, nous procédons à une variation de la charge non linéaire (passage de R_{d1} à R_{d2}), la figure V.20, montre qu'à $t = 0.2s$ les courants de la charge subissent une diminution brusque alors que ceux de la source conservent leurs formes sinusoïdales, et la tension du bus continu augmente et rattrape après un transitoire sa valeur de référence, et la même chose à l'instant $t = 0.35s$ (passage de R_{d2} à R_{d1}).et la tension du bus continu diminue et rattrape après un transitoire sa valeur de référence après un temps de réponse $0.075s$ et un dépassement de $12V$ (Fig. V.21).

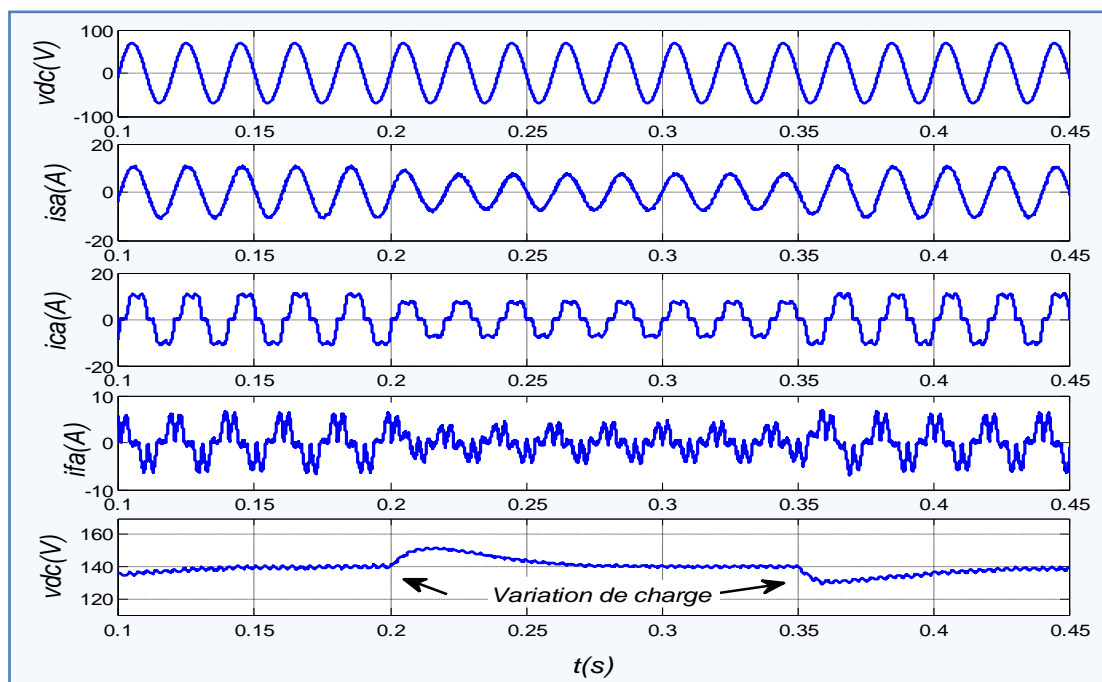


Fig. V.20. Résultats de simulation lors de la variation de la charge non linéaire à l'instant $0.2s$ et $0.35s$.

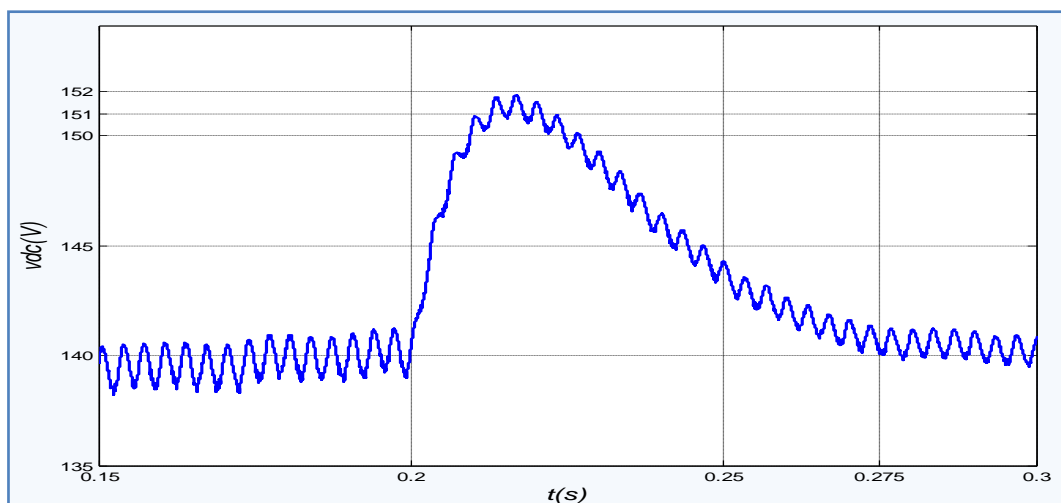


Fig. V.21. La tension du bus continu lors de la variation de la charge non linéaire

❖ Variation de la tension de référence V_{dc}^*

À l'instant $t = 0.2s$, la tension de référence va être changé de $140V$ à $130V$, le courant de source après un passage court de régime transitoire rattrape sa forme sinusoïdale, et à l'instant $t = 0.35s$ la tension de référence revient à sa valeur initiale de $130V$ à $140V$ (Fig. V.22) après un temps de réponse $0.02s$ et une dépassement de $2V$ (Fig. II.23).

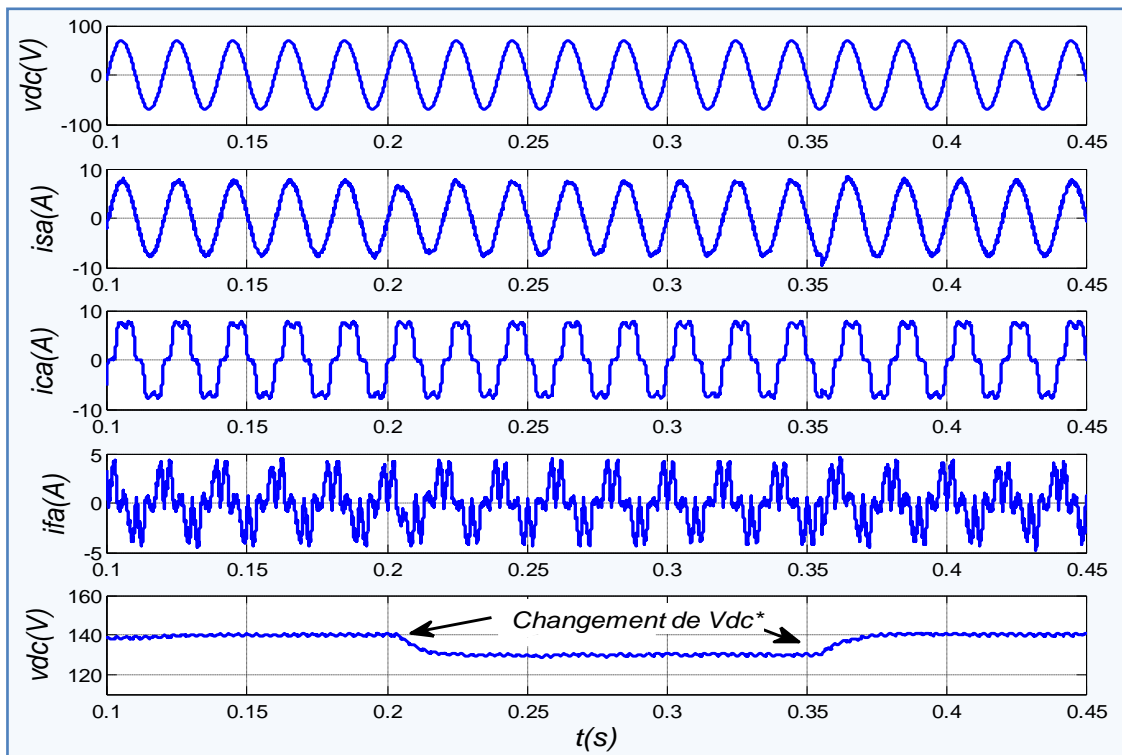


Fig. V.22. Résultats de simulation lors de la variation de la tension de référence à l'instant $0.2s$ et $0.35s$.

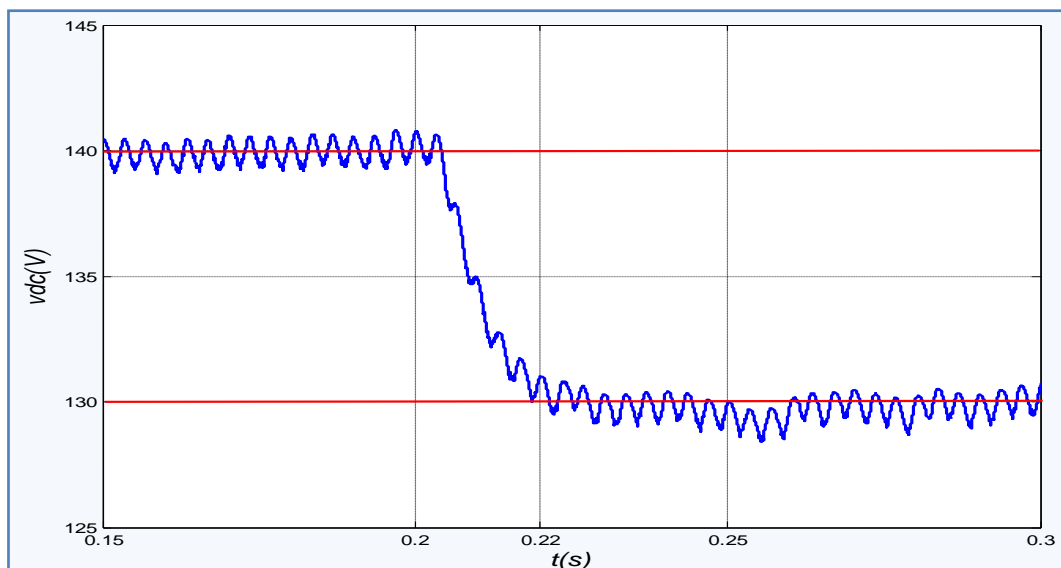


Fig. V.23. La tension du bus continu lors de la variation de la tension de référence.

V.2.2.3.3. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la source

On suppose que dans ce test la source d'alimentation délivre trois tensions sinusoïdales d'amplitudes différentes. L'amplitude de la tension v_{sb} présente une diminution de 20% et celle de v_{sc} présente une augmentation de 20%. Par rapport à la tension v_{sa} . Les résultats obtenus pour ce test sont montrés sur la figure V.24. On constate que malgré le déséquilibre en tension de la source d'alimentation, le courant de source garde une forme sinusoïdale avec un $THD_i = 3.92\%$ (Fig. V.25), et la tension du bus continu rattrape sa référence avec une ondulation de 3.5V (Fig. V.26).

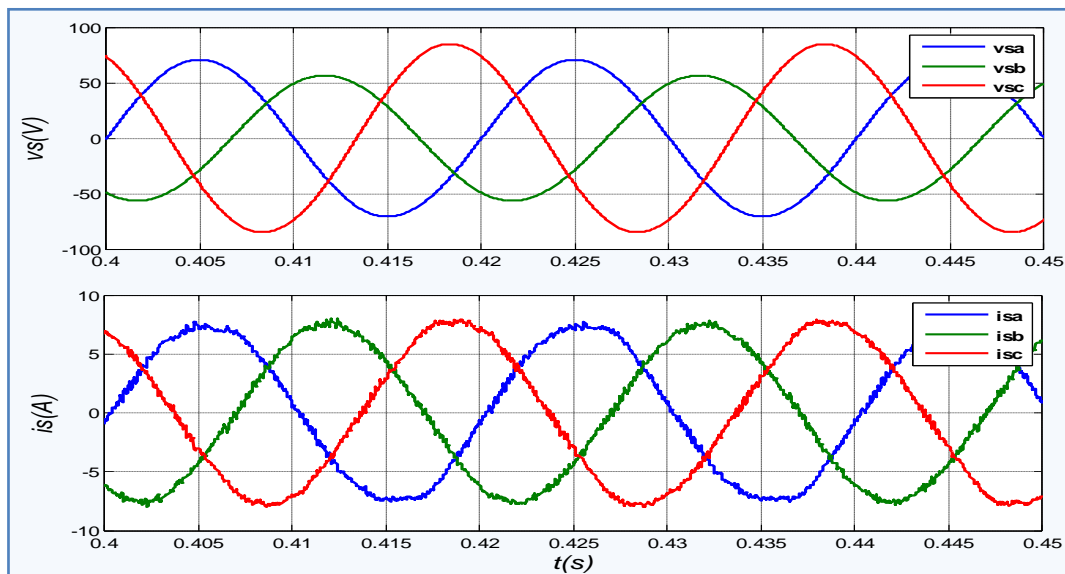


Fig. V.24. Les tensions et les courants de sources lors d'un déséquilibre de la source.

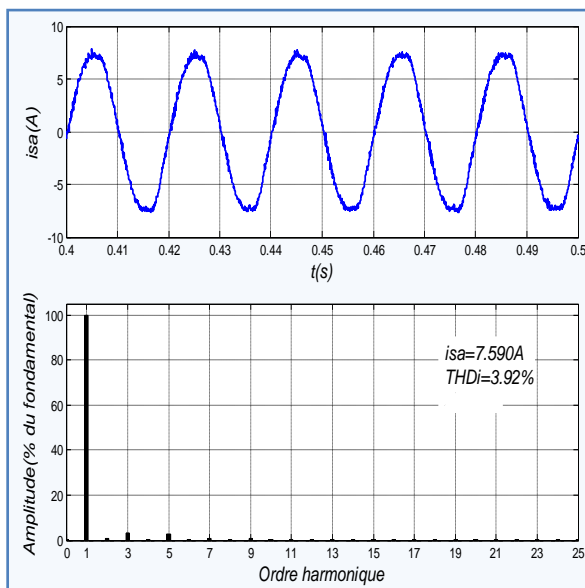


Fig. V.25. Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la source.

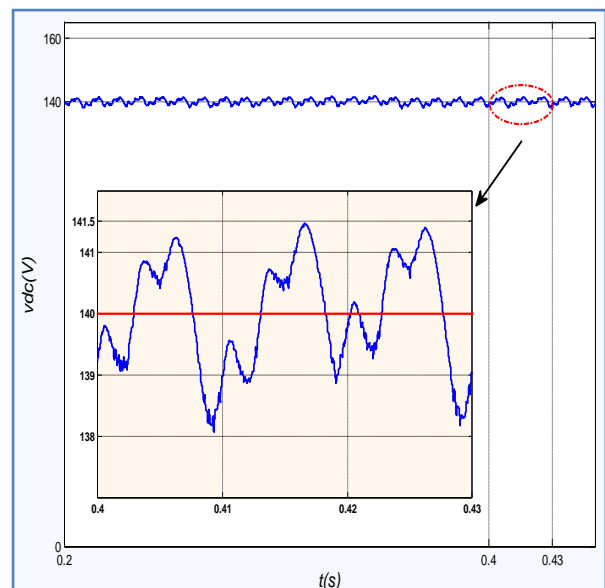


Fig. V.26. La tension du bus continu lors d'un déséquilibre de la source, Caractéristiques.

V.2.2.3.4. Étude du comportement du FAP lors d'un déséquilibre de la charge non linéaire

La structure du **FAP** avec une charge non-linéaire déséquilibrée est exposée sur la figure **II.30** où on a ajouté une résistance $R=10\Omega$ à la deuxième phase ; Par conséquent, la charge non linéaire devient une charge non linéaire déséquilibrée. La figure **V.27**, montre que la tension de source reste sinusoïdale équilibrée, tandis que la qualité du courant de source est dégradée avec un $THD_i = 3.75\%$ (**Fig. V.28**).et la tension de bus continu suit sa référence avec une ondulation de $4.5V$ (**Fig. V.29**).

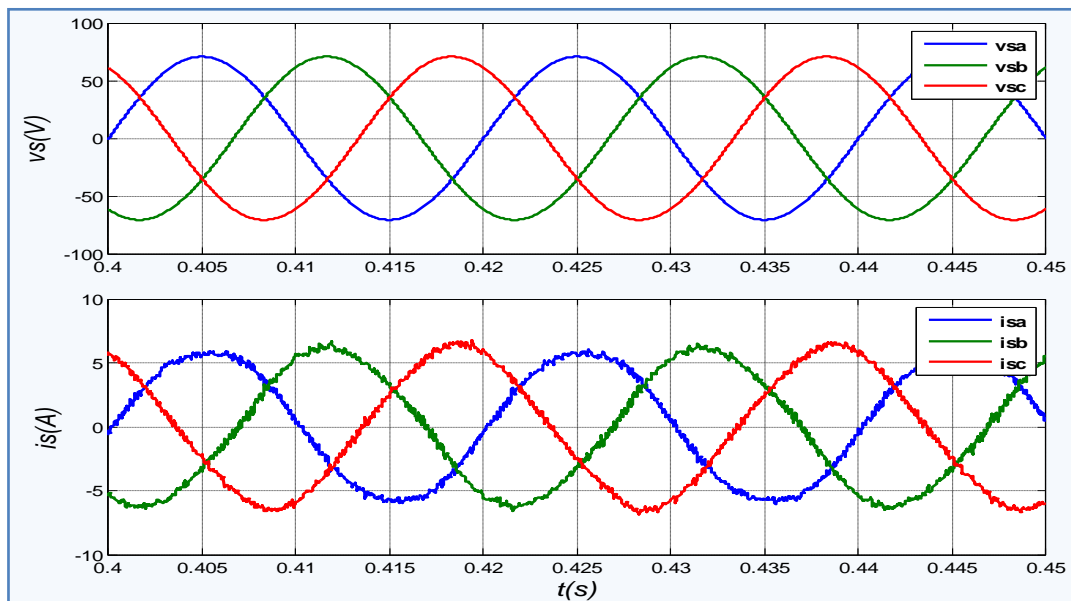


Fig. V.27. Les tensions et les courants de source s lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.

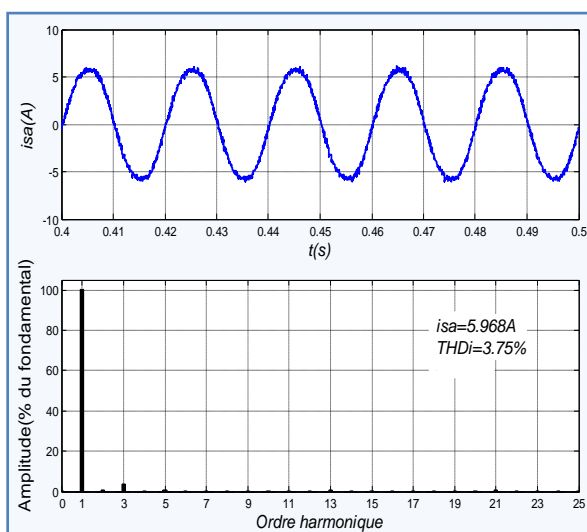


Fig. V.28. Le courant de source avec leur spectre, lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire.

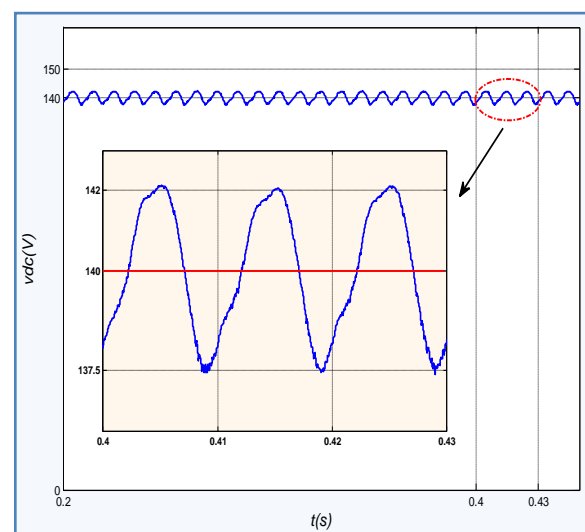


Fig. V.29. La tension du bus continu lors d'un déséquilibre de la charge non-linéaire, caractéristiques.

V.3. Comparaison entre les différentes techniques de commande

Les différentes études de simulation des chapitres II, III, IV, et V, nous ont permis de construire ces tableaux qui suivent .

Les taux harmoniques de distorsion (THD_i), les dépassements (D) et les temps de réponse $t_r(s)$, pour les deux comportements du système, équilibré et déséquilibré (déséquilibre de la source et déséquilibre de la charge), avec ses deux types de régime, dynamique (transitoire), et statique (permanent), sont résumés dans les tableaux **Tab. V.2, 3, 4, 5, et 6**.

Nous avons gardé les mêmes paramètres du **FAP**, afin d'obtenir des résultats valables de comparaison entre les quatre techniques de commande.

Selon les résultats de simulation obtenus, on remarque que le facteur de puissance (F_p) est unitaire (tension de source et courant de source sont parfaitement en phase).

Et on remarque que les quatre techniques de commande donnent des meilleurs résultats des THD_i des courants de source pour le système équilibré, qui ne dépassent pas les normes **IEEE standard 514**. Par contre pour le système déséquilibré, les THD_i sont légèrement élevés mais ne dépassent pas les normes [**Hoe-2003**].

On constate, en régime statique (permanent) pour un système équilibré, la commande linéaire donne des résultats très satisfaisants point de vue taux harmoniques de distorsion, dépassement, et temps de réponse, mais les autres techniques de commande ont fait leurs preuves dans le système déséquilibré , notamment la commande par linéarisation entrée-sortie.

Et on constate, en régime dynamique (transitoire), pour le système (équilibré et déséquilibré) les techniques non linéaires ont des avantages, dans les, qui donnent des bons résultats point de vue temps de réponse et dépassement, notamment la commande par backstepping.

Tab. V.2. Résumé des résultats de simulation (Système équilibré, régime dynamique, fermeture du FAP).

Type du régime et paramètres		Système équilibré			
		Régime dynamique en fermeture du FAP			
		Le courant i_{sa}		La tension v_{dc}	
		$t_r(s)$	$D(A)$	$t_r(s)$	$D(V)$
01	<i>Commande Linéaire</i>	0.03	0.0	0.03	1.5
02	<i>Commande par linéarisation Entrée-Sortie</i>	0.03	0.0	0.09	13
03	<i>Commande par Mode glissant</i>	0.02	0.0	0.02	2.5
04	<i>Commande par Backstepping</i>	0.03	0.0	0.01	24

Tab. V.3. Résumé des résultats de simulation (Système équilibré, régime dynamique, variation de charge non-linéaire).

Type du régime et paramètres		Système équilibré			
		Régime dynamique en variation de la charge non-linéaire			
		Le courant i_{sa}		La tension v_{dc}	
		$t_r(s)$	$D(A)$	$t_r(s)$	$D(V)$
01	<i>Commande Linéaire</i>	0.03	0.0	0.04	11
02	<i>Commande par linéarisation Entrée-Sortie</i>	0.03	0.0	0.09	17
03	<i>Commande par Mode glissant</i>	0.02	0.0	0.027	8.57
04	<i>Commande par Backstepping</i>	0.0	0.0	0.08	12

Tab. V.4. Résumé des résultats de simulation (Système équilibré, régime dynamique, variation de la tension référentielle V_{dc}^*).

Type du régime et paramètres		Système équilibré			
		Régime dynamique en variation de la tension référentielle V_{dc}^*			
		Le courant i_{sa}		La tension v_{dc}	
		$t_r(s)$	$D(A)$	$t_r(s)$	$D(V)$
01	Commande Linéaire	0.02	1.0	0.04	2
02	Commande par linéarisation Entrée-Sortie	0.02	1.0	0.02	0.5
03	Commande par Mode glissant	0.02	0.0	0.02	0.0
04	Commande par Backstepping	0.02	0.0	0.02	0.0

Tab. V.5. Résumé des résultats de simulation (Système équilibré, régime statique).

Type du régime et paramètres		Système équilibré		
		Régime statique		
		Le courant i_{sa}	La tension v_{dc}	Le facteur de puissance
		$THD_i(\%)$	$\epsilon_s(V)$	F_p
01	Commande Linéaire	1.23	0.3	1
02	Commande par linéarisation Entrée-Sortie	1.20	0.45	0.997
03	Commande par Mode glissant	1.40	0.3	1
04	Commande par Backstepping	1.70	0.75	0.996

Tab. V.6. Résumé des résultats de simulation (Système déséquilibré, régime statique).

Type du régime et paramètres		Système déséquilibré					
		Régime statique					
		Déséquilibre de la source			Déséquilibre de la charge		
		Le courant i_{sa}	La tension v_{dc}	Le facteur de puissance	Le courant i_{sa}	La tension v_{dc}	Le facteur de puissance
Techniques de commande		$THD_i(\%)$	$\varepsilon_s(V)$	F_p	$THD_i(\%)$	$\varepsilon_s(V)$	F_p
01	Commande Linéaire	2.66	0.875	1	4.49	1.25	1
02	Commande par linéarisation Entrée-Sortie	1.90	1.0	0.996	2.83	1.3	0.997
03	Commande par Mode glissant	3.22	0.885	1	5.51	1.25	0.999
04	Commande par Backstepping	4.10	1.7	0.994	3.81	2.5	0.997

V.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons appliqué la méthode backstepping dans la commande du filtre actif parallèle. La méthode indirecte à cause de son algorithme de commande le plus moins compliqué, et demande moins de capteurs que celui dans la méthode directe, la génération des courants de référence de la source est basé sur la régulation de la tension continue.

Les résultats de simulation ont montrés que l'exploitation de la technique backstepping dans la commande du filtre actif parallèle améliore remarquablement ces performances. Il donne de bons résultats en termes de (THD) par rapport à l'utilisation des méthodes linéaires de commande.

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce travail s'inscrit dans les études menées sur la commande des dispositifs d'électronique de puissance pour l'amélioration de la qualité de l'énergie.

Un état de l'art sur le **FAP**, qui est l'une des solutions actuelles de dépollution des perturbations réseau. Ces perturbations sont principalement causées par des charges non linéaires, ces charges non linéaires à base de convertisseurs de puissance offrent de l'énergie sous plusieurs formes et sont de plus en plus utilisées dans l'industrie.

Une topologie de filtre actif parallèle (Shunt) est utilisée dans ce travail. Deux types de commandes telles que la commande linéaire et non linéaire ont été abordées.

La commande linéaire présente certaines limites, il est nécessaire de considérer que les paramètres du système soit connus et constants, en plus le modèle dynamique du filtre doit être approximé à un modèle linéaire, la commande linéaire ne permet pas d'atteindre les performances optimales du système, pour cela, la commande non linéaire est utilisée pour pallier à ces insuffisances et atteindre les performances désirées qui sont la poursuite et la régulation.

Ainsi, trois techniques de commande non linéaires ont été comparées dans l'application au filtrage actif parallèle : la commande par linéarisation entrée-sortie, la commande par mode de glissement, et la commande par backstepping.

La technique de commande par linéarisation entrée-sortie est basée sur l'idée de transformer un système non linéaire en un système puis lui appliquer le retour d'état, elle est bien adaptée aux problèmes de suivi de trajectoire et aux problèmes de stabilisation, les principales limitations sont : le manque de robustesse et, du point de vue pratique, l'exigence que tous les états soient mesurable.

En suite, dans le chapitre IV, ont été présentées les idées de la commande par modes glissants, une telle commande se compose en deux éléments :

1. Une hyper surface sur laquelle le système doit évoluer et
2. Une loi de commande forçant le système à atteindre cette surface de glissement.

Après la phase de convergence, le système bouclé jouit des propriétés suivantes :

- ✓ Sa dynamique est entièrement déterminée par la surface de glissement.
- ✓ Il est insensible aux perturbations extérieures aux incertitudes de paramètres.
- ✓ L'ordre du système bouclé peut être réduit, certaines dynamiques étant supprimées. Dans le cas d'une surface de glissement linéaire, l'ordre est réduit du nombre d'entrées du système.

Conclusion générale

Ces caractéristiques facilitent la synthèse de lois de commande, mais cette simplicité de synthèse de lois de commande a un prix, le chattering, oscillation haute fréquence de la commande et de la sortie, peut être causer l'usure prématurée du système.

Et à la fin, la commande de backstepping est une méthode de synthèse de lois de commande non linéaire systématiques et récursive utilisant le principe de stabilité de **Lyapunov**. Une comparaison entre les techniques de commande non linéaire proposées a montré la supériorité de la synthèse par backstepping.

Les principales conclusions de comparaison entre ces techniques de commande sont :

La technique de commande linéaire est la meilleure pour un système équilibré et en régime statique (permanent) **Tab. V.5**. Mais, les résultats montrent que les techniques de commande non linéaire présentent des meilleures performances dans le transitoire (régime dynamique) **Tab. V.2, 3, et 4** et en présence de déséquilibre, **Tab. V.6**.

Bibliographie

Bibliographie

- [Gra-2012]** M. Grady : "*Understanding Power System Harmonics*", Prof. Mack Grady, Dept. of Electrical & Computer Engineering University of Texas at Austin, 2012.
- [Ala-2002]** M. A. E. Alali, "*Contribution à l'Étude des Compensateurs Actifs des Réseaux Électriques Basse Tension*", Thèse de Doctorat, Université Louis Pasteur – Strasbourg I, 2002.
- [Ign-2006]** V. Ignatova : "*Méthodes d'analyse de la Qualité de L'énergie Électrique-Application aux Creux de Tension et à la Pollution Harmonique*", Thèse de Doctorat, Université Joseph Fourier, 2006.
- [Sin-1999]** B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra : "*A Review of Active Filters for Power Quality Improvement*", IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 46, No. 5, October 1999.
- [Cha-2010]** A. Chaoui: "*Filtrage Actif Triphasé pour Charges non Linéaires*", Thèse de Doctorat, Université de Ferhat Abbas de Sétif, 2010.
- [Sch-2015]** Schneider Electric : "*Élimination des harmoniques dans les installations*", Édition 09/2015.
- [Aka-2006]** H. Akagi: "*Modern Active Filters and Traditional Passive Filters*", Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences Vol. 54, No. 3, 2006.
- [Geo-2008]** M. George and K. P. Basu : "*Three Phase Shunt Active Power Filter*", American Journal of Applied Sciences 5 (8): 909-916, 2008.
- [Ota-2003]** I. E. Otadui : "*Sur les Systèmes de L'électronique de Puissance Dédiés à la Distribution Électrique - Application à la Qualité de L'énergie*", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2003.
- [Bet-2000]** E. Bettega, J-N. Fiorina : "*Harmoniques - Convertisseurs Propres et Compensateurs Actifs*", Cahier technique n° 183, Schneider Electric, 2000.
- [Jos-2010]** Joseph Seymour, Terry Horsley : "*Les Sept Types de Problèmes d'alimentation*", Livre Blanc18, Schneider Electric, 2010.
- [Bea-2007]** S. Beaulieu : "*Étude et Mise au Point d'un Filtre Actif d'harmoniques en Vue d'améliorer la Qualité de l'Alimentation Électrique*", Mémoire de la Maîtrise en Ingénierie, Université du Québec à Chicoutimi, 2007.
- [Sch-04]** "*Détection et filtrage des harmoniques*", Guide expert basse tension n° 4, Collection Technique de Schneider Electric.
- [Abd-2005]** D. O. Abdeslam : "*Techniques Neuromimétiques pour la Commande dans les Systèmes Électriques - Application au Filtrage Actif Parallèle dans les Réseaux Électriques Basse Tension*", Thèse de Doctorat, Université de Haute-Alsace, 2005.
- [Kar-2009]** S. Karimi : "*Continuité de Service des Convertisseurs Triphasés de Puissance et Prototypage « FPGA in the Loop »: Application au Filtre Actif Parallèle*", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2009.

Bibliographie

- [Abd-2008]** M. M. Abdusalam : "*Structures et Stratégies de Commande des Filtrés Actifs parallèle et Hybride Avec Validations Expérimentales*", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2008.
- [Ber-2006]** A. L. D. H. Bermeo : "*Commandes Avancées des Systèmes Dédiés à l'Amélioration de la Qualité de l'énergie : de la Basse Tension à la Montée en Tension* ", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2006.
- [Nao-2011]** S. R. D. Naoussi : "*Implantation de Réseaux Neuromimétiques Sur Cible FPGA-Application à L'intégration d'un Système de Filtrage Actif* ", Thèse de Doctorat, Université de Strasbourg, 2011.
- [Moi-2008]** Moleykutty G. and K. P. Basu : "*Modeling and Control of Three-Phase Shunt Active Power Filter*", American Journal of Applied Sciences 5 (8): 1064-1070, 2008.
- [Afo-2000]** J.Afonso, C.Couto, J.Martins : "*Active Filters with Control Based on the P-Q Theory* ", IEEE Industrial Electronics Society Newsletter, vol. 47, n° 3, Sept. 2000, ISSN: 0746-1240, pp. 5-10.
- [Dso-2004]** E. H.Watanabe, H. Akagi, M. Aredes: "*The P-Q Theory For Active Filter Control: Some Problems and Solutions* ", Journal of control and automation/Vol.15 no.1/Jan., Fev. e Março 2004.
- [Sch-202]** J. Schonek : "*Les singularités de l'harmonique 3* ", Cahier technique n° 202, Collection Technique de Schneider Electric, Edition 2000.
- [Aka-1996]** H. Akagi, Fellow, IEEE: "*New Trends in Active Filters for Power Conditioning*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 32, No 6, November/December 1996.
- [Rej-2013]** Rejil C, Anzari M and Arun Kumar R: "*Design and Simulation of Three Phase Shunt Active Power Filter Using SRF Theory* ", Advance in Electronic and Electric Engineering. ISSN 2231-1297, Volume 3, Number 6 (2013), pp. 651-660.
- [Cha-2006]** A. Chaoui, J. P. Gaubert, F. Krim, L. Rambault: "*IP controlled three-phase shunt active power filter for power improvement quality* ", IEEE Industrial Electronics Conference IECON 2006, paper 348043, pp. 2384-2389.
- [Jai-2002]** S.K.Jain, P.Agrawal and H.O.Gupta: "*Fuzzy Logic Controlled Shunt Active Power Filter for Power Quality Improvement* ", IEE proceedings on Electrical Power Application, Vol.149, No.5, pp.317-328, Sep. 2002.
- [Bha-2014]** G. Bhatewara, S. Mittal: "*Shunt Active Filter Algorithms for a Three Phase System*", International Journal of Science and Research (IJSR), Volume 3 Issue 9, September 2014.
- [Ham-2010]** A. Hamadi : "*Contribution à L'étude des Filtrés Hybrides de Puissance Utilisés pour Améliorer la Qualité de L'énergie dans le Réseau Électrique de Distribution* ", Thèse de Doctorat, École de Technologie Supérieure, Montréal, Université du Québec, 2010.
- [Nou-2011]** B. Nouri : "*Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application : Amélioration de la Qualité de l'Énergie*", Thèse de Doctorat, Université

Bibliographie

de Ferhat Abbas de Sétif, 2011.

- [Swa-2014]** S. Swain: "*Simulation and Experimental Realization of Adaptive controllers for Shunt Active Power Filter to Improve power Quality*", Master of Technology (Research) in Electrical Engineering, Department of Electrical Engineering National Institute of Technology, Rourkela, ORISSA, INDIA June 2014.
- [Sin-2003]** B. N.Singh:" *Sliding Mode Control Technique for Indirect Current Controlled Active Filter* ", IEEE, 2003.
- [Gov-2015]** A. Govind, O. Govind:" *Power Quality Improvement Using Active Filters: A Review*", International Conference On Recent Trends In Engineering Science And Management Jawaharlal Nehru University, Convention Center, New Delhi (India), 15 March 2015.
- [Bou-2017]** M. Bousehaba: "*Réalisation d'une commande MLI a choix multiple* ", Mémoire de fin d'étude pour l'obtention du diplôme de Master académique, Université Abou bekr belkaïd de Tlemcen, 2017.
- [Wei-2007]** Wei-Feng Zhang and Yue-Hui Yu: "*Comparison of Three SVPWM Strategies*", Journal Of Electronic Science And Technology Of China, Vol. 5, No. 3, September 2007.
- [Sas-2013]** D. Sasi, J. Kuruvilla P :"*Modelling And Simulation of Svpwm Inverter Fed Permanent Magnet Brushless DC Motor Drive* ", International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering Vol. 2, Issue 5, May 2013.
- [Jin-2005]** JIN-WOO JUNG: "*Space Vector PWM Inverter*", Mechatronic Systems Laboratory Department Of Electrical And Computer Engineering, The Ohio State University, 2005.
- [Cha-2006]** A. Chaoui , F. Krim a,* , J. P. Gaubert , L. Rambault "*DPC controlled three-phase active filter for power quality improvement*", Electrical Power and Energy Systems 30 (2008) 476–485.
- [Lot-1997]** C. Lott, O. Lapierre, H. Pouliquen et S. Saadate :"*Filtrage actif des harmoniques en courant et en tension des réseaux électriques : modélisation, simulation numérique et expérimentation*", J. Phys III France 7 (1997) 2433-2457.
- [Tol-2000]** A. S. Toledo : "*Commande Directe et Observation des Convertisseurs de Puissance : Application à l'Onduleur de Tension Triphasé*", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 28 novembre 2000.
- [Jia-2009]** Jiangyuan Le, Yunxiang Xie, Zhi Zhang, Lin Cheng: "*A Nonlinear Control Strategy for Shunt Active Power Filter*", IEEE, 2009.
- [Def-2008]** F. Defaÿ : "*Commande Prédictive Directe d'un Convertisseur Multicellulaire Triphasé Pour Une Application de Filtrage Actif*", Thèse de Doctorat , l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Université de Toulouse, 2008.
- [Sal-2013]** C. Salim : "*Étude, Modélisation et Commande des Filtres Actifs : Apport des Techniques de l'Intelligence Artificielle*", Thèse de Doctorat en sciences, Université Mohamed Khider-Biskra, 2013.

Bibliographie

- [Slo-1991]** Jean-Jacques E. Slotine, Weiping Li: "*Applied Nonlinear Control*", 1991 by Prentice-Hall, Inc., A Division of Simon & Schuster, Englewood Cliffs, New Jersey 07632.
- [Saf-2002]** S. Safari: "*Étude d'une Commande Non-linéaire Sur un Filtre Actif*", Mémoire de Maîtrise en Génie Électrique, Université du Québec, Montréal 12 Février 2002.
- [Lab-1995]** F. Labrique, G. Segulier, R. Bausière, "*Les convertisseurs de l'électronique de puissance : 4. La conversion continu-alternatif*", 2ème édition, Technique & Documentation Lavoisier, 1995.
- [Lal-2011]** D. Lalili, A. Mellit, N. Lourci, B. Medjahed, E.M. Berkouk: "*Input output feedback linearization control and variable step size MPPT algorithm of a grid-connected photovoltaic inverter*", *Renewable Energy* 36 (2011) 3282e3291, 2011.
- [Leb-2014]** D. Leblanc: "*Contribution à L'étude de La Stabilité et à la Stabilisation des Réseaux Électriques Industriels*", Thèse de Doctorat, Université de Lorraine, France, 18 juillet 2014.
- [Kha-3]** H. K. Khalil: "*Nonlinear systems*", Third Edition, Prentice Hall, New Jersey.
- [Fra-2010]** A. Frabetti: "*Géométrie différentielle appliquée à la physique, Cours M2 - Lyon 1 - automne 2010*", Institut Camille Jordan, CNRS UMR 5028, Université Lyon 1, 17 décembre 2010.
- [Hun-1986]** L. R. Hunt, M. Luksic, and R. Su: "*Exact Linearizations of Input-Output Systems*", *Int. J. Control*, Vol. 43, No. 1, 247-255, 1986.
- [Rou-2012]** B. Rouabah: "*Commande d'un Convertisseur Multicellulaire Pour une Application de Filtrage Actif*", Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas, Sétif, Algérie, 2012.
- [Fan-2003]** B. Fangtand Atul G. Kelkari: "*Exact Linearization of Nonlinear Systems by Time Scale Transformation*", 0-7803-7896-2/03/\$17.00200 03 IEEE.
- [Kad-2000]** A. Kaddouri: "*Étude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents*", Thèse du grade de Philosophiae Doctor (Ph.D.), Université Laval Québec, Novembre 2000.
- [Hun-2007]** L. R. Hunt, M. Luksic & Renjeng SU: "*Exact linearizations of input-output systems*" *International Journal of Control*, 27 Mar 2007.
- [Şeh-2012]** E. Şehirli and M. Altinay "*Application of Input-Output Linearization*", *Applications of Nonlinear Control*, Edited by Dr. Meral Altinay, InTech, 2012.
- [Büh-1991]** H. Bühler, "*Réglage par mode de glissement*", *Traité d'électricité*, 1ère édition, presses, 1991.
- [Vid-2004]** P. E. VIDAL: "*Commande non-linéaire d'une Machine Asynchrone à double Alimentation*", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004.

Bibliographie

- [Bre-2010]** V. Bregeault : "*Quelques Contributions à la Théorie de la Commande Par Modes Glissants*", Thèse de Doctorat, École Centrale de Nantes, École Doctorale Sciences et Technologies de L'information et des Mathématiques, 2010.
- [Sin-2009]** B. Singh, K. Al-H addad, A. Chandra : "*Active Power Filter with Sliding Mode Control*", IEEE, 2009.
- [Ben-1990]** U. Benz : "*Réglage par Mode de Glissement Hybride, Appliqué au Réglage de Positon de Systèmes Électromécaniques*", Thèse de Doctorat, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1990.
- [Utk-1993]** V. I. Utkin: "*Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives*" , IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, No. 1, February 1993.
- [Tav-2007]** M. S. Tavazoei, M. Haeri : "*Determination of active sliding mode controller parameters in synchronizing different chaotic systems*", Chaos, Solitons and Fractals 32 (2007) 583–591, Science Direct, ELSEVIER, 2007.
- [Blo-2012]** A. Blorfan, J. Mercklé, D. Flieller, P. Wira, G. Sturtzer : "*Sliding Mode Controller for Three-Phase Hybrid Active Power Filter with Photovoltaic Application*" , Scientific Research, Smart Grid and Renewable Energy, 2012, 3, 17-26.
- [Ala-2009]** M. C. S. Alaoui : "*Commande et Observateur par Modes Glissants d'un Système de Pompage et d'un Bras Manipulateur*", Thèse de Doctorat, Université Sidi Mohammed Ben Abdellah, Fès, Maroc, 2009.
- [Bou-1991]** F. Boudjema : "*Commande par Mode de Glissement Application aux Convertisseurs Électriques*", Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, France, 1991.
- [Dec-1988]** R. A. Decarlo, S. H. Zak, And G. P. Mathews: "*Variable Structure Control of Nonlinear Multivariable Systems: A Tutorial*" *Proceedings of The IEEE, Vol. 76. NO.3. March 1988.*
- [Lee-2007]** H. Lee, V. I. Utkin : "*Chattering suppression methods in sliding mode control systems*", Annual Reviews in Control 31 (2007) 179–188, Elsevier.
- [Ahm-2004]** M. Ahmed : "*Sliding Mode Control For Switched Mode Power Supplies*", Thesis for the degree of Doctor of Science(Technology), Lappeenranta University of Technology, 2004, Finland
- [You-1999]** K. D. Young, , V. I. Utkin, and U. Ozguner : "*A Control Engineer's Guide to Sliding Mode Control*", IEEE Transactions On Control Systems Technology, Vol. 7, No. 3, May 1999.
- [Kha-2003]** M. K. Khan, K. B. Goh, and S. K. Spurgeon : "*Second Order Sliding Mode Control Of A Diesel Engine*", Asian Journal of Control, Vol. 5, No. 4, pp. 614-619, December 2003.
- [Rim-2012]** H. Rim: "*Commande par Mode Glissant Flou d'ordre -2 des Systèmes non Linéaires Incertains*", Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas, Sétif, Algérie, 2012.
- [Ime-2013]** D. Imen : "*Commande des Systèmes non Linéaires par Mode Glissant d'Ordre Supérieur*" , Mémoire de magistère en électronique, Option contrôle des systèmes,

Bibliographie

Université de Constantine 1, Soutenu le 21/11/2013.

- [Abd-2006]** F. Abdulgalil : "*Commande non-linéaire dans les systèmes de forage pétrolier : Contribution à la suppression du phénomène de « stick-slip »*", Thèse de Doctorat, université paris XI, France, 2006.
- [Kan-1992]** I. Kanellakopoulos, P.V. Kokotovic, A.S. Morse: "*A toolkit for nonlinear feedback design* ", Systems & Control Letters 18 (1992) 83-92 83, North-Holland, 1992.
- [Fan-2015]** Y. Fang, S. Hou, and J. Fei: "*Harmonic Suppression of Three-Phase Active Power Filter Using Backstepping Approach*", International Journal of Innovative Computing, Information, and Control, Vol.11, NO2, April 2015.
- [Del-2018]** M. Dellahi, Az. Mouhsen, H. Maker, A. Mouhsen and E. Alameda Hernandez : "*Three-phase four wire shunt active power filter based on Simplified Backstepping technique for DC voltage control* ", International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICRE PQ'18) Salamanca (Spain), 21th to 23th March, 2018.
- [She-2017]** Z. Sheng, Q. Wei-qi : "*Dynamic backstepping control for pure-feedback nonlinear Systems*", Computational Aerodynamics Institution, China Aerodynamics Research and Development, Center, Mianyang, 621000, 2017, China.
- [Gha-2015]** A. GHAMRI, T. MAHNI, M.T BENCHOUIA, K. SRAIRI, A. GOLEA : "*Comparative Study between Different Controllers used in Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter*", Energy Procedia 74 (2015) 807–816, 2015.
- [Gue-2012]** L. GUESSAS : "*Backstepping Backstepping adaptatif pour le contrôle la poursuite et la synchronisation des systèmes dynamiques non linéaires chaotiques*", Thèse de Doctorat en sciences, Université Ferhat ABBAS- Sétif, 2012.
- [Don-2003]** D. Donlagic, S. Tesnja k : "*Nonlinear Control Systems*", Marcel Dekker, Inc., 2003.
- [Mag-2007]** M. Magraoui: "*Validation de Techniques de Commande d'un Filtre Actif Parallèle* ", Mémoire présenté à l'école de technologie supérieure comme exigence partielle à l'obtention de la maîtrise en génie électrique, École de Technologie Supérieure Université du Québec, Montréal, 17 Septembre 2007.
- [Fei-2012]** J. Fei, Tianhua Li, F. Wang, and W. Juan : "*A Novel Sliding Mode Control Technique for Indirect Current Controlled Active Power Filter*", Hindawi Publishing Corporation Mathematical Problems in Engineering Volume 2012, Article ID 549782, 18 pages.
- [Dja-2015]** K. Djazia : "*Étude des filtres actifs pour réseaux déséquilibrés et distordus*", Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas, Sétif, Algérie ,2015.
- [Aka-1994]** H. Akagi : "*Trends in Active Power Line Conditioners*", IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 9, No. 3, May 1994.
- [Cas-1999]** D. Casadi, G. Grandi, U. Rggiani and C. Rossi: "*Control Methods For Active Power Filters With Minimum Measurement Requirements*", IEEE APEC, Vol.2, 1999, pp.1153-1158. University of Bologna, Italy.

Bibliographie

- [Sin-1997]** B. Singh, K.Al-Haddad, and A.Chandra: "Active Power Filter with Sliding Mode Control", IEE, 1997.
- [Sah-2016]** A. Sahara, A. Kessal, L. Rahmani, and J. P. Gaubert:" *Improved Sliding Mode Controller for Shunt Active Power Filter*", J Electr Eng Technol.2016; 11(3):709-718.
- [Ben-2006]** A. Benaissa, and M.K.Fellah: "*Commande par Mode de Glissement d'un Convertisseur AC/DC avec Correction du Facteur de Puissance*", Acta Electrotehnica, Vol 47, No 2, 2006.
- [Kok-2001]** P. Kokotovic, M. Arcak : "*Constructive Nonlinear Control: A Historical Perspective*", Automatica 37 (2001) 637-662, 2001.
- [Hoe-2003]** T. Hoevenaars, P. Eng., K. LeDoux, P.E., M. Colosino : "*Interpreting IEEE Std 519 and Meeting its Harmonic Limits in VFD Applications*", Copyright Material IEEE Paper No. PCIC-2003-15.

ملخص

إن مشكلة التلوث بالتوافقيات في شبكات التوزيع الكهربائية هي في تفاقم مقلق خاصة مع تزايد استعمال الحملات غير الخطية. التصفية الفعالة هي واحدة من بين أنجع الحلول المقترحة للتصدي لهذه المشكلة. في هذا العمل قمنا بدراسة تحكم غير خطي لمرشح فعال متوازي وقارناه بتحكم تقليدي مكون من معدل تناسبي وتكاملي (PI). إستراتيجية التحكم تقوم على طريقة التيار غير المباشر بإستعمال ثلاثة أنماط من التحكمات: التحكم بخطية مدخل-مخرج، والتحكم الإنزلاقي، والتحكم بطريقة backstepping بهدف تعديل معدل التوتر بالجهد المستمرة للموج. هذا المعدل يحتوي على حلقة للتيار تستعمل معدل شعاعي ذو تعديل عرض النبضات بقصد توليد نبضات الأفعال من أجل التحكم التام في سلوك النظام بحضور التشويشات التي تؤثر على مصدر التغذية 'قيم الحملية' والقيم المرجعية' المعدل المنجز يعطي تحسينات في الأدوات الدينامكية والسكنة في حالة التشويش الكبير، ونستعرض مقارنة بين المعدلين الكلاسيكي الخطي والمعدلات غير الخطية في استجابة النظام في الحالة المستقرة وفي حالة التغير في الحملية والتغير في مختلف المكونات.

كلمات مفتاحية: مرشح فعال موازي، معدل تناسبي وتكاملي، معدل بطرقة خطية مدخل-مخرج، معدل إنزلاقي، معدل بطرقة backstepping.

Résumé

Le problème de la pollution harmonique dans les réseaux électriques de distribution devient de plus en plus préoccupant avec l'accroissement de l'usage des charges non-linéaires. Le filtrage actif de puissance est l'un des solutions les plus efficaces face à ce problème. Dans ce travail une commande non linéaire d'un filtre actif parallèle est étudiée et comparé avec la commande classique basé sur le régulateur proportionnel et intégral (PI), la stratégie de commande est basée sur la méthode de courant indirecte utilisant trois techniques de commande : la commande par linéarisation entrée-sortir, la commande par mode de glissement, et la commande par backstepping. où le but est de réguler la tension du bus continu de l'onduleur, le régulateur contient une boucle de courant utilisant le régulateur modulation de largeur d'impulsion vectorielle afin de générer les impulsions pour les gâchettes des interrupteurs , pour assurer la commande totale sur le comportement du système en présence de perturbation qui affecte la source d'alimentation, les paramètres de la charge, ou les valeurs de références. le régulateur désigné offre des avantages sur l'amélioration de performance dynamique et statique en cas d'une grande perturbation, une comparaison entre les effets de régulateur linéaire et non-linéaire sur la réponse du FAP en régime dynamique et statique s'effectuée.

Mots clés : le FAP, régulateur PI, régulateur par linéarisation entrée-sortie, régulateur par mode de glissement, régulateur par backstepping.

Abstract

The problem of harmonic pollution in distribution electrical networks is becoming more and more worrying with the increasing use of nonlinear loads. Active power filtering is one of the most effective solutions to this problem. In this work, nonlinear control of a three-phase shunt active power filter (SAPF) has been studied and compared to classical control based on proportional integral regulator. The control strategy is based on the direct current method using Input-Output Linearization, sliding mode control (SMC), and Backstepping where the aim is to regulate the average voltage across the dc bus of the inverter. The controller is comprised of a current loop which utilizes a SVPWM controller to generate the gating signals for the switching devices, in order to ensure full control of the system behavior in the presence of disturbances that affect the supply source, the load parameters or the reference value. The designed controller offers advantage that it can gives the improvement of dynamic and static performances in cases of large disturbances. A comparison of the effects of linear control and nonlinear control on the APF response in steady stat, under line variations, load variations, and different component variations is performed.

Key words: SAPF, PI, Input-Output Linearization, sliding mode control, Backstepping.