

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

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET

FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUEES

DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES



Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Génie électrique

Spécialité : Automatique et informatique industrielle

THÈME

**Etude et simulation des commandes d'un onduleur monophasé
à base d'un temporisateur NE555 et PIC 16F877**

Préparé par :

KADARI IMENE

Devant le Jury :

Noms et prénoms	Grade	Qualité
BOUMEDIENNE HAMID	MCB	Président
SAFA AHMED	MCA	Examinateur
LARBI MHAMMED	Pr	Examinateur
OUARED RAHAL	MCB	Encadrant
NASRI DJILLALI	Pr	Co-encadrant

Promotion 2022 – 2023

Remerciement

Avant tout, nous remercions « Dieu » Le tout puissant de nous avoir donné le courage, et la santé durant toutes ces années et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.

Les paroles peuvent être parfois insuffisantes parce qu'elles ne peuvent pas traduire mon estimables reconnaissances envers toute personne qui m'a exprimé son soutien, son aide, son encouragement et sa collaboration pour arriver afin de ce travail.

Je veux exprimer ma gratitude à mes encadrants, **Mr OUARED RAHAL** et **NASRI DJILLALI** d'avoir accepté de diriger mon PFE, malgré leurs emplois du temps très chargé et leurs précieux conseils tout au long de cette recherche.

Mon vif remerciement va également aux membres du jury pour avoir accepté d'évaluer notre travail.

Je remercie également tous les enseignants du département génie électrique et à toutes les personnes qui ont, de près ou de loin, apporté de l'aide et d'encouragement.

Dédicace :

Je dédie ce travail :

À mes très chers parents, HADJ AHMED et ROKIA que je n'arriverais jamais à leurs exprimer mon amour sincère, qu'ils ont jamais dit non à mes exigences, qui n'ont épargné aucun effort pour me rendre heureuse.

À mes chères sœurs IKRAM et AMIRA, qui n'ont pas cessée de m'encourager et soutenir que le dieu les protège et leurs offre la chance et le bonheur.

À toute ma famille, source d'espoir et de motivation en particulier ma tante
ZAHIA.

À mon professeur Mr THAMER ACHOUR qui m'a toujours encouragé et
donné des conseils précieux.

À tous mes amis de la promotion 2^{ème} année MASTER en automatique et
informatique industrielle

À tous ceux qui ont sacrifié leur temps pour la science et à tous ceux qui utilisent la
science pour le bien et la prospérité de l'humanité

KADARI IMENE

Symboles de signification :

AC : Courant alternative.

DC : Courant continue.

IGBT: Insolated gate bipolar transistor.

MOSFET : Transistor à effet de champs

VFI : Onduleur de tension.

CFI : Onduleur de courant.

VDCL : Onduleur avec alimentation contrôlable.

THD : Distorsion totale des harmoniques.

MLI : Modulation de largeur de l'impulsion.

SPWM : MLI sinus-triangle.

E : La tension de la source continue.

V_o : La tension de sortie.

i_o : Le courant aux bornes de la charge.

I_o : courant de sortie.

i_{g1} i_{g2} i_{g3} i_{g4} : l'impulsion de déclenchement.

V_{0(max)} : valeur efficace de la sortie.

V_{Tn} : La tension aux bornes du thyristor

V_{in} : La tension d'entrée du CSI

T : Transistor de puissance.

D : Diode de puissance.

K : Transistor avec une diode antiparallèle.

R : Résistance.

L : L'inductance.

C : condensateur.

V_c : la tension aux bornes d'un condensateur

f : La fréquence.

V : La tension d'entrée de l'onduleur.

V_r : Amplitude de la référence.

F_r : La fréquence de la référence.

F_p : La fréquence de la porteuse.

M : L'indice de modulation.

R : Le coefficient de réglage.

THD Total Harmonic Distortion.

D₁ D₂ D₃ D₄ : les diodes.

S₁ S₂ S₃ S₄ : les interrupteurs du pond.

LOH : Harmoniques d'ordre inférieur.

T₁ T₂ T₃ T₄ : les thyristors.

I : le courant de source.

PI : intégrale particulière.

CF : fonction complémentaire.

f_{max} : La fréquence maximale de l'onduleur.

f_{min} : la fréquence minimale.

KCL KVL : Loi de Kirchhoff de courant de de tension.

CCHT : Le courant continu haute tension.

t_w : La durée de l'impulsion.

F : bande d'hystérésis.

h : La largeur de la bonde d'hystérésis.

h_p : La limite supérieure de la bande.

h_n : La limite inférieure de la bande.

TTL : Transistor Transistor Logic.

Liste des figures :

Chapitre I : Etude sur les onduleurs

Figure I.1 : Architecture générique d'un convertisseur statique.....	2
Figure I.2 : La classification des convertisseurs	2
Fig. I.3. La représentation schématique de l'onduleur.....	2
Fig I.4. La représentation schématique de la source de courant onduleur (CSI).....	3
Fig I.5. La représentation schématique de la source de tension onduleur (VSI).....	5
Fig I.6 : Onduleur demi-pont monophasé.....	8
Fig. I.7 : (a) Schéma de commutation de la Fig. I.6 en Mode I	9
(b) Schéma de commutation de la Fig. I.6 en Mode II.....	10
Fig. I.7 : (a) ig_1 , signal du déclenchement de S1, (b) ig_2 , signal du déclenchement de S2 (c) tension de sortie V_o , (d) courant de sortie i_o	10
Fig. I.8 : (a) ig_1 , signal du déclenchement de S1, (b) ig_2 , signal du déclenchement de S2 (c) tension de sortie V_o , (d) courant de sortie i_o . (e) Les éléments passants.....	12
Fig. I.9 (b) : a) Schéma de commutation de l'onduleur en demi-pont avec charge R-L en mode I	
(b) Schéma de commutation du demi-pont pont onduleur avec charge R-L en mode II.....	13
Fig. I.10 : a) Schéma de commutation de l'onduleur en demi-pont avec charge RL en mode III (b) Schéma de commutation du demi-pont onduleur avec charge RL en mode IV.....	14
Fig. I.11 : Onduleur monophasé complet.....	16
Fig. I.13 : (a) Schéma de commutation de la Fig. I.11 en mode I et (b) Schéma de commutation de la Fig. I.11 en mode II.....	17
Fig I.14 : (a) ig_1 , ig_2 signaux de déclenchement des commutateurs S1 et S2, (b) ig_3 , ig_4 signaux de déclenchement des commutateurs S3 et S4, (c) Tension de sortie V_o , (d) Courant de sortie i_o , (e) Conduction des éléments.....	18
Fig. I.16 (a) Schéma de commutation de la Fig. I.11 en mode I, (b) Schéma de commutation de la Fig. I.11 en mode II	21
Fig. I.16 (a) Schéma de commutation de la Fig. I.11 en mode III, (b) Schéma de commutation de la Fig. I.11 en mode IV	22
Fig. I.17 : (a) ig_1 , signal du déclenchement de S1 et S2, (b) ig_2 , signal du déclenchement de S3 et S4, (c) tension de sortie V_o , (d) courant de sortie i_o . (e) Les éléments passants.	23
Fig. I.19 : Source de courant d'un onduleur monophasé.....	25

<i>Fig. I.20: Formes d'onde de tension et de courant d'un CSI Avec des commutateurs idéaux.....</i>	<i>27</i>
<i>Fig. I.21: Condensateur monophasé commuté CSI avec charge R.....</i>	<i>27</i>
<i>Fig. I.22. (a) Charger la forme d'onde du courant.....</i>	<i>28</i>
<i>Fig. I.23 : (b) Circuit équivalent de CSI pendant $\frac{T}{2} < t < T$.....</i>	<i>28</i>
<i>Fig. I.24 : Formes d'onde de courant et de tension d'un CSI monophasé avec charge R.....</i>	<i>29</i>
<i>Fig. I.25 : Tension de sortie et courant de sortie formes d'onde D'un CSI monophasé.....</i>	<i>31</i>
<i>Fig. I.26 : (a) Onduleur triphasé utilisant des interrupteurs et des diodes et (b) Onduleur triphasé utilisant des transistors et diodes.....</i>	<i>33</i>
<i>Fig. I.27 : (a) Charge connectée en triangle et (b) connectée en étoile charger.....</i>	<i>33</i>
<i>Fig I.28: Alimentation de secours.....</i>	<i>35</i>
<i>Fig I.29 : Réglage de la vitesse d'un moteur à courant alternatif.....</i>	<i>35</i>
<i>Fig I.30 : Transfert de l'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes.....</i>	<i>36</i>

Chapitre II : Les techniques de commande de l'onduleur monophasé avec la simulation

<i>fig. II-1 Schéma de simulation d'un onduleur monophasé avec la commande symétrique (charge R)</i>	<i>37</i>
<i>Fig. II-2 : L'allure de la tension et le courant de la commande symétrique (charge R.) Résultats de simulation, (b) résultat théorique.....</i>	<i>38</i>
<i>Fig. II-3 : Les harmoniques de tension et courant générées par la commande symétrique (Charge R).</i>	<i>38</i>
<i>fig. II-4 Schéma de simulation d'un onduleur monophasé avec la commande symétrique (charge RL)</i>	<i>39</i>
<i>Fig. II-5 : L'allure de la tension et le courant de la commande symétrique (charge RL) (a) Résultats simulation, (b) résultat théorique.</i>	<i>39</i>
<i>Fig. II-6 : Les harmoniques de courant générées par la commande symétrique (Charge RL).....</i>	<i>41</i>
<i>Fig. II-7 : Les harmoniques de tension générées par la commande symétrique (Charge RL).....</i>	<i>41</i>
<i>fig. II-8 Schéma de simulation d'un onduleur monophasé avec la commande décalée (Charge R)..</i>	<i>42</i>
<i>Fig. II-9 : L'allure de la tension et le courant de la commande décalée (charge R.) (a) Résultats de simulation, (b) résultat théorique.</i>	<i>43</i>

Fig. II-10 : Les harmoniques de tension et courant générées par la commande symétrique (Charge R).	44
<i>fig. II-11 Schéma de simulation d'un onduleur monophasé avec la commande décalée (Charge RL)</i>	<i>44</i>
<i>Fig. II-12 : L'allure de la tension et le courant de la commande décalée (charge RL.) (a) Résultats simulation, (b) résultat théorique.</i>	<i>45</i>
<i>Fig. II-13 : Les harmoniques de tension générées par la commande décalée(Charge RL).....</i>	<i>46</i>
<i>Fig. II-14 : Les harmoniques de courant générées par la commande décalée (Charge RL).....</i>	<i>46</i>
<i>Figure II.15. Principe de contrôle du courant par hystérésis.....</i>	<i>48</i>
<i>Figure II.16. Principe de génération des ordres de commande.....</i>	<i>48</i>
<i>Figure II.17. Caractéristique d'un régulateur à action à deux positions.....</i>	<i>48</i>
<i>Figure II.18. Forme d'onde du courant de source (bande fixe).....</i>	<i>48</i>
<i>Figure II.19 : la simulation de la commande par hystérésis.....</i>	<i>50</i>
<i>Fig. II-20 : L'allure de la tension et le courant de la commande par hystérésis (a) Résultats de simulation du courant, (b) Résultats de simulation de tension (c) résultat théorique.....</i>	<i>50</i>
<i>Figure (II-21) : Le spectre du courant de la commande par hystérésis d'un onduleur monophasé..</i>	<i>52</i>
<i>Figure (II-22) : Spectre harmonique de l'onde carrée onduleur.....</i>	<i>53</i>
<i>Figure (II-23) : Onde carrée à partir de ses harmoniques.....</i>	<i>53</i>
<i>Figure (II-24) : La somme des harmoniques (théorie).....</i>	<i>54</i>
<i>Figure II.25 : la simulation de la somme des signaux d'harmoniques.....</i>	<i>54</i>
<i>Figure II.26. Formes des harmoniques par rapport à l'onde carré (pratique).....</i>	<i>55</i>
<i>Figure (II-27) : (a) Signal de porteuse et signal de référence, (b) Signaux de déclenchement de S1 et S2, (c) Signaux de déclenchement de S3 et S4 (d) Tension de sortie de l'onduleur monophasé à pont complet avec une impulsion par demi-cycle.....</i>	<i>56</i>
<i>Fig. II.28 : Spectre harmonique de l'onde carrée d'onduleur.....</i>	<i>57</i>
<i>Figure II.29. Simulation d'un onduleur monophasé avec la commande MLI.....</i>	<i>58</i>
<i>Figure II.30. Formes d'ondes de la tension et du courant d'un onduleur MLI.....</i>	<i>59</i>
<i>Figure (II-31) : les harmoniques du courant de la commande MLI d'un onduleur monophasé.....</i>	<i>59</i>
<i>Figure (II-32) : Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale-triangulaire.....</i>	<i>60</i>
<i>Fig. II.33 : La variation de $\frac{V_1}{V}$ par rapport à M.....</i>	<i>62</i>
<i>Figure II.34. Schéma de simulation de la commande SPWM.....</i>	<i>63</i>

Figure II.35. Formes d'ondes de la tension et du courant de la commande SPWM (a) Résultat de simulation (b) résultat théorique.....	63
Figure II.36 : montage d'un onduleur monophasé (commutation unipolaire).....	65
Figure II.37 : Allure du courant et de la tension (commutation unipolaire).....	65
Figure II.38 : Allure du courant et de la tension pour « $f_p=150$ Hz ».....	66
Figure II.39 : Allure du courant et de la tension pour « $f_p=550$ Hz ».....	66
Figure II.40 : Allure du courant et de la tension pour « $f_p=2000$ Hz ».....	67
Figure II.41 : Allure du courant et de la tension pour « $f_r=50$ Hz ».....	68
Figure II.42 : Allure du courant et de la tension pour « $f_r=550$ Hz ».....	68
Figure II.43 : Allure du courant et de la tension pour « $f_r=2000$ Hz ».....	68
Figure II.44: montage d'un onduleur monophasé (commutation Bipolaire).....	68
Figure II.45 : Allure du courant et de la tension de la commutation Bipolaire.....	69
Figure II.46 : Allure du courant et de la tension de la commutation Bipolaire pour « $m=0.9$ ».....	70
Figure II.47 : Allure du courant et de la tension de la commutation Bipolaire 4 pour « $m=0.3$ ».....	70
Figure II.48 : Allure du courant et de la tension de la commutation Bipolaire pour « $m=0.1$ ».....	71

Chapitre III : La simulation des commandes d'un onduleur monophasé à base du temporisateur NE555

Figure III.1 : NE555 dans un boîtier Dual-in-Line.....	74
Figure III.2 : Symbole schématique du 555.....	74
Figure III.3: Schéma bloc interne du circuit NE555(Relié à trois composant externes R_1 , R_2 et C).....	75
Figure III.4: tableau de fonctionnement du schéma bloc.....	76
Figure III.5 : configuration bistable du NE555.....	77
Figure III.6 : configuration monostable du NE555 et les allures de C et V_s	78
Figure III.7: Diagramme schématique du NE555 en configuration astable.....	78
Figure III.8: Montage du circuit astable du NE555.....	79
Figure III.9: les formes d'ondes se NE555 en configuration astable.....	79
Figure III.9 : Montage du circuit bistable du NE555.....	80
Figure III.10 : Allure de V_s du circuit bistable du NE555.....	81
Figure III.11 : Montage du circuit monostable du NE555.....	81

<i>Figure III.12 : Allure de V_s et V_c et V_e du circuit monostable du NE555.....</i>	<i>82</i>
<i>Figure III.13 : montage de l'onduleur monophasé avec commande symétrique en charge résistive.....</i>	<i>83.</i>
<i>Figure III.14 : l'allure du courant et de la tension de la charge résistive.....</i>	<i>83</i>
<i>Figure III.15 : montage de l'onduleur monophasé avec commande symétrique en charge inductive.....</i>	<i>83</i>
<i>Figure III.16 : l'allure du courant et de la tension de la charge d'une charge inductive.....</i>	<i>84</i>
<i>Figure III.17 : montage de l'onduleur monophasé avec commande décalée en charge résistive....</i>	<i>84</i>
<i>Figure III.18 : l'allure de la tension et le courant de la charge avec la commande décalée.....</i>	<i>85</i>
<i>Figure III.19 : montage de l'onduleur monophasé avec commande décalée en charge inductive...85</i>	
<i>Figure III.20 : Allure du courant et de la tension en commande décalée en charge inductive.....</i>	<i>86</i>
<i>Figure III.21. Montage du circuit de commande.....</i>	<i>86</i>
<i>Figure III. 22. plaque d'essai du circuit.....</i>	<i>87</i>
<i>Figure III. 23. les Allures de la commande symétrique.....</i>	<i>88</i>
<i>Figure III. 24. Montage du circuit de trigger de Schmitt.....</i>	<i>88</i>
<i>Figure III.25. les allures du courant et tension circuit de trigger de Schmittt.....</i>	<i>89</i>
<i>Figure III. 26 : montage de réalisation du trigger.....</i>	<i>89</i>
<i>Figure III. 27. montage de réalisation de la commande décalée.....</i>	<i>90</i>
<i>Figure III. 28. les Allures de la commande décalée.....</i>	<i>91</i>

Chapitre IV : La simulation des commandes d'un onduleur monophasé à base d'un PIC 16F877

<i>Figure (IV.1) : schéma synoptique.....</i>	<i>92</i>
<i>Figure (IV.2) : le boîtier de PIC 16F877.....</i>	<i>93</i>
<i>Figure (IV.3) : caractéristique statique de l'interrupteur.....</i>	<i>94</i>
<i>Figure IV.4: L'interrupteur bidirectionnel en courant.....</i>	<i>95</i>
<i>Figure IV.5: Le semi-conducteur IRF830.....</i>	<i>96</i>
<i>Figure IV.6: La diode 1N4148 (a) La diode réelle. (b) le symbole.....</i>	<i>96</i>
<i>Figure IV.7: Le driver IR2112 (a) Le driver réel. (b) le symbole.....</i>	<i>97</i>
<i>Figure IV.8: Diagramme de pins du driver IR2112 avec le PIC et le bras de l'onduleur.....</i>	<i>98</i>
<i>Figure IV.9: Circuit global d'un onduleur monophasé.....</i>	<i>98</i>

Figure IV.10 l'allure des signaux de commande de la commande symétrique.....	99
Figure IV.11: l'allure du courant et de la tension de la charge résistive.....	99
Figure IV.12 : l'allure du courant et de la tension de la charge d'une charge inductive.....	100
Figure IV.13 l'allure des signaux de commande de la commande décalée.....	100
Figure IV.14 : l'allure de la tension et le courant de la charge avec la commande décalée.....	101
Figure IV.15 : Allure du courant et de la tension en commande décalée en charge inductive.....	1.01

SOMMAIRE :

La liste des figure
Liste des tableaux
Introduction générale

Chapitre I : Etude sur les onduleurs

1. Introduction	1
2. Définition d'un convertisseur statique	1
2.1. Classification des convertisseurs statiques	2
3. Les onduleurs :	3
3.1. Définition :	3
3.2. Classification des onduleurs.....	4
3.2.1. La source d'entrée.....	4
3.2.1.1. Onduleur de source de courant (CSI)	4
3.2.1.2. Onduleur de source de tension (VSI)	5
3.2.2. Commutation.....	5
3.2.2.1. Onduleurs à commutation de ligne :	5
3.2.2.2. Onduleurs à commutation forcée :	5
3.2.3. Configuration des circuits :	6
3.2.3.1. Onduleurs en série :	6
3.2.3.2. Onduleurs parallèles :	6
3.2.3.3. Onduleurs en demi-pont et onduleurs en pont complet :	6
3.2.4. Forme d'onde de la tension de sortie :	6
3.2.4.1. Onduleurs à onde carrée :	6
3.2.4.2. Onduleur à modulation de largeur d'impulsions :	7
3.3. Paramètres de performance des onduleurs.....	7
3.3.1. Facteur harmonique de la nième harmonique (HF _n) :	7
3.3.2. Distorsion harmonique totale (THD) :	7
3.3.2.1. Harmoniques d'ordre inférieur (LOH):.....	8
3.4. Onduleur de source de tension à demi-pont monophasé.....	9
3.4.1. Onduleur monophasé à source de tension demi-pont :	9
3.4.1.1. Avec charge R :	9
3.4.1.2. Avec charge RL :	11
3.4.2. Onduleur monophasé à pont complet :	16
3.4.2.1. Avec charge R :	16
3.4.2.2. Avec charge RL :	20
3.5. Onduleur de source de courant (CSI).....	24
3.5.1. Onduleur source de courant monophasé :	25
3.5.2. Condensateur monophasé CSI commuté avec charge R :	27
3.6. Onduleur triphasé :	32
3.7. Comparaison entre l'onduleur de source de tension et de source de courant :	33
4. Les applications des onduleurs :	34
4.1. Les alimentations de secours.....	34

4.2. Les variateurs de vitesse des machines alternatives :.....	35
4.3. Transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes :.....	35
5. Conclusion :.....	36

***Chapitre II : Les techniques de commande de l'onduleur
monophasé avec la simulation***

1. Introduction :	37
2. Simulation des différentes techniques de commande des onduleurs.....	37
2.1. Commande symétrique :.....	37
2.1.1. Charge résistive.....	37
2.1.1.1. Le THD :.....	38
2.1.2. Charge inductive :	39
2.1.2.1. Le THD :.....	40
2.2. La commande décalée :.....	42
2.2.1. Charge résistive :	42
2.2.1.1. Le THD :.....	43
2.2.2. Charge inductive :	44
2.2.2.1. Le THD :.....	45
2.2.3. Commande par hystérésis :.....	47
2.2.3.1. La simulation de la commande par hystérésis :.....	49
2.2.3.1.1. Le THD :.....	51
2.2.4. Commande Modulation de largeur d'impulsions (PWM).....	52
2.2.4.1. La simulation des ondes carrée à partir de ses harmoniques.....	54
2.2.4.2. Modulation de largeur d'impulsion unique (PWM) :.....	56
2.2.4.1.1. La simulation de la MLI.....	58
2.2.4.2. Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale-triangulaire :.....	60
2.2.4.3. La simulation de la MLI :.....	62
a) Sinus-triangulaire SPWM :.....	62
b) MLI Unipolaire :	65
b.1. Effets de la fréquence sur la réduction du THD :.....	66
b.2. L'effet des variations des fréquences de sorties sur les fréquences de la sinusoïde.....	67
c) Commutation Bipolaire :.....	68
c.1. L'effet des variations de l'indice de modulation (m) sur l'amplitude du courant.....	69
c.2. Effets de la fréquence sur le THD :.....	71
2.2.4.4. Comparaison entre différentes commande MLI.....	71
2.2.2.2. Principaux avantages et inconvénients de la MLI :.....	72
a) Les avantages :	72
b) Les inconvénients :	72
3. Conclusion :.....	72

**Chapitre III : La simulation des commandes d'un onduleur
monophasé à base du temporisateur NE555**

Introduction :.....	73
1. Temporisateur NE555 :.....	73
1.1. Définition d'un temporisateur :.....	73
1.2. Composant NE555 :.....	73
1.3. Brochage:.....	74
1.4. Caractéristiques :.....	74
1.5. Applications du NE555 :.....	75
1.6. Principe de fonctionnement :.....	75
2. Configurations du NE555 :.....	75
2.1. Multivibrateur bistable avec NE555 :.....	76
2.2. Multivibrateur monostable avec NE555 :.....	77
2.3. Multivibrateur astable avec NE555 :.....	78
3. Simulations par logiciel Proteus :	79
3.1. Astable :	79
3.2. Bistable	80
3.3. Montage monostable :.....	81
4. Simulation d'un onduleur monophasée par logiciel Proteus version 8.5 :.....	82
4.1. Commande symétrique :	82
4.1.1. Charge résistive :	82
4.1.2. Charge inductive :.....	83
4.2. Commande décalée :.....	84
4.2.1. Charge résistive :.....	84
4.2.2. Charge inductive :.....	85
5. Résultats Expérimentaux.....	86
5.1. Résultat de la réalisation :.....	87
5.1.1. La commande symétrique :.....	88
5.1.2. Trigger de Schmitt.....	88
5.1.2.1. Commande décalée.....	90
6. Conclusion.....	91

**Chapitre IV : La simulation des commandes d'un onduleur
monophasé à base d'un PIC 16F877**

Introduction :.....	92
1. La partie de commande de l'onduleur monophasé :.....	92
1.1. Le PIC16F877 :.....	92
2. La partie de puissance de l'onduleur monophasé.....	94
2.1. Choix d'interrupteur :.....	94
2.1.1. Caractéristique statique de l'interrupteur :.....	94
2.2. Les semi-conducteurs utilisés :.....	95

2.2.1. Les MOSFETs :	95
2.2.2. Les caractéristiques du MOSFET	95
2.2.3. La diode rapide	96
2.3. Le driver IR2112	97
3.3.2. Les caractéristiques du driver	98
4. Simulation d'un onduleur monophasée par logiciel PROTEUS	98
4.1. Commande symétrique	98
4.2. Résultat	99
a) Signaux de commande :	99
b.1. Charge résistive	99
b.2. Charge inductive :	99
4.3. Commande décalée :	100
4.3.1. Les résultats :	100
a) Signaux de commande	100
b) Signaux de sortie :	100
b.1. Charge résistive :	100
b.2. Charge inductive :	101
5. Conclusion :	102

Introduction
Générale

L'électronique de puissance permet de déverser la conversion d'énergie en premier lieu

on trouve celle qui assure une conversion alternatif-continu suivie d'une conversion continu-alternatif (AC/DC/AC), qui est actuellement, la plus répandue dans l'industrie, en l'occurrence les onduleurs que nous allons en parler dans cette thèse.

Les onduleurs constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeurs d'impulsions (MLI)

Dans plusieurs applications industrielles, on est souvent préoccupé d'avoir une alimentation stable et réglable. Cette tension peut être obtenue au moyen des onduleurs qui éliminent les fluctuations de la tension continue d'entrée, en maintenant la relation tension fréquence constante tout en réglant l'amplitude de la tension requise par la charge. Plusieurs techniques sont utilisées telles que : commande en pleine onde (symétrique), commande décalée pour obtenir cette tension et la modulation de largeur d'impulsion MLI qui est l'une des plus efficaces ce qui permet à l'onduleur de générer une onde de sortie très proche de la forme sinusoïdale.

L'objectif de ce travail est de concevoir un onduleur monophasé avec une tension d'entrée de 12 VDC à une fréquence de 50 Hz avec une génération d'une onde ~~par~~ sinusoïdale

Ce mémoire s'articule autour de quatre chapitres et une conclusion générale. Qu'on décrive comme suit :

✚ Dans le premier chapitre nous décrivons les généralités sur les onduleurs avec des rappels théoriques sur le principe du fonctionnement des onduleurs monophasés ainsi que leurs applications.

✚ Dans le deuxième chapitre nous présentons les différentes techniques de commande, avec bien sûr une étude bien détaillée, avec la présentation des différents résultats de simulation de chaque commande, qui sont obtenus par des schémas de simulation, réalisés sous Simulink de l'environnement Matlab pour connaître la stratégie de commande qui permet de donner une meilleure forme de la tension de sortie, donc une meilleure qualité spectrale

✚ Le troisième chapitre est consacré à la partie théorique de l'unité de commande de l'onduleur qui utilise un temporisateur NE555 qui permet d'assurer la commande et la surveillance de l'onduleur avec l'interprétation des programmes de commandes.

✚ Enfin, dans le dernier chapitre nous présenterons une différente technique de commande qui est un microcontrôleur PIC 16F877 pour comparer les résultats de simulation avec tests effectués dans le troisième chapitre.

✚ A la fin de ce travail nous donnons une conclusion générale.

Chapitre I :

Etude sur les ondulateurs

1. Introduction :

Avec le développement de l'automatique, de l'électronique et de l'informatique en utilisant des composants électroniques en commutation, c'est la mise au point des semi-conducteurs de puissance (diodes, thyristors et transistors) qui a permis le développement et l'apparition des groupes de convertisseurs, contrôle des courants et des tensions importantes a donné un essor considérable à cette nouvelle technique, au point d'en faire aujourd'hui une discipline de base du génie électrique.

Nous allons nous intéresser dans ce chapitre au convertisseur statique qui est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné. Il existe différents convertisseurs tel que :

- Les onduleurs qui convertissent la tension continue d'une batterie en une tension alternative.
- Les redresseurs qui réalisent une conversion alternatif-continu utilisée généralement pour alimenter les appareils électroniques.
- Les hacheurs qui réalisent une conversion continue- continue.
- Les gradateurs qui réalisent une conversion alternatif-alternatif.

2. Définition d'un convertisseur statique :

Les convertisseurs statiques sont des circuits électriques utilisant des semi-conducteurs de puissance (diodes, thyristors, transistors ...) utilisés comme des interrupteurs, dans le but de manipuler l'énergie électrique de manière réversible ou non selon la forme alternative (réseau de distribution électrique, alternateur) ou continue (batterie d'accumulateur, génératrice à courant continu, alimentation par caténaire...) de l'énergie entre la source et le récepteur (monophasé ou triphasé).

Une notion très importante est utilisée en électronique de puissance, cette notion est dite de réversibilité. Lorsqu'un convertisseur est dit réversible, cela veut dire que l'énergie électrique peut transiter de manière bidirectionnelle. Par contre lorsqu'un convertisseur est dit non-réversible celle-ci transfère et convertie l'énergie d'une source à une charge utilisatrice. L'énergie ne peut donc pas transiter dans les deux sens.

Certains convertisseurs sont naturellement réversibles (onduleur) ou naturellement non réversible (redresseur à diode) suivant leur schéma de structure.

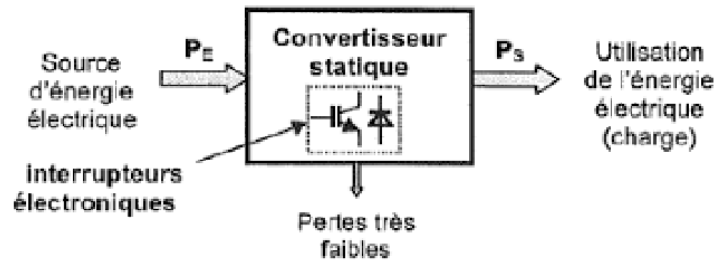


Figure I.1 : Architecture générale d'un convertisseur statique

2.1. Classification des convertisseurs statiques :

Il existe de nombreuses sortes de convertisseur que l'on classe suivant le type de machine à commander et suivant la nature de la source de puissance, la figure ci-dessous indique les différentes familles de conversion

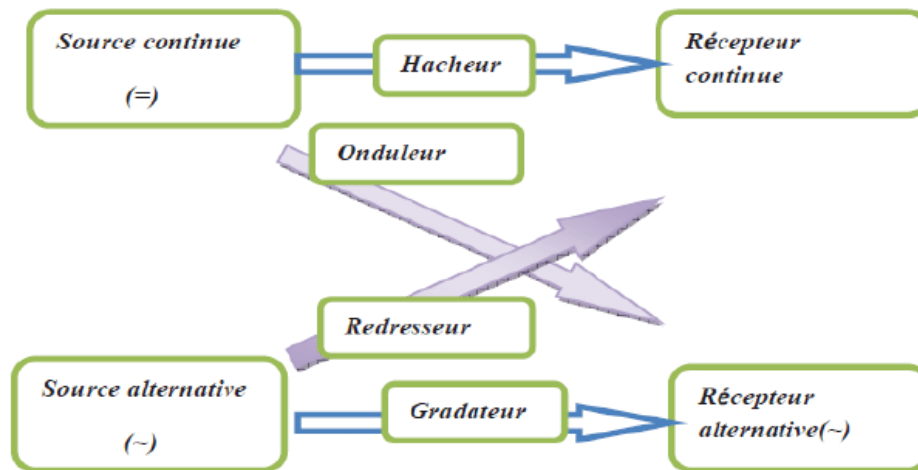


Figure I.2 : La classification des convertisseurs

Les fonctions réalisées par ces principaux types de convertisseurs sont résumées dans le tableau ci-dessous.

Type de convertisseur	Energie en entrée	Energie en sortie	Modification de la nature	Réglage de la puissance
Redresseur à diode	Alternatif	Continu	Oui	Non
Redresseur contrôlé	Alternatif	Continu	Oui	Oui
Gradateur	Alternatif	Alternatif	Non	Oui
Hacheur	Continu	Continu	Non	Oui
Onduleur	Continu	Alternatif	Oui	Oui

Tableau I.1 : Les types de convertisseurs

3. Les onduleurs :

3.1. Définition :

Un onduleur est un circuit convertisseur qui est utilisé pour convertir le courant continu en courant alternatif à tension et fréquence de sortie souhaitées. La représentation schématique de l'onduleur est illustrée à la Fig. I.3.

Dans un onduleur, l'entrée est une tension continue, mais la sortie est une tension alternative avec la fréquence requise, elle peut être fixe ou variable. De même, la fréquence de la tension de sortie est également fixe ou variable.

Habituellement, la tension de sortie peut être contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (PWM), contrôle de gain de l'onduleur (ac tension de sortie/tension d'entrée cc) et contrôle de l'indice de modulation.

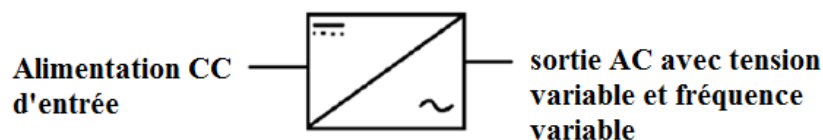


Fig. I.3. La représentation schématique de l'onduleur.

Les onduleurs sont le plus souvent utilisés dans les applications suivantes :

- Entraînements de moteurs à induction à vitesse variable
- Variateurs à courant alternatif à vitesse variable
- Chauffage par induction
- Alimentation sans coupure (UPS)
- Alimentation de secours
- Transmission de puissance CCHT
- Alimentation à tension variable et à fréquence variable
- Entraînements de véhicules alimentés par batterie

Les convertisseurs complets à commande de phase ou à commutation de ligne peuvent fonctionner en mode onduleur à la fréquence de ligne uniquement. Ces convertisseurs sont appelés onduleurs à commutation de ligne. Mais la ligne les onduleurs commutés nécessitent une alimentation en courant alternatif qui est utilisée pour la commutation des thyristors, à la sortie. Par conséquent, les onduleurs à commutation de ligne ne peuvent pas fonctionner en tant que tension alternative isolée source à tension variable et fréquence variable.

Lorsqu'un onduleur à thyristor est utilisé pour fournir une source de tension alternative isolée, la technique de commutation forcée doit être utilisé pour éteindre les SCR. Par conséquent, les onduleurs à thyristors sont coûteux et encombrants. Mais ceux-ci les onduleurs

conviennent aux applications à haute puissance. Dans les applications de faible puissance et de puissance modérée, les dispositifs de commutation à commutation de grille tels que GTO, BJT, MOSFET et IGBT sont utilisés dans l'onduleur.

Dans ce chapitre, la classification des onduleurs, principe de fonctionnement des onduleurs monophasés avec charge R et charge RL, onduleurs à pont triphasé, paramètres de performance des onduleurs, différentes méthodes de contrôle de la tension et de réduction des harmoniques des onduleurs sont discutées en détail.

Les convertisseurs de courant et de tension nulle sont également incorporés dans ce chapitre.

3.2. Classification des onduleurs

Les onduleurs peuvent être classés en fonction des facteurs suivants :

- Source d'entrée
- Commutation
- Configuration des circuits
- Forme d'onde de la tension de sortie

3.2.1. La source d'entrée

En fonction de la nature de la source d'entrée, les onduleurs sont classés comme onduleur de source de courant (CSI) et tension inverseur de source (VSI).

3.2.1.1. Onduleur de source de courant (CSI)

Dans ce type de l'onduleur, une source de courant l'impédance interne à haut niveau est utilisée comme entrée de l'onduleur. En CSI, le courant d'alimentation ne change pas très rapidement, mais le courant de charge peut être contrôlé en faisant varier la tension d'entrée cc de CSI.

Cet onduleur est couramment utilisé en très haute applications de puissance telles que les entraînements de moteurs à induction.

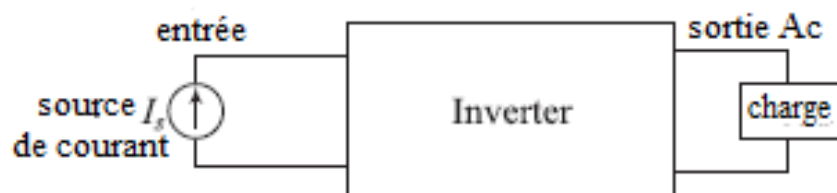


Fig 1.4. La représentation schématique de la source de courant onduleur (CSI).

3.2.1.2. Onduleur de source de tension (VSI)

En tension onduleur de source (VSI), une source de tension continue avec une très petite impédance interne est utilisé comme entrée de l'onduleur. La figure 11.3 montre le bloc représentation schématique de l'onduleur source de tension.

La tension aux bornes du côté continu est constante, mais la tension de sortie côté ça peut être constante ou variable indépendamment du courant de charge. Le VSI peuvent être classés en demi-pont VSI et pont complet VSI.

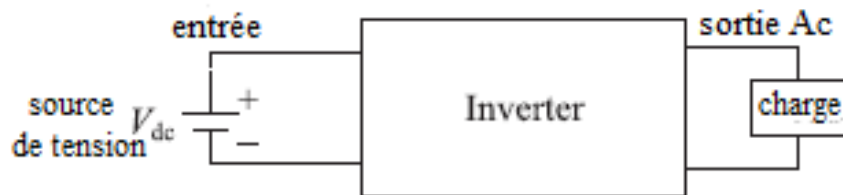


Fig I.5. La représentation schématique de la source de tension onduleur (VSI).

3.2.2. Commutation

Selon la méthode de commutation, les onduleurs peuvent être classés comme onduleurs à commutation de ligne et onduleurs à commutation forcée.

3.2.2.1. Onduleurs à commutation de ligne :

Le convertisseur entièrement contrôlé monophasé ou triphasé agit comme un onduleur lorsque l'angle d'amorçage α est supérieur à 90° ($\pi/2$ radian) Il s'agit d'un onduleur de source de tension et les dispositifs de commutation utilisés tels que les thyristors sont naturellement commutés.

3.2.2.2. Onduleurs à commutation forcée :

Dans ce type d'onduleurs, des circuits supplémentaires sont nécessaires pour commutation des thyristors. Selon la technique de commutation, ces onduleurs sont classés comme onduleurs commutés auxiliaires (un thyristor auxiliaire doit être utilisé pour éteindre un thyristor conducteur) et onduleurs commutés complémentaires (des inductances de couple peuvent être utilisées pour éteindre l'autre thyristor d'une paire)

3.2.3. Configuration des circuits :

Selon la topologie du circuit ou la connexion des commutateurs à semi-conducteurs, les onduleurs peuvent être classés comme onduleurs série, onduleurs parallèles, onduleurs demi-pont et onduleurs pont complet.

3.2.3.1. Onduleurs en série :

Dans les onduleurs en série, l'inductance L et le condensateur C sont connectés en série avec la charge. Dans cet onduleur, L et C sont utilisés comme éléments de commutation et les performances de l'onduleur dépend de la valeur de L et C.

3.2.3.2. Onduleurs parallèles :

Dans le cas d'onduleurs parallèles, les éléments de commutation sont connectés en parallèle avec le thyristor conducteur.

3.2.3.3. Onduleurs en demi-pont et onduleurs en pont complet :

Dans les onduleurs en demi-pont, un seul bras existe. Dans le cas d'onduleurs à pont complet, deux bras ou trois bras existent pour le monophasé ou onduleurs triphasés respectivement.

3.2.4. Forme d'onde de la tension de sortie :

Dans un onduleur idéal, la tension de sortie doit être purement sinusoïdale. Mais en raison de la commutation du semi-conducteur appareils selon les exigences du fonctionnement de l'onduleur, la tension de sortie est non sinusoïdale et contient harmoniques.

En fonction de la forme d'onde de la tension de sortie, cet onduleur peut également être classé comme carré onduleurs à onde et onduleurs à modulation de largeur d'impulsion.

3.2.4.1. Onduleurs à onde carrée :

Un onduleur à onde carrée génère une tension de sortie alternative à onde carrée d'amplitude constante. L'amplitude de la tension de sortie de l'onduleur peut être contrôlée en faisant varier la tension continue d'entrée.

3.2.4.2. Onduleur à modulation de largeur d'impulsions :

Dans les onduleurs à modulation de largeur d'impulsions, la tension de sortie contient une ou plusieurs impulsions dans chaque demi-cycle. En faisant varier la largeur de ces impulsions, l'amplitude de la tension de sortie peut être contrôlée bien que la tension continue d'entrée soit

constante. Il existe différents contrôles techniques de modulation de largeur d'impulsion qui sont expliquées par la suite.

3.3. Paramètres de performance des onduleurs

Dans un onduleur idéal, la tension de sortie doit être purement sinusoïdale. Cependant, la tension de sortie des onduleurs pratiques sont non sinusoïdaux et contiennent des composants fondamentaux ainsi que des harmoniques composants. Habituellement, les performances d'un onduleur sont mesurées par les performances suivantes paramètres :

3.3.1. Facteur harmonique de la nième harmonique (HF_n) :

Le facteur harmonique est une mesure de la contribution harmonique dans la tension de sortie d'un onduleur. Celle-ci est définie par le rapport de la rms (Moyenne quadratique) de tension d'une composante harmonique particulière à la tension efficace de la composante fondamentale. C'est représenté par :

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1}$$

Où :

- V_n est la valeur efficace de la nième composante harmonique.
- V_1 est la valeur efficace de la composante fondamentale.

3.3.2. Distorsion harmonique totale (THD) :

La distorsion harmonique totale est une mesure de la proximité de forme entre la forme d'onde de la tension de sortie et sa composante fondamentale. Celle-ci est définie par le rapport de la valeur efficace de la composante harmonique totale de la tension de sortie à la valeur efficace de la composante fondamentale. Il est représenté par

$$THD = \frac{[\sum_{n=2,3,4,5...}^{\infty} V_n^2]^{1/2}}{V_1} = \frac{[V_{rms}^2 - V_1^2]^{1/2}}{V_1}$$

3.3.2.1. Harmoniques d'ordre inférieur (LOH):

Il s'agit de l'harmonique de fréquence la plus basse avec une amplitude supérieure à supérieur ou égal à trois pour cent de l'amplitude de la composante fondamentale de la tension de sortie. Plus la fréquence de LOH est élevée, plus la distorsion sera faible dans la forme d'onde actuelle.

3.4. Onduleur de source de tension à demi-pont monophasé

La figure I.6 montre la configuration du circuit d'un onduleur de source de tension monophasé en demi-pont (VSI). Ici, les commutateurs S1 et S2 sont des commutateurs à semi-conducteurs de puissance tels que IGBT, BJT, MOSFET, etc. Lorsque l'interrupteur est fermé, le courant circule dans les appareils. Lorsque les interrupteurs sont ouverts, le courant circule dans la diode. Dans cette section, le principe de fonctionnement du demi-pont VSI avec charge R et RL est expliqué en détail.

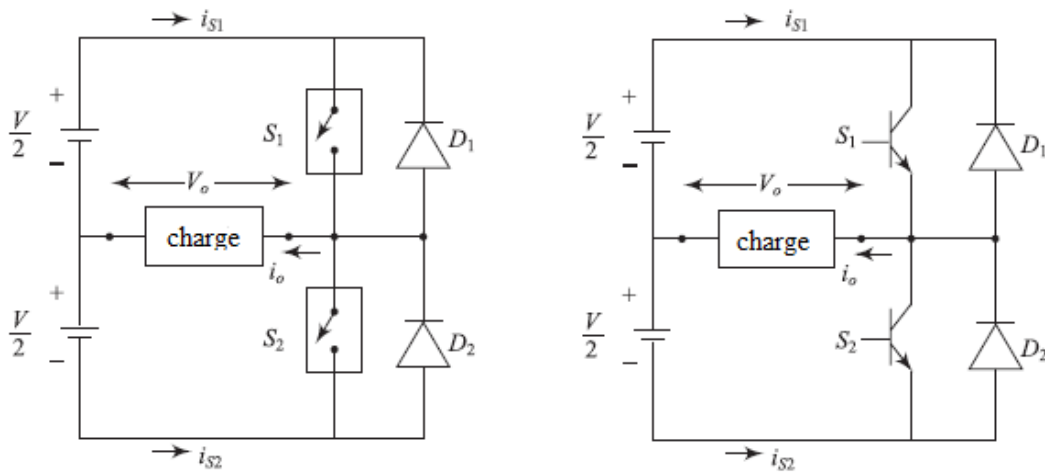


Fig I.6 : Onduleur demi-pont monophasé.

3.4.1. Onduleur monophasé à source de tension demi-pont :

3.4.1.1. Avec charge R :

Le fonctionnement d'un onduleur monophasé en demi-pont avec charge R peut être divisé en deux modes tels que :

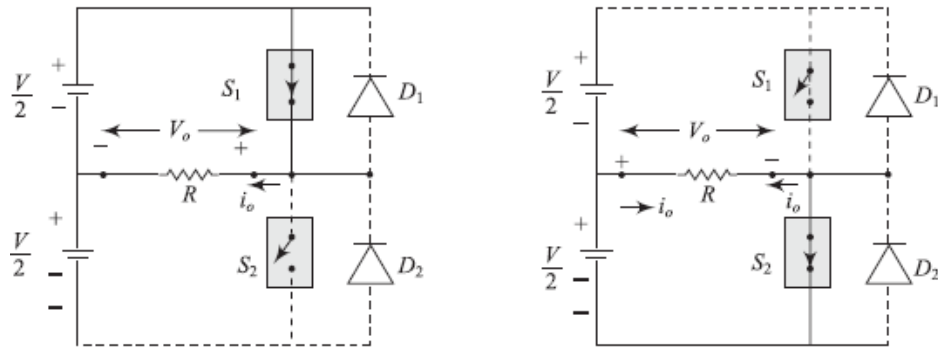
- Mode I : $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$: L'interrupteur S1 conduit et S2, D1 et D2 sont sur OFF.
- Mode II : $\frac{T}{2} \leq t \leq T$: L'interrupteur S2 conduit et S1, D1 et D2 sont sur OFF.

1. Mode 1 : $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$ Lorsque l'interrupteur S1 est fermé pendant $\frac{T}{2}$, la moitié de la période $\frac{V}{2}$ est appliqué à travers la charge et le courant circule à travers la charge est $\frac{V}{2R}$. Le schéma de commutation du mode I est représenté sur Fig I.7 (a) et le trajet du courant pendant $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$ est également illustré à la Fig. 11.7(a).

2. Mode 2 : $\frac{T}{2} \leq t \leq T$: À $\frac{T}{2}$ l'interrupteur S1 est ouvert et l'interrupteur S2 est fermé pendant $\frac{T}{2}$. Alors encore $\frac{V}{2}$ est appliqué à travers la charge $-\frac{V}{2R}$ le courant traversera la charge. Le

schéma de commutation du mode 2 est donné à la Fig. I.7 (b) et le trajet du courant pendant :

$\frac{T}{2} \leq t \leq T$ est également représenté dans Fig. I.7 (b)



**Fig. I.7 : (a) Schéma de commutation de la Fig. I.6 en Mode I
(b) Schéma de commutation de la Fig. I.6 en Mode II**

Les signaux de déclenchement de S1 et S2, les formes d'onde de tension et de courant de sortie sont illustrées à la Fig. I.7. Ici la forme d'onde de la tension de sortie est une onde carrée. La forme d'onde du courant est également similaire à la tension de sortie forme d'onde. Pendant la charge R, les diodes D1 et D2 ne conduisent pas. La fréquence de la tension de sortie est $f = \frac{1}{T}$, La fréquence de sortie peut être contrôlée en faisant varier le temps ON et le temps OFF des interrupteurs.

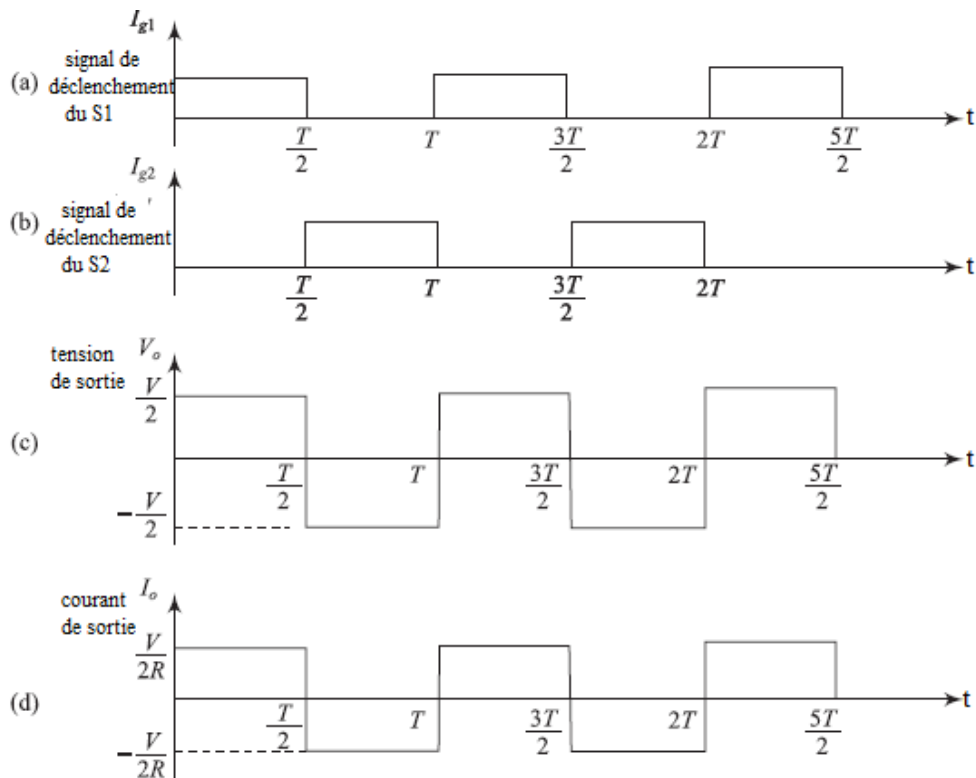


Fig. I.7 : (a) i_{g1} , signal du déclenchement de S1, (b) i_{g2} , signal du déclenchement de S2

(c) tension de sortie V_o , (d) courant de sortie i_o .

Le fonctionnement de l'onduleur en demi-pont est représenté par le tableau I.2

Mode	La période	Tension de charge	Courant de charge	Dispositif conducteur
I	$0 \leq t \leq \frac{T}{2}$	$\frac{V}{2}$	$\frac{V}{2R}$	S1
II	$\frac{T}{2} \leq t \leq T$	$-\frac{V}{2}$	$-\frac{V}{2R}$	S2

Tableau I.2 : Fonctionnement de l'onduleur demi-pont.

La figure I.7 (c) montre la forme d'onde de la tension de sortie, la valeur moyenne de la tension de sortie

$$V_{0(av)} = \frac{1}{T} \int_0^T v_0(t) dt = 0$$

La valeur efficace de la sortie est :

$$V_{0(av)} = \left[\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} v_0^2(t) dt \right]^{1/2} = \left[\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{V^2}{2} dt \right]^{1/2} = \frac{V}{2}$$

Ainsi, la valeur efficace de l'onde carrée est égale à la valeur de crête.

La tension de sortie V_0 peut être exprimée à l'aide des séries de Fourier comme :

$$v_0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t$$

Où :

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_0(t) \cos n\omega t d\omega t$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_0(t) \sin n\omega t d\omega t$$

Du fait de la symétrie demi-onde, seules b_n composantes sont présentes, donc :

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{2\pi} v_0(t) \cos n\omega t d\omega t$$

Ou :

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{2\pi} \frac{V}{2}(t) \sin n\omega t d\omega t ; \text{ As } v_0 = \frac{V}{2}$$

$$\Rightarrow b_n = \frac{2V}{n\pi} \text{ where, } n = 1,3,5 \dots$$

La tension de sortie peut être exprimée comme :

$$v_0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V}{n\pi} \sin n\omega t$$

La valeur efficace de la nième composante est :

$$V_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2V}{n\pi} \quad \text{où: } n = 1, 3, 5 \dots$$

La valeur efficace v du composant fondamental : $V_1 = 0.45 V$.

3.4.1.2. Avec charge RL :

Pour la charge RL, la forme d'onde de la tension de sortie est similaire à celle de la charge R, mais la forme d'onde du courant de charge est différente du courant de charge avec une charge résistive.

Les formes d'onde de tension et de courant de sortie sont illustrées à la Fig. 11.8. Le fonctionnement d'un onduleur monophasé demi-onde avec charge RL peut être divisé en quatre modes différents tels que

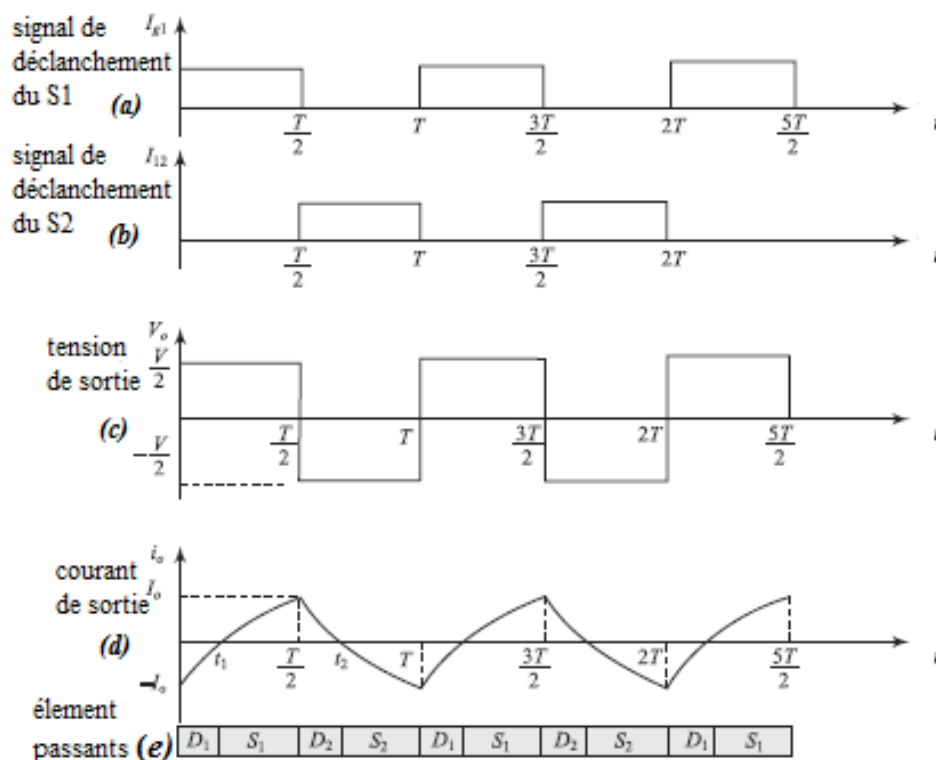


Fig. 1.8 : (a) i_{e1} , signal du déclenchement de S1, (b) i_{e2} , signal du déclenchement de S2 (c) tension de sortie V_o , (d) courant de sortie i_o . (e) Les éléments passants.

1. **Mode I** : $0 \leq t \leq t_1$: La diode D1 conduit.
2. **Mode II** : $t_1 \leq t \leq \frac{T}{2}$: L'interrupteur S1 conduit.
3. **Mode III** : $\frac{T}{2} \leq t \leq t_2$: La diode D2 conduit.

4. Mode IV : $t_2 \leq t \leq T$: L'interrupteur S2 conduit.

1. Mode I : $0 \leq t \leq t_1$: A $t = 0$, le signal de déclenchement est supprimé du commutateur S2 et il devient OFF.

A cet instant le courant de charge est i_o qui est égal à sa valeur crête négative ($-I_o$). En raison de l'induction charge, le courant de charge ne peut pas être inversé instantanément, puis la diode D1 commence à conduire à $t = 0$. Par la suite, la tension de sortie aux bornes de la charge est $\frac{V}{2}$ et le courant de charge i_o augmente à partir de son pic négatif ($-I_o$) car le courant ne peut pas s'inverser instantanément en raison de la charge inductive. Alors le courant de charge traverse la diode D1.

Dans l'intervalle de temps $0 \leq t \leq t_1$, la tension aux bornes de la charge est positive, mais la charge A $t = 0$, le signal de déclenchement est supprimé du commutateur S2 et il devient OFF.

A cet instant le courant de charge est i_o qui est égal à sa valeur crête négative ($-I_o$). En raison de l'induction charge, le courant de charge ne peut pas être inversé instantanément, puis la diode D1 commence à conduire à $t = 0$. Par la suite, la tension de sortie aux bornes de la charge est $\frac{V}{2}$ et le courant de charge i_o augmente à partir de son pic négatif ($-I_o$) car le courant ne peut pas s'inverser instantanément en raison de la charge inductive. Alors le courant de charge courant est négatif. Par conséquent, l'énergie stockée dans l'inductance L.

Lors du cycle précédent doit être réinjectée à l'alimentation en courant continu via D1 et le courant de charge diminue lentement. A $t = t_1$, le courant de charge devient zéro. Le schéma de commutation du mode I est donné sur la Fig. I.9(a) et le trajet du courant pendant $0 \leq t \leq t_1$ est également représenté sur la figure I.9(a).

2. Mode II : $t_1 \leq t \leq \frac{T}{2}$:

A l'instant $t = t_1$, la diode D1 devient OFF mais l'interrupteur S1 est ON. Le courant commence à circuler dans le sens positif et atteint sa valeur de crête positive maximale I_o à $t = \frac{T}{2}$. Pendant l'intervalle de temps $t_1 \leq t \leq \frac{T}{2}$, la tension de sortie ainsi que le courant sont positifs et l'énergie stocké dans l'inductance L. Le schéma de commutation du mode II est illustré à la Fig. I.9 (b) et le chemin de flux de courant pendant $t_1 \leq t \leq \frac{T}{2}$ est illustré à la Fig. I.9 (b).

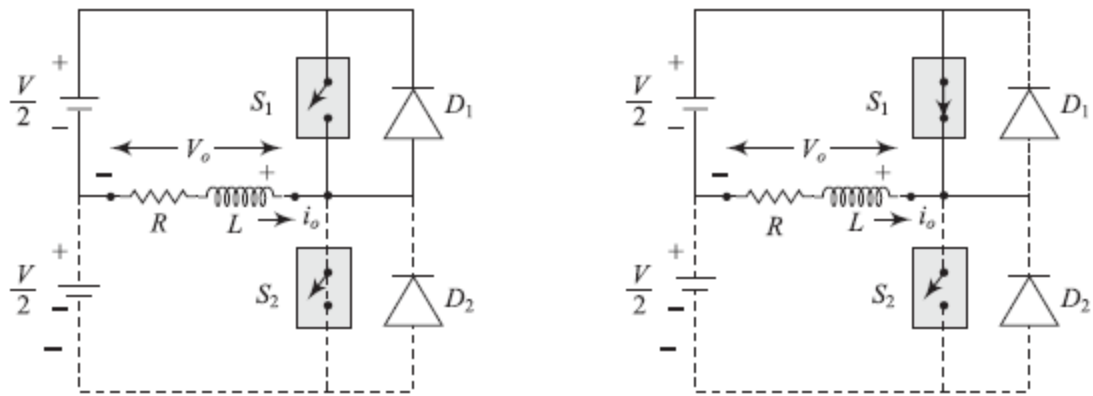


Fig. I.9 (b) : a) Schéma de commutation de l'onduleur en demi-pont avec charge R-L en mode I (b) Schéma de commutation du demi-pont onduleur avec charge R-L en mode II

3. Mode III : $\frac{T}{2} \leq t \leq t_2$

A $t = \frac{T}{2}$ l'interrupteur S1 devient OFF. A cet instant, le courant de charge i_o est égale à sa valeur crête positive (I_o). En raison de la charge inductive, le courant de charge ne peut pas être inversé instantanément puis la diode D2 commence à conduire à $t = \frac{T}{2}$.

Après cela, la tension de sortie aux bornes de la charge est de $-\frac{V}{2}$ et le courant de charge i_o diminue à partir de sa valeur de crête positive I_o car le courant ne peut pas s'inverser instantanément en raison de la charge inductive. Ce courant traverse la diode D2. Pendant l'intervalle de temps $\frac{T}{2} \leq t \leq t_2$, la tension de sortie est négative mais le courant de charge est positif. Il diminue lentement et atteint zéro à $t = t_2$. L'énergie stockée dans l'inductance sera libérée et réinjectée dans l'alimentation en courant continu pendant cette période.

La figure I.10 (a) montre le chemin de circulation du courant de charge à travers la diode D2 et la charge et le schéma de commutation du mode III.

4. Mode IV : $t_2 \leq t \leq T$:

A l'instant $t = t_2$, la diode D2 devient OFF et l'interrupteur S2 est ON. La charge le courant commence à circuler dans le sens négatif et atteint le maximum négatif $-I_o$ à $t = T$. La commutation le schéma du mode IV est illustré à la Fig. I.10 (b) et le cheminement du courant à travers S2 et la charge est également illustré à la Fig. I.10 (b).

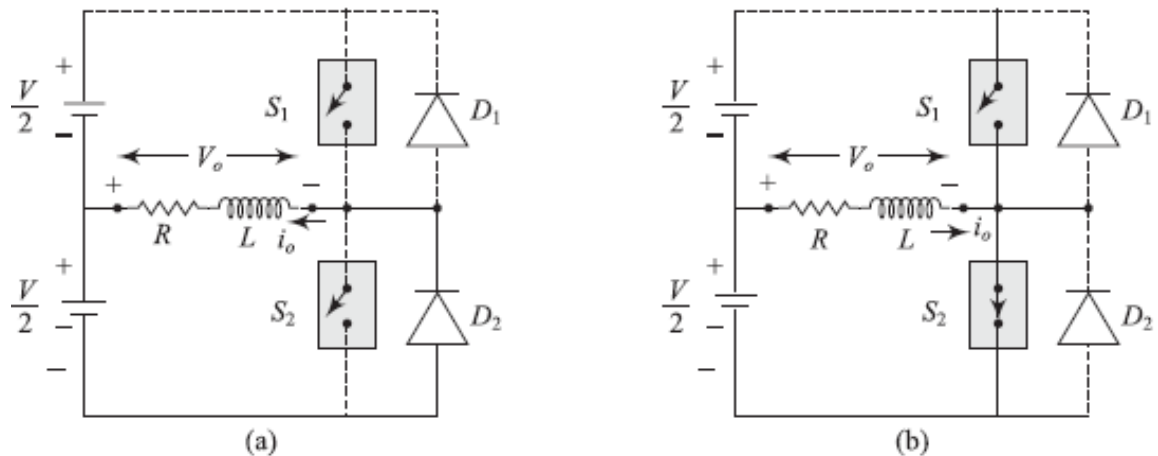


Fig. I.10 : a) Schéma de commutation de l'onduleur en demi-pont avec charge RL en mode III (b) Schéma de commutation du demi-pont onduleur avec charge RL en mode IV.

Le fonctionnement de l'onduleur en demi-pont est représenté par le tableau I.3.

Mode	La période	Tension de charge	Courant de charge	Dispositif conducteur
I	$0 \leq t \leq t_1$	$\frac{V}{2}$	Négative	D1
II	$t_1 \leq t \leq \frac{T}{2}$	$\frac{V}{2}$	Positive	S1
III	$\frac{T}{2} \leq t \leq t_2$	$-\frac{V}{2}$	Positive	D2
IV	$t_2 \leq t \leq T$	$-\frac{V}{2}$	Négative	S2

Tableau I.3 : fonctionnement de l'onduleur en demi-pont.

La tension de sortie peut être exprimée comme :

$$\frac{V}{2} = i_0 R + L \frac{di_0(t)}{dt} \text{ pour } 0 < t \leq \frac{T}{2}$$

Supposons que la condition initiale est $i_0(t = 0) = -I_0$. Ensuite, le courant de sortie peut être exprimé comme :

$$i_0(t) = \frac{V}{2R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) - I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \dots \text{ eq (3.1) } \text{ Où : } \tau = \frac{L}{R}$$

Supposer que : $t = \frac{T}{2}$, $i_0\left(t = \frac{T}{2}\right) = I_0$

Alors :

$$i_0\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{V}{2R} \left(1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}\right) - I_0 e^{-\frac{T}{2\tau}} = I_0$$

Ou :

$$\frac{V}{2R} \left(1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}\right) = I_0 (1 + e^{-\frac{T}{2\tau}})$$

Ou :

$$I_0 = \frac{V}{2R} \frac{\left(1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}\right)}{\left(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}\right)}$$

Après avoir substitué la valeur de I_0 dans l'Eq. (11.1), on obtient

$$i_0(t) = \frac{V}{2R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) - \frac{V}{2R} \frac{\left(1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}\right)}{\left(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}\right)} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Ou :

$$i_0(t) = \frac{V}{2R} \left(1 - \frac{2}{\left(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}\right)} e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

Pendant $\frac{T}{2} \leq t \leq T$, l'équation de tension peut être écrite comme :

$$-\frac{V}{2R} = i_0(t')R + L \frac{d i_0(t')}{dt}, \quad \text{Avec } t' = t - \frac{T}{2}$$

Supposons $i_0\left(t = \frac{T}{2}\right) = I_0$ et $i_0(t = T) = -I_0$

Le courant de sortie peut être exprimé comme :

$$i_0(t) = -\frac{V}{2R} \left(1 - \frac{2}{\left(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}\right)} e^{-\frac{(t-T/2)}{\tau}}\right), \quad \text{pour : } \frac{T}{2} \leq t \leq T$$

La tension de sortie efficace est :

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} \left(\frac{V}{2}\right)^2 dt \right]^{1/2} = \frac{V}{2}$$

En raison de la symétrie demi-onde, seuls b_n composants sont présents :

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V}{2} \sin n\omega t. d\omega t = \frac{2V}{n\pi} \quad \text{Avec } n=1,3,5,\dots$$

La valeur efficace du composant fondamental est :

$$V_{1rms} = \frac{2V}{\sqrt{2\pi}} = 0.45 V$$

Le courant de charge instantané peut être exprimé comme :

$$i_0(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V}{n\pi\sqrt{R^2+(n\omega L)^2}} \sin(n\omega t - \phi_n) \quad \text{Avec : } \phi_n = \tan^{-1} \frac{n\omega L}{R}$$

Où, l'impédance offerte par la charge à l'harmonique n est $Z_n = \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}$

Le courant de charge fondamental est :

$$i_{o1} = \frac{2V}{\pi\sqrt{R^2+(\omega L)^2}} \sin(n\omega t - \phi_1), \text{ Avec : } \phi_1 = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}$$

3.4.2. Onduleur monophasé à pont complet :

Les figures I.11 et I.12 montrent des onduleurs à pont complet monophasés qui se composent de deux paires de commutateurs (S1, S2 et S3, S4) et deux paires de diodes (D1, D2 et D3, D4). Parmi ces appareils, seuls une paire d'appareils conduit simultanément. Lorsque les commutateurs S1 et S2 sont activés, la tension de sortie à travers la charge est + V. De même, lorsque les commutateurs S3 et S4 sont activés, la tension de sortie aux bornes de la charge est de -V.

Les diodes D1, D2, D3 et D4 sont utilisées comme diodes de rétroaction. La charge de l'onduleur à pont complet sera soit résistif ou inductif. La séquence de commutation des interrupteurs et des diodes pour la charge R et la charge RL est donnée ci-après.

- Pour la charge R: S1 S2 / S3 S4 / S1 S2 / S3 S4 /...
- Pour la charge RL: D1 D2 / S1 S2 / D3 D4 / S3 S4 / D1 D2 / S1 S2 / D3 D4 / S3 S4

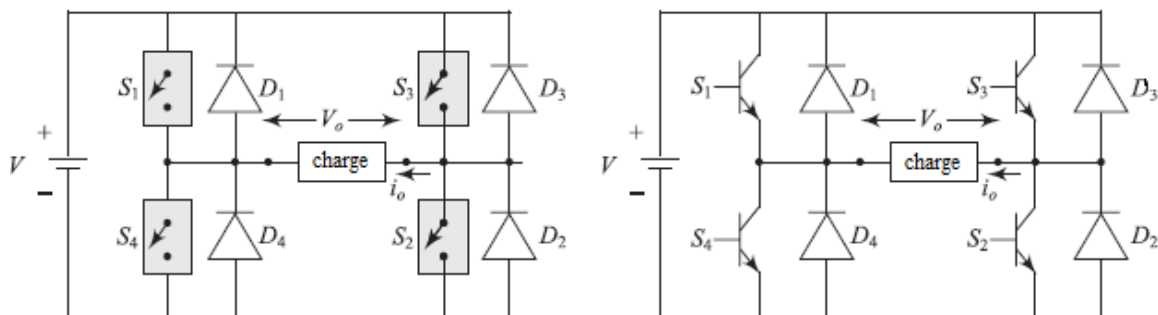


Fig. I.11: Onduleur monophasé à pont complet Fig. I.12: Onduleur monophasé à pont complet

3.4.2.1. Avec charge R :

Similaire à l'onduleur monophasé en demi-pont, le fonctionnement d'un onduleur monophasé en pont complet avec la charge R peut être divisée en deux modes différents tels que :

- Mode I : $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$: L'interrupteur S1 conduit et S2.
- Mode II : $\frac{T}{2} \leq t \leq T$: L'interrupteur S2 conduit et S1.

1. Mode 1 : $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$ Dans ce mode, les interrupteurs S1 et S2 sont fermés pendant $\frac{T}{2}$, la moitié de la période V est appliquée aux bornes de la charge. Alors le courant traverse la charge est $\frac{V}{R}$.

Le schéma de commutation du mode I est représenté sur Fig I.13 (a) et le trajet du courant pendant $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$ est également illustré à la Fig. 11.13(a).

2. Mode 2 : $\frac{T}{2} \leq t \leq T$: À $\frac{T}{2}$ les commutateurs S1 et S2 sont désactivés et les commutateurs S3 et S4 sont activés pendant $\frac{T}{2}$. Alors encore $-V$ est appliqué à travers la charge $-\frac{V}{R}$ le courant passera à la charge. Le schéma de commutation du mode 2 est donné à la Fig. I.13 (b) et le trajet du flux de courant pendant $\frac{T}{2} \leq t \leq T$ est également représenté dans Fig. I.13 (b).

A $t = T$, encore une fois S1 et S2 sont activés et S3 et S4 éteindre et cycliquement les commutateurs sont allumés et éteints à plusieurs reprises.

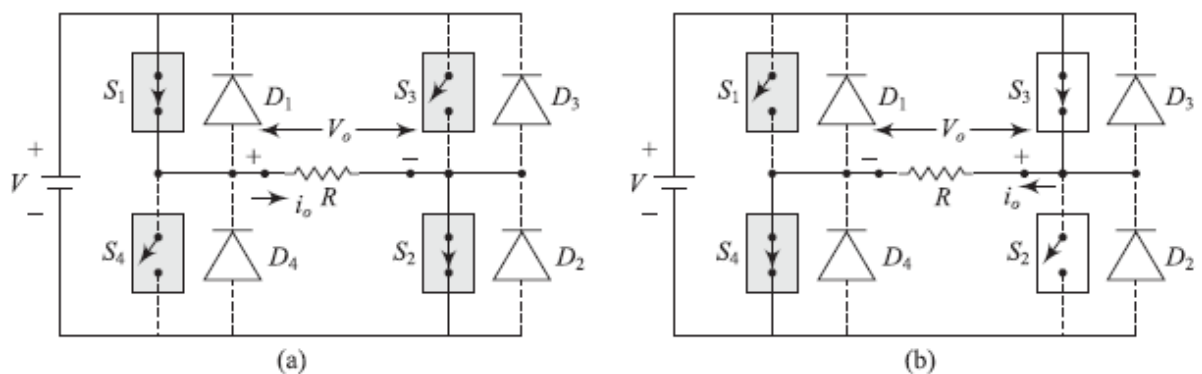


Fig. I.13 : (a) Schéma de commutation de la Fig. I.11 en mode I et
(b) Schéma de commutation de la Fig. I.11 en mode II

Les signaux de déclenchement des commutateurs S1, S2, S3 et S4, la tension de sortie et les formes d'onde de courant sont affichés sur la figure 11.14. A ce moment, la forme d'onde de la tension de sortie est une onde carrée. La forme d'onde actuelle est également similaire à la forme d'onde de la tension de sortie. Pendant la charge R, les diodes D1, D2, D3 et D4 ne conduisent pas.

La fréquence de la tension de sortie est $f = \frac{1}{T}$. La fréquence de sortie peut être contrôlée en faisant varier le Temps ON et temps OFF des interrupteurs. Le fonctionnement de l'onduleur à pont complet avec charge R est représenté par le tableau I.4.

Mode	La période	Tension de charge	Courant de charge	Dispositif conducteur
I	$0 \leq t \leq \frac{T}{2}$	V	$\frac{V}{R}$	S1 et S2
II	$\frac{T}{2} \leq t \leq T$	$-V$	$-\frac{V}{R}$	S2 et S4

Tableau I.3 : Fonctionnement de l'onduleur en pont.

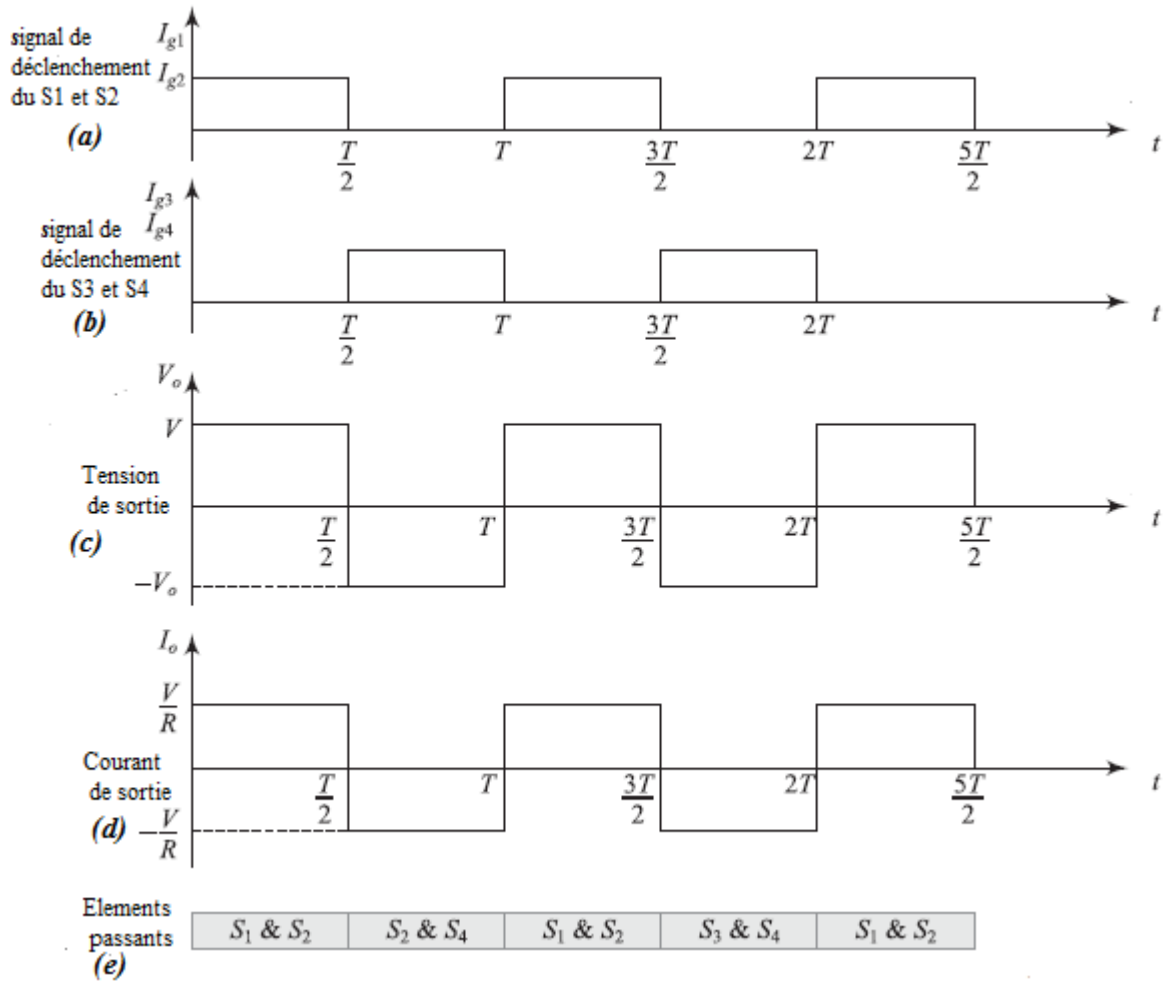


Fig 1.14 : (a) ig_1, ig_2 signaux de déclenchement des commutateurs S_1 et S_2 , (b) ig_3, ig_4 signaux de déclenchement des commutateurs S_3 et S_4 , (c) Tension de sortie V_o , (d) Courant de sortie i_o , (e) Conduction des éléments

La figure 1.14 (c) montre la forme d'onde de la tension de sortie, la valeur moyenne de la tension de sortie

$$V_{0(av)} = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt = 0$$

La valeur efficace de la sortie est :

$$V_{0(max)} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T v_o^2(t) dt \right]^{1/2} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt \right]^{1/2} = V$$

Par conséquent, la valeur efficace de l'onde carrée est égale à la valeur de crête.

La tension de sortie V_o peut être exprimée à l'aide des séries de Fourier comme :

$$v_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t$$

Où :

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_0(t) \cos n\omega t \, d\omega t$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_0(t) \sin n\omega t \, d\omega t$$

En raison de la symétrie demi-onde, seules b_n composantes sont présentes, donc :

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{2\pi} v_0(t) \sin n\omega t \, d\omega t$$

Où :

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{2\pi} \frac{V}{2} v_0(t) \sin n\omega t \, d\omega t ; \text{ avec } v_0 = V$$

$$\Rightarrow b_n = \frac{4V}{n\pi} \quad \text{Avec, } n = 1, 3, 5 \dots$$

La tension de sortie peut être exprimée comme :

$$v_0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \sin n\omega t$$

La valeur efficace de la nième composante est :

$$V_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4V}{n\pi} \sin n\omega t$$

La valeur efficace v du composant fondamental : $V_{1rms} = \frac{4V}{\sqrt{2}\pi} = 0.9 V$.

3.4.2.2. Avec charge RL :

Les formes d'onde de tension et de courant de sortie de l'onduleur à pont complet avec charge RL sont données à la Fig. I.15. Semblable à l'onduleur en demi-pont avec charge RL, l'onduleur en pont complet avec charge RL fonctionne en quatre différents modes tels que/

1. Mode I : $0 \leq t \leq t_1$: Les diode D1 et D2 conduites.

2. Mode II : $t_1 \leq t \leq \frac{T}{2}$: Les interrupteurs S1 et S2 conduits.

3. Mode III : $\frac{T}{2} \leq t \leq t_2$: Les diode D3 et D4 conduites.

4. Mode IV : $t_2 \leq t \leq T$: Les interrupteur S3 et S4 conduits.

1. Mode I : $0 \leq t \leq t_1$:

A $t = 0$, le signal de déclenchement est supprimé du commutateur S3 et S4 et il devient OFF.

A cet instant le courant de charge est i_o qui est égal à sa valeur crête négative ($-I_o$). En raison de l'induction charge, le courant de charge ne peut pas être inversé instantanément, puis les diodes D1 et D2 commence à conduire à $t = 0$. Par la suite, la tension de sortie aux bornes de la charge est $+V$ et le courant de charge i_o augmente à partir de son pic négatif ($-I_o$) car le

courant ne peut pas s'inverser instantanément en raison de la charge inductive. Alors le courant de charge traverse les diodes D1 et D2.

Dans l'intervalle de temps $0 \leq t \leq t_1$, la tension aux bornes de la charge est positive, mais le courant de charge est négatif. Ainsi, l'énergie stockée dans l'inductance L au cours du cycle précédent doit être réinjecté dans l'alimentation en courant continu via les diodes de rétroaction D1 et D2 et le courant de charge diminue lentement. A $t = t_1$, le courant de charge devient nul. le schéma de commutation du mode I est illustré à la Fig. I.15 (a) et le trajet du flux de courant pendant $0 \leq t \leq t_1$ est également représenté sur la figure I.15(a).

2. Mode II : $t_1 \leq t \leq \frac{T}{2}$:

A l'instant $t = t_1$, les diodes de contre-réaction D1 et D2 sont éteintes mais les interrupteurs S1 et S2 sont activés. Ensuite, le courant de charge commence à circuler dans le sens positif à travers les commutateurs S1 et S2 et il atteint sa valeur de crête positive maximale I_o à $t = \frac{T}{2}$

Dans l'intervalle de temps $t_1 \leq t \leq \frac{T}{2}$, la tension de sortie ainsi que le courant sont positifs et l'énergie est stockée dans l'inductance L. le schéma de commutation du mode II est illustré à la Fig. 11.16 (b) et le trajet du courant pendant $t_1 \leq t \leq \frac{T}{2}$ illustré à la Fig. 11.16 (b).

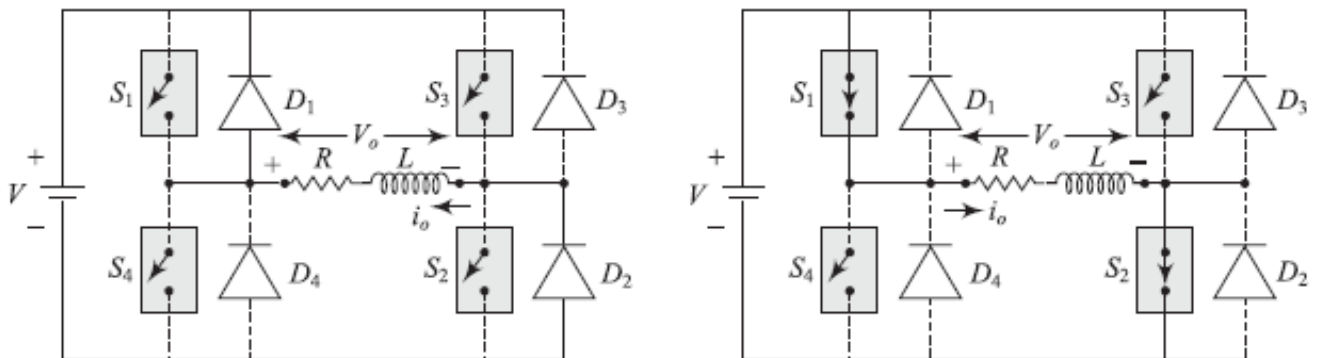


Fig. 11.16 (a) Schéma de commutation de la Fig. I.11 en mode I, (b) Schéma de commutation de la Fig. I.11 en mode II

3. Mode III : $\frac{T}{2} \leq t \leq t_2$:

À $\frac{T}{2}$ les commutateurs S1 et S2 sont désactivés. A cet instant, le courant de la charge i_o est égal à sa valeur crête positive (I_o). Comme la charge est inductive, le courant de charge ne peut pas être inversé instantanément puis les diodes D3 et D4 commencent à conduire à $\frac{T}{2}$. Alors la tension de sortie à travers la charge est -V et le courant de charge i_o diminue à partir de sa valeur de crête positive I_o car le courant ne peut pas inverser instantanément en raison de la charge inductive. Pendant l'intervalle de temps 2: $\frac{T}{2} \leq t \leq t_2$, la tension de sortie est négatif mais le courant de charge est positif. Le courant de charge diminue progressivement et

atteint zéro à $t = t_2$. Par conséquent, l'énergie stockée dans l'inductance sera libérée et renvoyée à la source de courant continu pendant cette période. La figure 11.17 (a) montre le chemin de circulation du courant de charge à travers les diodes D3 et D4 et la charge et le schéma de commutation du mode III.

4. Mode IV : $t_2 \leq t \leq T$:

A l'instant $t = t_2$, les diodes D3 et D4 sont éteintes et les interrupteurs S3 et S4 sont activés. Ensuite, le courant de la charge commence à circuler dans le sens négatif à travers les commutateurs S3 et S4 et il atteint le maximum négatif $-I_o$ à $t = T$. Le schéma de commutation du mode IV est illustré à la Fig. 11.17 (b) et le chemin de circulation du courant à travers S3, S4 et la charge est également représenté sur la figure 11.17 (b).

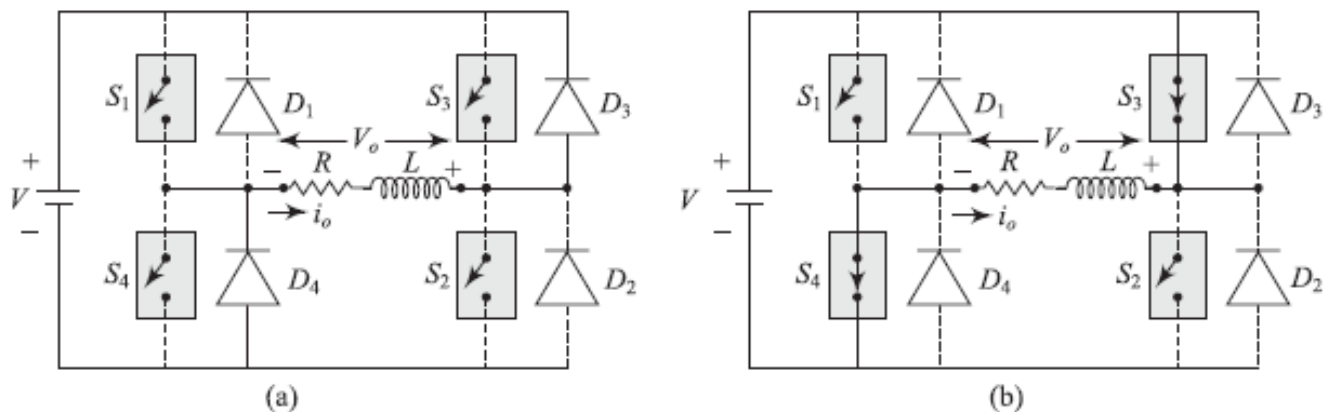


Fig. I.16 (a) Schéma de commutation de la Fig. I.11 en mode III, (b) Schéma de commutation de la Fig. I.11 en mode IV

Le fonctionnement de L'onduleur à pont complet est représenté par le tableau 11.4.

Mode	La période	Tension de charge	Courant de charge	Dispositif conducteur
I	$0 \leq t \leq t_1$	V	Négative	D1 et D2
II	$t_1 \leq t \leq \frac{T}{2}$	V	Positive	S1 et S2
III	$\frac{T}{2} \leq t \leq t_2$	$-V$	Positive	D2 et D4
IV	$t_2 \leq t \leq T$	$-V$	Négative	S2 et S4

Tableau I.4 : fonctionnement de l'onduleur en pont complet.

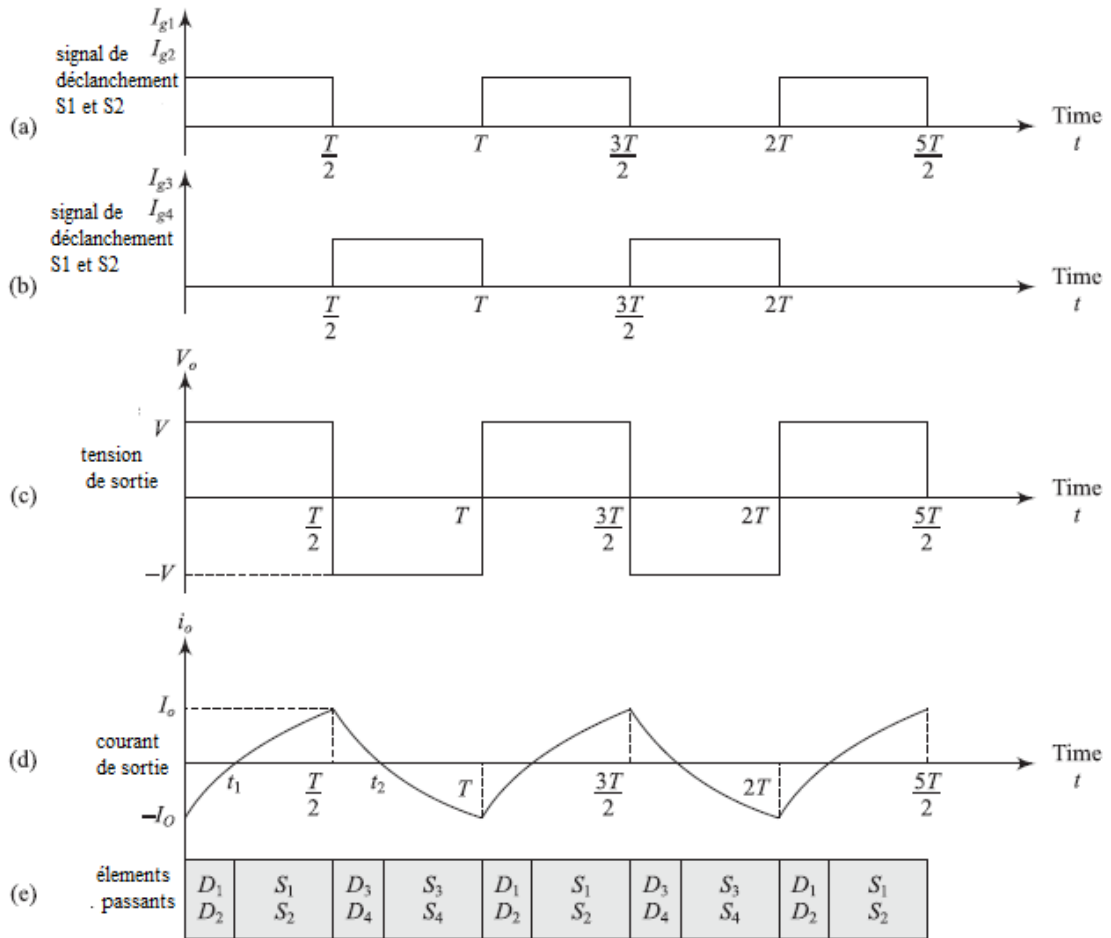


Fig. 1.17 : (a) i_{g1} , signal du déclenchement de S1 et S2, (b) i_{g2} , signal du déclenchement de S3 et S4, (c) tension de sortie V_o , (d) courant de sortie i_o . (e) Les éléments passants.

La valeur efficace de la tension de sortie est :

$$V_{0(\max)} = \left[\frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} v_0^2 dt \right]^{1/2} = \left[\frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} V^2 dt \right]^{1/2} = V$$

Par conséquent, la valeur efficace de l'onde carrée est égale à la valeur de crête.

Le courant de charge peut être exprimé comme :

$$i_0(t) = \frac{V}{R} \left(1 - \frac{2}{\left(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}\right)} e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad \text{pour : } 0 \leq t \leq \frac{T}{2}$$

Et

$$i_0(t) = -\frac{V}{R} \left(1 - \frac{2}{\left(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}\right)} e^{-\frac{(t-T/2)}{\tau}} \right), \quad \text{pour : } \frac{T}{2} \leq t \leq T \quad \text{Où : } \tau = \frac{L}{R}$$

La tension de sortie V_o peut être exprimée en utilisant la série de Fourier comme :

$$v_0(t) = \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \sin(n\omega t)$$

La valeur efficace du nième composant est :

$$V_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4V}{n\pi} \quad \text{Avec } n=1,3,5,\dots$$

La valeur efficace de la composante fondamentale est :

$$i_0(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V}{n\pi\sqrt{R^2+(n\omega L)^2}} \sin(n\omega t - \phi_1), \quad \text{Avec : } \phi_1 = \tan^{-1} \frac{n\omega L}{R}$$

Où $Z_n = \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}$ est l'impédance offerte par la charge à la nième harmonique.

Le courant de charge fondamental est

$$i_{01} = \frac{4V}{\pi\sqrt{R^2+(\omega L)^2}} \sin(\omega t - \phi_1), \quad \text{Avec : } \phi_1 = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}$$

3.5. Onduleur de source de courant (CSI)

Dans un onduleur de source de courant (CSI), le courant qui est fourni à partir de la source de courant est maintenu constante mais réglable. L'amplitude du courant est indépendante de l'impédance de charge, mais l'amplitude de la tension de sortie et sa nature de forme d'onde dépend de l'impédance de charge en CSI. L'entrée CC le courant vers CSI est obtenu à partir d'une source de tension alternative fixe via un pont redresseur et un hacheur ou un redresseur contrôlé. Habituellement, l'entrée de courant vers CSI est presque sans ondulation car le filtre L est utilisé avant CSI. Un onduleur de source de courant convertit le courant d'entrée cc en courant alternatif aux bornes de sortie des onduleurs.

La fréquence de sortie du CSI dépend du taux d'impulsions d'amorçage ou de déclenchement des thyristors. Le l'amplitude du courant alternatif peut être modifiée en modifiant le courant continu d'entrée.

Étant donné que CSI est un système à courant constant, il est généralement utilisé pour alimenter des charges à facteur de puissance élevé où l'impédance restera constante ou diminuera aux fréquences harmoniques afin d'éviter les problèmes soit à la commutation, soit avec une tension harmonique. Un VSI nécessite une diode de rétroaction alors qu'un CSI le fait ne nécessite aucune diode de rétroaction. Le circuit de commutation de CSI est très simple car il ne contient que condensateurs. Étant donné que les commutateurs à semi-conducteurs utilisés dans CSI doivent résister à une tension inverse, les transistors de puissance, les MOSFET de puissance et les GTO ne peuvent pas être utilisés dans CSI. Source généralement actuelle les onduleurs sont utilisés dans les domaines suivants :

- Démarrage du moteur synchrone
- Chauffage par induction
- Contrôle de la vitesse des moteurs à courant alternatif (moteurs à induction)

Le principe de fonctionnement de l'onduleur de source de courant monophasé avec des commutateurs idéaux et un onduleur de source de courant commuté par condensateur monophasé avec une charge R sont discutés en détail.

3.5.1. Onduleur source de courant monophasé :

La figure I.19 montre une source de courant monophasée de l'onduleur. Pour l'analyse de circuit, nous supposons que tous les dispositifs de commutation sont idéaux. Le thyristor est un interrupteur idéal et a un temps de commutation nul. La Figure I.20 montre la formes d'onde de courant et de tension d'un courant monophasé onduleur source. Dans ce circuit, la source de courant se compose d'une source de tension continue V avec une grande inductance L en série avec lui. Le réacteur à haute impédance est connecté en série avec une source de tension pour maintenir courant constant aux bornes d'entrée de la source de courant inverseur (CSI) et un courant continu constant I est maintenu aux bornes d'entrée de CSI.

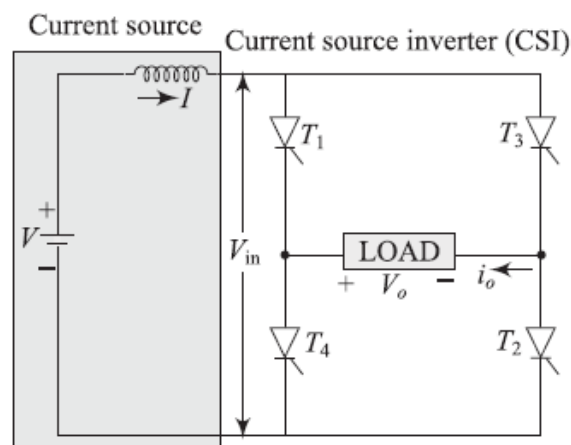


Fig. I.19 : Source de courant d'un onduleur monophasé

Lorsque les thyristors T_1 et T_2 sont activés, la charge le courant I traverse la charge et est positif. Quand les thyristors T_3 et T_4 sont activés, le courant de charge I traverse la charge et est négatif. Le résultat courant I_0 est une onde carrée avec une amplitude de I . La fréquence du courant I_0 peut être contrôlée par contrôler la fréquence de commutation des signaux de déclenchement des paires de thyristors T_1 et T_2 et T_3 et T_4 . Nous supposons que la charge est constituée d'un condensateur C . Le courant de charge est égal à : $i_0 = C \frac{dV_0}{dt}$

Puisque i_o est constant, la pente $\frac{dV_o}{dt}$ doit être constant sur chaque demi-cycle. La pente de $\frac{dV_o}{dt}$ est positif pendant l'intervalle de temps $0 < t < \frac{T}{2}$ et la pente $\frac{dV_o}{dt}$ est négatif pendant l'intervalle de temps $\frac{T}{2} < t < T$.

La tension d'entrée du CSI est $V_{in} = V_o$ lorsque les thyristors T1 et T2 conduisent. La tension d'entrée au CSI est $V_{in} = -V_o$ lorsque les thyristors T3 et T4 conduisent. La fréquence de la tension de sortie est égale à la fréquence du courant de sortie mais la fréquence de la tension d'entrée est le double de la fréquence de sortie tension comme illustré à la Fig. I.20.

L'amplitude du courant continu I est constante et toujours unidirectionnelle, si la valeur moyenne de l'entrée la tension est positive, le courant passe de la source de courant à la charge. Lorsque la valeur moyenne de la tension d'entrée est négative, la puissance passe de la charge à la source et une action régénérative a lieu. En cas de charge idéale la forme d'onde du courant est une onde carrée mais pratiquement la forme d'onde du courant de charge n'est pas une onde carrée comme la montée et la descente du courant ne peuvent pas être instantanées. Étant donné que chaque dispositif de commutation (thyristor) a fini temps de commutation, tous les onduleurs pratiques ont un temps de montée du courant et un temps de descente du courant finis.

Les onduleurs de source de courant peuvent être développés en utilisant une commutation forcée ou une commutation de charge, une commutation forcée est nécessaire pour la charge de facteur de puissance en retard où une commutation de charge est possible pour la charge principale du facteur de puissance.

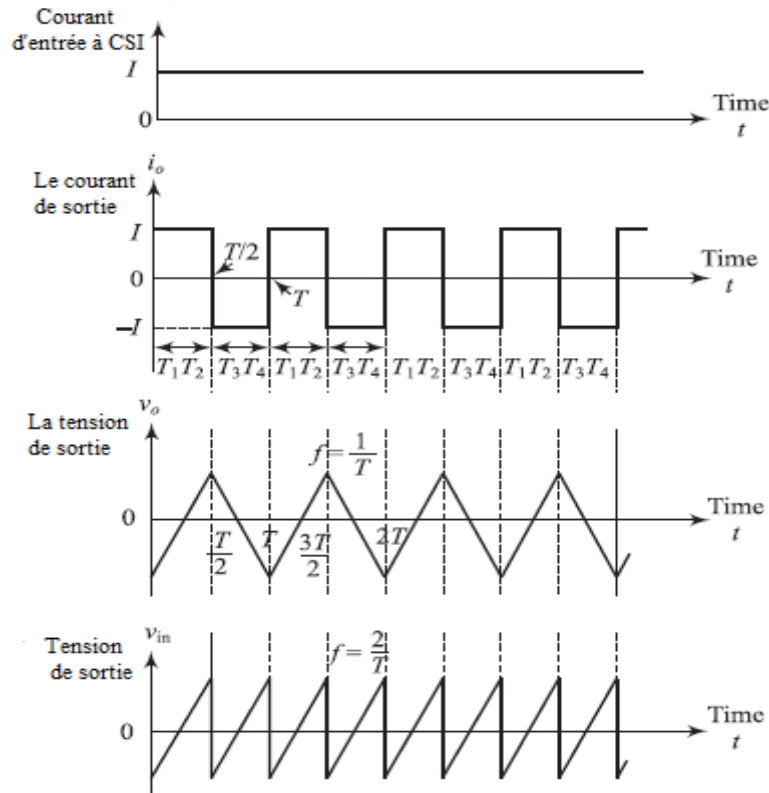


Fig. I.20: Formes d'onde de tension et de courant d'un CSI Avec des commutateurs idéaux.

3.5.2. Condensateur monophasé CSI commuté avec charge R :

Les onduleurs de source de courant sont commutés en charge ou en force. La commutation de charge n'est possible que lorsque le facteur de puissance de charge est en tête. La commutation de force est possible pour la charge en retard. La figure I.21 montre

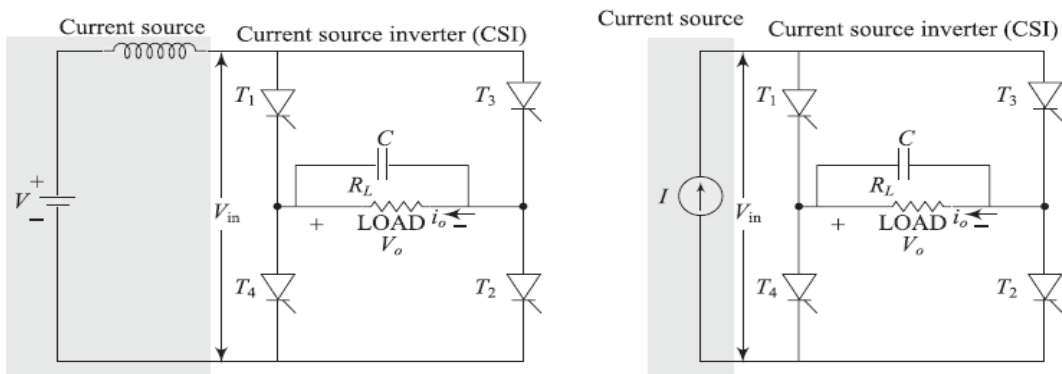


Fig. I.22: Condensateur monophasé commuté CSI avec charge R.

Un condensateur monophasé commuté CSI avec charge R. Une source de courant continu est utilisée pour fournir courant constant I. Un condensateur C est connecté en parallèle à la charge et sert à stocker la charge de commutation des thyristors. Thyristor paire T1 et T2 sont activées en appliquant l'impulsion de déclenchement i_{g1} et i_{g2} respectivement. De la même manière, La paire de thyristors T3 et T4 est activée par l'application des impulsions de

déclenchement i_{g3} et i_{g4} respectivement. La forme d'onde du courant de charge est illustrée à la Fig. 11.87.

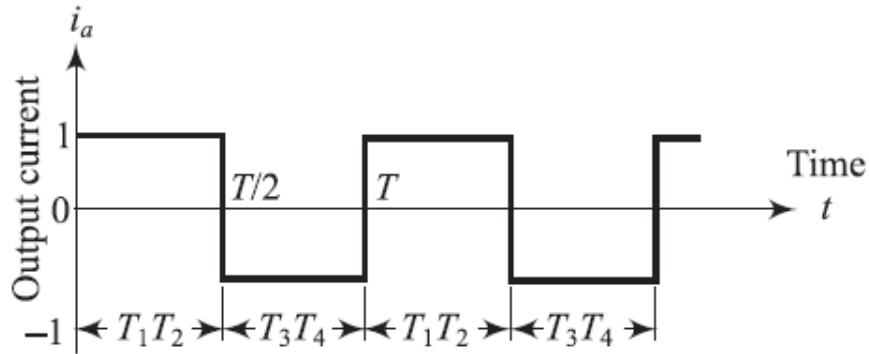


Fig. I.22. (a) Charger la forme d'onde du courant.

Analyse du circuit La figure I.22 (a) montre le circuit équivalent de CSI pendant $0 < T < \frac{T}{2}$. Suppose qu'initialement le condensateur est chargé à une tension $V_C = -V_1$ avec condensateur plaque droite positive et plaque gauche négative. Quand les thyristors T1 et T2 sont déclenchés à $t = 0$, la tension du condensateur V_C polarisait en inverse les thyristors conducteurs T3 et T4, puis ces thyristors sont immédiatement commutés. Ensuite, le courant de source I traverse T1, combinaison parallèle de R et C et T2. Dans l'intervalle de temps 0 à $\frac{T}{2}$, $i_{T1} = i_{T2} = 1$, le courant de sortie $i_o = I$. La tension du condensateur V_C change de $-V_1$ à $+V_1$ par la charge du condensateur C par I_C actuel. La tension de sortie est $V_o = V_C$. L'amplitude de la forme d'onde actuelle est $i_o = \frac{V_o}{R} = \frac{V_C}{R}$. Le courant et la tension les formes d'onde du CSI monophasé avec charge R sont illustrées à la Fig. I.21.

Lorsque des impulsions de déclenchement sont appliquées aux thyristors T3 et T4 à $t = \frac{T}{2}$, $V_c = V_1$, qui biaise en inverse thyristors T1 et T2. Par conséquent, ces thyristors sont désactivés immédiatement. Par la suite, la source le courant passe par T3, combinaison parallèle de R , C et T4. Pendant l'intervalle de temps $t = \frac{T}{2}$ à T , $i_{T3} = i_{T4} = I$ et le courant de charge de sortie est $i_o = -I$. La figure I.23 (b) montre le circuit équivalent de CSI pendant $\frac{T}{2} < t < T$.

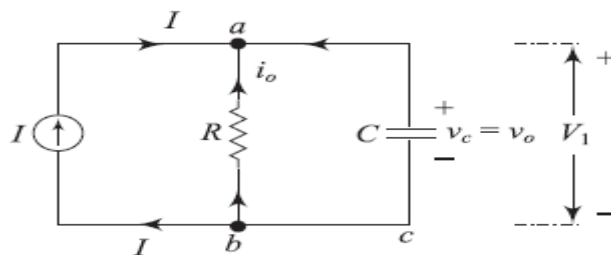


Fig. I.23 : (b) Circuit équivalent de CSI pendant $\frac{T}{2} < t < T$

Lors du fonctionnement en régime permanent de l'onduleur de source de courant, les formes d'onde de tension et de courant sont représentées sur la figure I.24. A $t = 0$ le condensateur est chargé à la tension $-V_1$, la tension de sortie est égale à $V_o = V_C = -V_1$ et courant de charge $i_o = \frac{V_1}{R} = -I_1$. Pendant $t=0$ à $t = \frac{T}{2}$, le condensateur se charge de $-V_1$ à $+V_1$.

À $t = \frac{T}{2}$, $i_o = \frac{V_o}{R} = \frac{V_C}{R} = \frac{V_1}{R} = I_1$ courant. La tension d'entrée $V_{in} = V_o$ pendant $t = 0$ à $\frac{T}{2}$, mais la tension d'entrée $V_{in} = -V_o$ pendant $t = \frac{T}{2}$ à $t = T$.

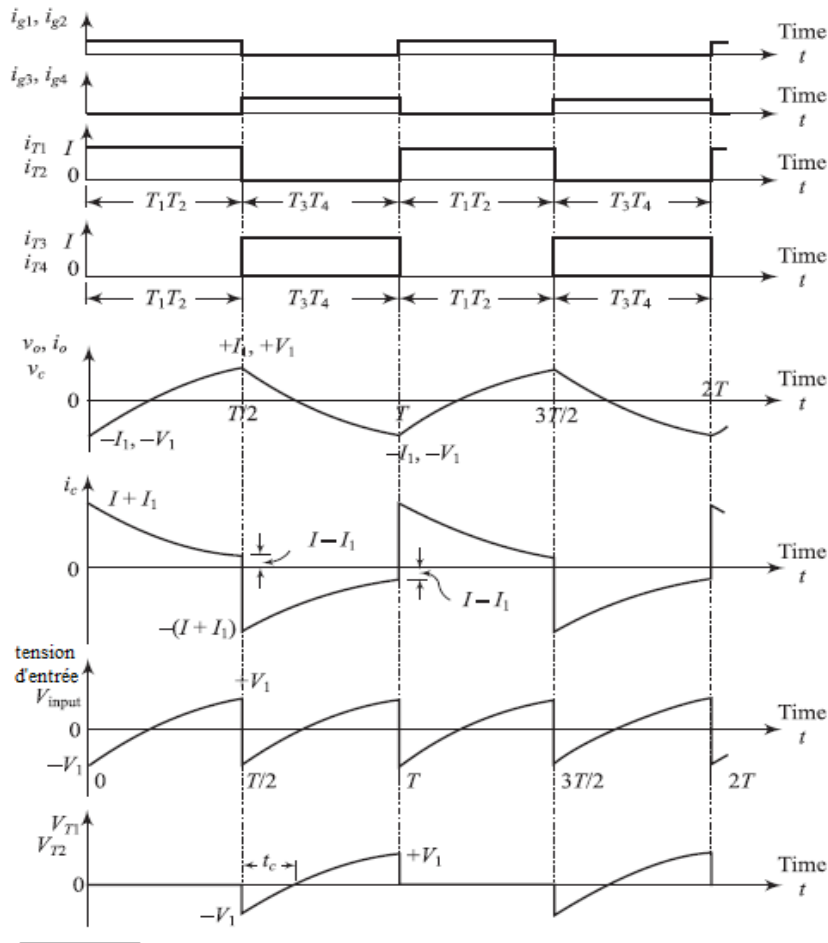


Fig. I.24 : Formes d'onde de courant et de tension d'un CSI monophasé avec charge R

D'après la Fig. I.23 (a) il est clair que à chaque fois que les thyristors T1 et T2 sont des conducteurs pendant $t = 0$ à $t = \frac{T}{2}$, le courant i_c et i_o sort du nœud A et le courant I est dans le nœud B.

L'équation KCL au nœud A et le nœud B sont exprimés comme : $I = i_c + i_o$ ou $i_c = I - i_o$.

- A l'instant $t = 0$, le courant $i_o = -I_1$. Par conséquent, $i_c = I + I_1$ comme $i_o = -I_1$.
- À $t = \frac{T}{2}$, $i_o = I_1$. Alors $i_c = I - I_1$ comme $i_o = I_1$

- Après $t = \frac{T}{2}$, les thyristors T1 et T2 sont bloqués et les thyristors T3 et T4 sont passants, mais les courants i_c et i_o circulent dans le même sens. La figure I.23 (b) montre le circuit équivalent de CSI pendant $\frac{T}{2} < t < T$.

Le KCL au nœud a est égal à $I + i_c + i_o = 0$ ou $i_c = -I - i_o$.

- À $t = \frac{T}{2}$, $i_o = I_1$. Alors $i_c = -I - i_o = -I - I_1 = -(I + I_1)$.
- à $t = T$, $i_o = -I_1$, Alors $i_c = -I - i_o = -I + I_1 = -(I - I_1)$.

La tension aux bornes du thyristor T1 est nulle lorsque T1 et T2 sont passants. Lorsque T3 et T4 sont activés, $V_{T1} = V_{T2} = -V_C = V_{IN}$, pendant $\frac{T}{2} < t < T$.

- Pendant l'intervalle de temps $0 < t \leq \frac{T}{2}$, le circuit équivalent du CSI est représenté sur la figure I.23 (a). Le condensateur est initialement chargé à une tension $-V_1$. L'équation KVL du chemin fermé est exprimée par : $Ri_o - \frac{1}{C} \int (I - i_o) dt + V_1 = 0 \dots eq I.1$

- Après avoir différentié l'eq I.1, on obtient : $R \frac{di_o}{dt} + \frac{i_o}{C} = \frac{I}{C}$, ou $(R_p + \frac{1}{C})I_0 = \frac{I}{C}$
- La fonction complémentaire de la solution de l'équation ci-dessus est obtenue à partir de l'équation précédente : $(R_p + \frac{1}{C})I_0 = 0$ ou $p = -\frac{1}{RC}$, Donc, $I_{cp} = Ae^{-\frac{t}{RC}}$
- Pour une intégrale particulière, $p = 0$, donc $\frac{i_o}{C} = \frac{I}{C}$, Donc, $I_0 = I$
- La solution complète du courant de charge est $i_o = CF + PI$;

Où : PI = intégrale particulière et CF = fonction complémentaire.

- Ou $i_o = I + Ae^{-\frac{t}{RC}} \dots eq (I.2)$, Le courant de charge à $t = 0$, $i_o = -I_1$ en régime permanent.

Après avoir remplacé la valeur d'A dans l'Eq. (I.2), on obtient : $-I_1 = I + A$ or $A = -(I + I_1)$

- Après avoir remplacé la valeur de 'A' dans l'Eq. (I.2), on obtient :

$$i_o = I - (I + I_1)e^{-\frac{t}{RC}}, \text{ ou } i_o = I \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) - I_1 e^{-\frac{t}{RC}} \text{ pour } 0 < t < \frac{T}{2} \dots eq (I.3)$$

- à $t = \frac{T}{2}$, le courant i_o est égal à I_1 . Puis Éq. (I.3) peut s'écrire $I_1 = I \left(1 - e^{-\frac{T}{2RC}}\right) - I_1 e^{-\frac{T}{2RC}}$

Donc, $I_1 = I \left(\frac{1 - e^{-\frac{T}{2RC}}}{1 + e^{-\frac{T}{2RC}}}\right)$, Si $T \gg RC$, $\frac{T}{2RC} \gg 1$ et $e^{-\frac{T}{2RC}} = 0$, donc $I_1 = I$

- Après avoir remplacé la valeur de I_1 dans l'Eq. (I.3), on obtient $i_o = I \left(1 - 2 \frac{e^{-\frac{t}{RC}}}{1 + e^{-\frac{T}{2RC}}}\right)$
- La tension de sortie V_o ou tension aux bornes du condensateur V_C est exprimée par :

$$V_o = V_c = i_o R = IR \left(1 - 2 \frac{e^{-\frac{t}{RC}}}{1 + e^{-\frac{T}{2RC}}} \right)$$

Si t_c est le temps de fermeture de chaque thyristor, à $t=t_c$, $V_o = V_c = i_o R = 0$.

$$V_o = V_c = i_o R = IR \left(1 - 2 \frac{e^{-\frac{t}{RC}}}{1 + e^{-\frac{T}{2RC}}} \right) = 0 \quad ; \quad \text{Où : } t_c = RC \ln \left(\frac{2}{1 + e^{-\frac{T}{2RC}}} \right) \dots \text{eq(I.4)}$$

- La valeur moyenne de la tension d'entrée est : $V_{input} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i_o R dt$;

$$V_{input} = \frac{2}{T} IR \int_0^{\frac{T}{2}} \left(1 - 2 \frac{e^{-\frac{t}{RC}}}{1 + e^{-\frac{T}{2RC}}} \right) dt, \quad \text{donc : } V_{input} = IR \left[1 - \frac{4RC}{T} \left(\frac{1 - e^{-\frac{T}{2RC}}}{1 + e^{-\frac{T}{2RC}}} \right) \right]$$

- Si $V_{input} \cdot I$ est positif, puissance délivrée à la charge.

On observe à partir de l'Eq. (I.4) que si la fréquence du variateur est augmentée, le temps d'arrêt t_c qui est fourni par le circuit diminue. Le temps de commutation du circuit t_{off} doit être supérieur au temps de fermeture des thyristors t_q pour un bon fonctionnement. Il y a toujours une limite supérieure à la fréquence du variateur au-delà duquel les thyristors ne commutent plus

Si la fréquence de l'onduleur est basse et la période de temps est grand, le tracé du courant de charge et de la tension de sortie par rapport au temps est illustré à la Fig. I.25. Depuis les formes d'onde sont approximativement une onde carrée, on peut en déduire que pour les basses fréquences de l'onduleur.

L'onduleur a une sortie rectangulaire pour le courant de charge I_o ou la tension de sortie V_o . Si la fréquence de l'onduleur est élevée et la période de temps T est petit, la forme d'onde de V_o ou I_o est d'environ onde sinusoïdale. Par conséquent, à une fréquence d'onduleur plus élevée, CSI a une forme d'onde sinusoïdale pour la charge de sortie courant ou tension de charge

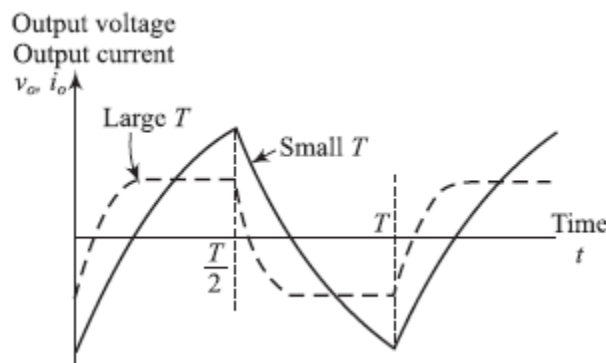


Fig. I.25 : Tension de sortie et courant de sortie formes d'onde D'un CSI monophasé.

- **Courant d'onde carrée :**

Pour obtenir une sortie d'onde carrée du courant de charge : $\frac{T}{2RC} \gg 5$

- Si t_q est le temps de fermeture des thyristors $t_q = t_c = RC \ln\left(\frac{2}{1+e^{-5}}\right) = RC \ln(2) = 0.69 RC$

Où : $C = \frac{t_q}{0.69 R}$ Avec $\frac{T}{2 RC} = 5$ implique que $T = 10 RC$

- La fréquence maximale de l'onduleur est exprimée par : $f_{max} = \frac{1}{T} = \frac{1}{10 RC}$... Eq (I.5)

Après avoir remplacé la valeur de C dans l'Eq. (I.5), on obtient : $f_{max} = \frac{1}{10 R} \times \frac{0.69 R}{t_q} = \frac{0.069}{t_q}$

- **Courant sinusoïdal :**

Pour le courant de charge de sortie sinusoïdal, la réactance capacitive X_C à trois fois la fréquence minimale f_{min} qui doit être inférieure à $\frac{R}{2}$ Où : $3 f_{min} ; X_C < \frac{R}{2}$ Où : $\frac{1}{3 \times 2\pi f_{min} C} \leq \frac{R}{2}$

- Donc : $C \geq \frac{0.106}{R f_{min}}$

En supposant que l'onduleur fonctionne à des fréquences plus élevées supérieures à f_{min} afin d'obtenir le signal sinusoïdal forme d'onde.

3.6. Onduleur triphasé :

La sortie d'un onduleur monophasé est une forme d'onde non sinusoïdale et il se compose de composante harmonique. Cela ne convient que pour les applications industrielles de faible puissance. Quand plus il y a d'éléments de commutation utilisé dans un onduleur, la forme d'onde de sortie sera non sinusoïdale, mais ses harmoniques le contenu sera réduit. La sortie est donc plus proche de la sinusoïdale. Par conséquent, triphasé les onduleurs sont utilisés pour l'industrie de haute puissance applications.

Un onduleur triphasé peut être formé après avoir combiné trois simples en demi-pont inverseurs de phase en parallèle. Cela consiste en six dispositifs de commutation (SCR, BJT de puissance, MOSFET, IGBT, etc.) et six diodes.

La configuration du circuit d'un triphasé onduleur est illustré à la Fig. I.18 (a) et (b). La charge peut être connectée soit en triangle ou étoile. La charge connectée en triangle et l'étoile les charges connectées sont illustrées à la Fig. I.19(a) et (b) respectivement.

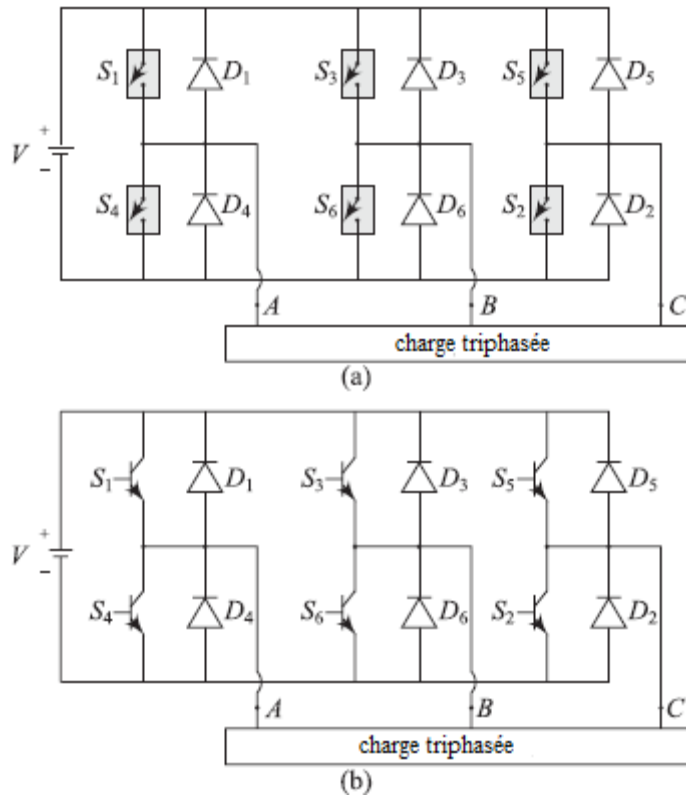


Fig. I.18 : (a) Onduleur triphasé utilisant des interrupteurs et des diodes et (b) Onduleur triphasé utilisant des transistors et diodes.

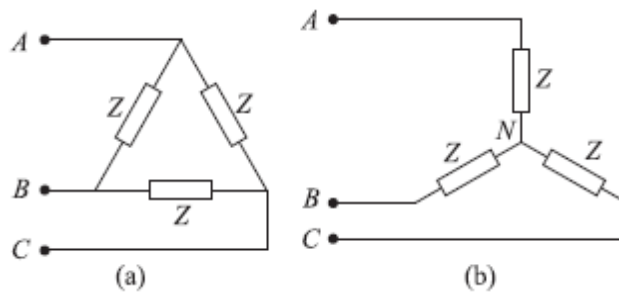


Fig. I.19 : (a) Charge connectée en triangle et (b) connectée en étoile charger

3.7. Comparaison entre l'onduleur de source de tension et de source de courant :

La comparaison entre l'inverseur de source de tension et l'inverseur de source de courant est donnée dans le tableau 11.7.

<i>Onduleur de source de tension (VSI)</i>	<i>Onduleur de source de courant (CSI)</i>
<ul style="list-style-type: none"> • La polarité de la tension d'entrée CC est unidirectionnelle. • La polarité du courant continu change avec le flux d'alimentation CC. 	<ul style="list-style-type: none"> • La polarité du courant d'entrée CC est unidirectionnelle • La polarité de la tension continue change avec le flux de puissance continue. • En CSI, le courant d'entrée est maintenu constant, mais la tension peut ne pas être constante.

<ul style="list-style-type: none">• En VSI, la tension d'entrée est maintenue constante, mais le courant peut ne pas être constant.• La grande capacité cc maintient la tension cc constante.• Dans VSI, les ratés d'allumage des dispositifs de commutation créent des court-circuit à travers la source. C'est un problème grave.• En VSI, l'amplitude de la tension de sortie ne dépend pas sur la charge, mais l'amplitude du courant de sortie dépend sur la charge.• Les circuits de commutation des thyristors dans VSI sont comparativement complexes par rapport au CSI.• Dans VSI, des diodes de roue libre sont nécessaires pour gérer les réactifs Charge de puissance.• En VSI, le courant de défaut contribué par le convertisseur à un défaut de ligne CC ne peut pas être limité par une action de contrôle puisque• les diodes du convertisseur alimenteront le défaut	<ul style="list-style-type: none">• Le grand réacteur de lissage CC maintient le courant continu constant.• En CSI, le courant d'entrée est maintenu constant et le court-circuit à travers la source dû à un raté d'allumage.• La commutation d'appareils n'est pas un problème grave.• En CSI, l'amplitude du courant de sortie ne dépend pas sur la charge, mais l'amplitude de la tension de sortie dépend sur la charge.• Les circuits de commutation des thyristors en CSI sont comparativement plus simples que dans VSI.• CSI peut être capable de gérer une charge réactive ou régénérative sans diodes de roue libre. Par conséquent, la roue libre les diodes ne sont pas nécessaires.• En CSI, le courant de défaut apporté par le convertisseur à un défaut de ligne CC peut être limité par une action de contrôle et minimisé par le grand réacteur de lissage cc.
--	---

Tableau I.4 : Comparaison entre l'onduleur de source de tension et de source de courant.

4. Les applications des onduleurs :

L'onduleur est l'un des montages les plus répandus de l'électronique de puissance ; il a de multiples applications :

4.1. Les alimentations de secours.

Les onduleurs à fréquence fixe à commutation forcée alimentés directement à partir du réseau à travers un redresseur avec filtrage, soit à partir d'une batterie d'accumulateur, ils jouent d'ordinaire le rôle d'alimentation de sécurité.

L'onduleur est indispensable pour éviter la perte d'informations en cas de panne du secteur hors d'une panne d'électricité, un onduleur assure la continuité de l'alimentation des machines à partir de batteries. En informatique professionnelle, un onduleur est indispensable pour éviter la perte d'informations en cas de panne du secteur.

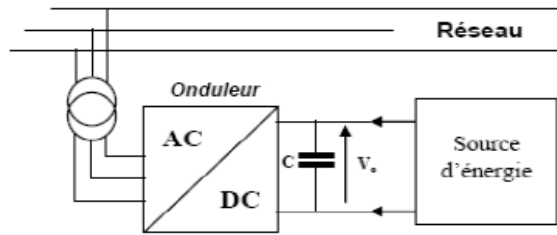


Fig I.21: Alimentation de secours.

4.2. Les variateurs de vitesse des machines alternatives :

La vitesse d'un moteur à courant alternatif est fixée par la pulsation des courants statiques, le contrôle de la vitesse du moteur se réalise par action simultanée sur la fréquence variable à commutation forces : Alimentés à partir du réseau industriel par l'intermédiaire d'un montage redresseur, ils délivrent une tension de fréquence et de valeur efficace nécessaires pour faire tourner à vitesse variable un moteur à courant alternatif.

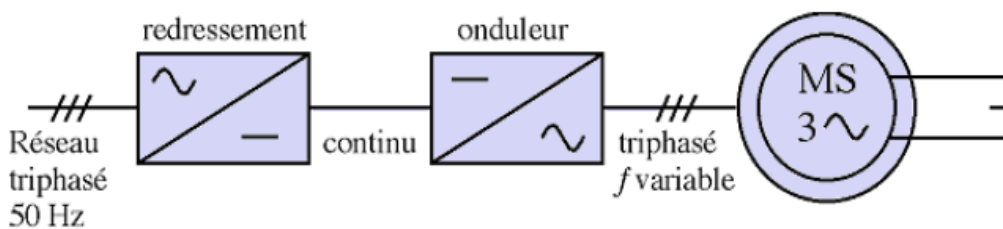


Fig I.22 : Réglage de la vitesse d'un moteur à courant alternatif.

4.3. Transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes :

La ligne CCHT permet le transfert de l'énergie électrique sous forme de courant continu de HT (fig.7). Exemple la ligne par câble sous-marin entre la France et l'Angleterre fonctionne depuis 1961.

La France fournit de l'énergie électrique à la Grande-Bretagne, mais la fréquence du réseau anglais est 60 Hz et la France 50 Hz, Il faut donc adapter la fréquence.

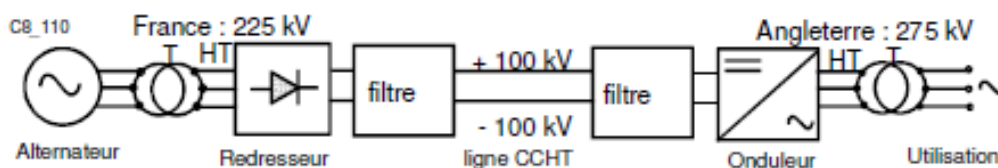


Fig I.23 : Transfert de l'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes.

5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la théorie sur les onduleurs monophasés et les différentes structures des onduleurs. Avec leurs principes généraux de fonctionnement et les applications qui les utilisaient.

Le chapitre suivant est réservé à l'étude des différentes stratégies de commandes de l'onduleur et nous allons y expliquer les simulations de commandes d'onduleurs à l'aide de logiciel MATLAB/SIMULINK

Chapitre II :

Techniques de commande de l'onduleur monophasé

1. Introduction :

L'objectif de la commande est de générer les ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs de sorte que la tension créée par l'onduleur soit la plus proche de la tension de référence, et la manière d'élaborer des signaux de commande et ces fonctions logiques dépend de la stratégie et technique de commande de l'onduleur, on distingue les stratégies suivantes dans ce chapitre :

- Commande symétrique.
- Commande décalée.
- Commande par hystérésis.
- Commande par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion).
 - MLI simple.
 - MLI sinus-triangle **sinusoïdale triangulaire unipolaire (SPWM)**
 - MLI Unipolaire.
 - MLI bipolaire.

2. Simulation des différentes techniques de commande des onduleurs

Plusieurs logiciels sont utilisés pour la simulation, à cet effet nous utilisons le logiciel (Simulink/Matlab) pour la simulation de différentes techniques de commandes des onduleurs.

2.1. Commande symétrique :

2.1.1. Charge résistive :

La figure ci-dessous montre la simulation d'un onduleur monophasé avec charge R en utilisant la commande symétrique sur une charge R avec les valeurs suivantes : $E=100\text{v}$ et $R=10\ \Omega$.

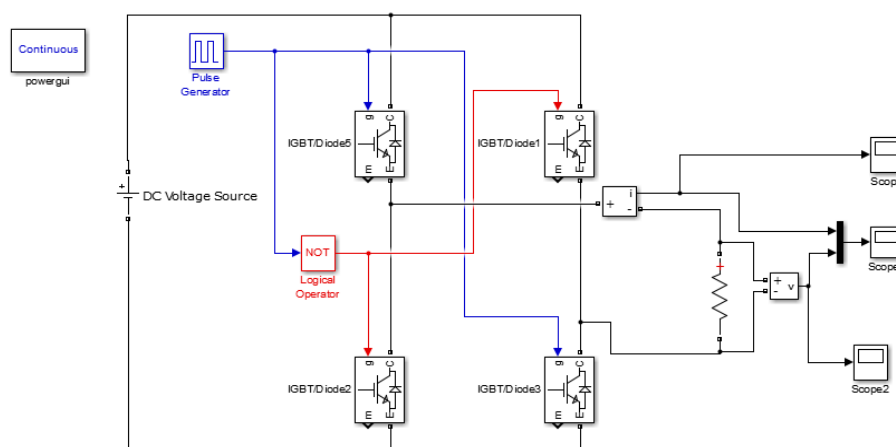
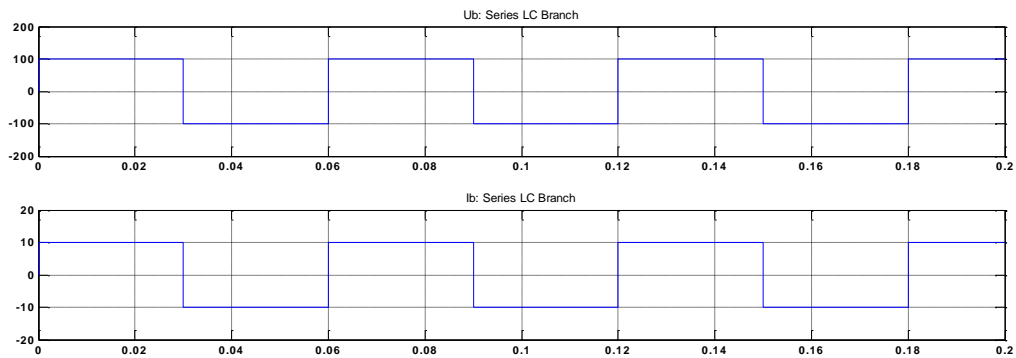
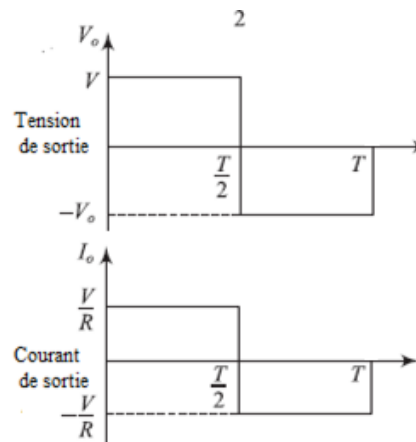


fig. II-1 Schéma de simulation d'un onduleur monophasé avec la commande symétrique (charge R)

La simulation a donné la visualisation des allures de la tension et du courant aux bornes de la charge résistive comme suit :



(a)



(b)

Fig. II-2 : L'allure de la tension et le courant de la commande symétrique (charge R.)

(a) Résultats de simulation, (b) résultat théorique.

D'après la figure (II-2), on remarque que :

- La tension comporte 2 niveaux : + 100V / - 100V
- L'allure du courant est identique car il est lié par la loi d'Ohm le courant dans les interrupteurs est toujours positif
- Le résultat de la théorie est identique à la simulation.

2.1.1.1. Le THD :

Puisque la tension et le courant sont identiques donc ils vont avoir le même THD.

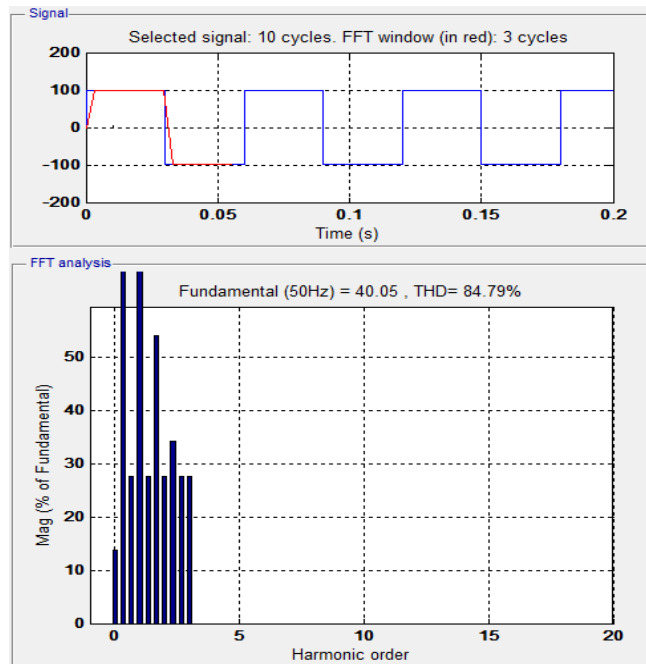


Fig. II-3 : Les harmoniques de tension et courant générées par la commande symétrique (*Charge R*).

2.1.2. Charge inductive :

L'objectif de cette simulation est d'analyser les performances de la commande symétrique ainsi que l'évaluation du TDH du signal, nous avons appliqué la commande symétrique sur une charge RL avec les valeurs suivantes : $E=100\text{V}$, $R=10\ \Omega$ et $L=10\text{mH}$.

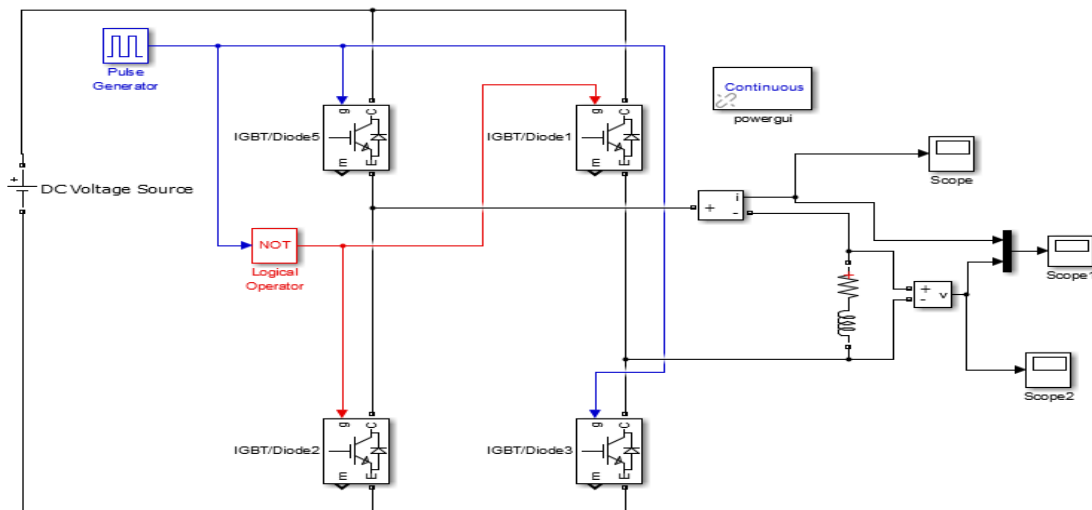
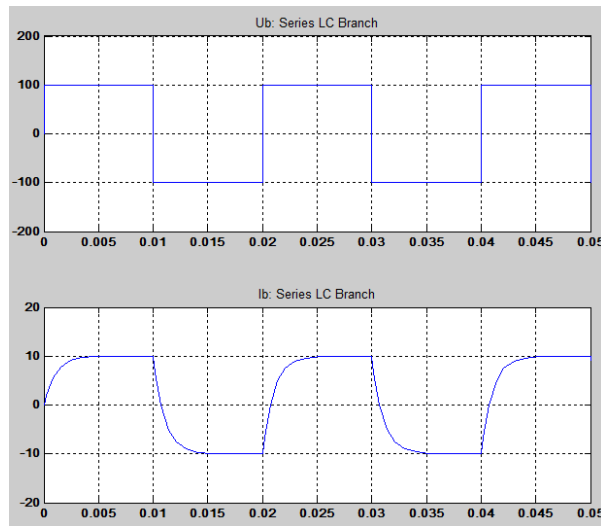
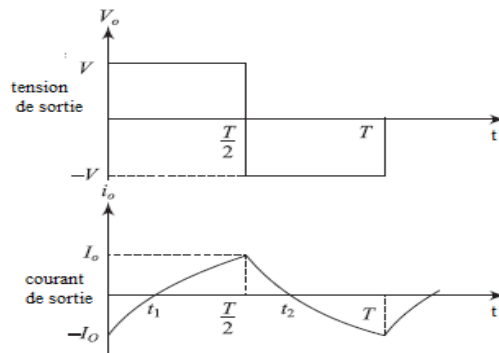


fig. II-4 Schéma de simulation d'un onduleur monophasé avec la commande symétrique (*charge RL*)

La simulation a donné la visualisation des allures de la tension et du courant aux bornes de la charge inductive comme suit :



(a)



(b)

Fig. II-5 : L'allure de la tension et le courant de la commande symétrique (charge RL)

(a) Résultats de simulation, (b) résultat théorique.

2.1.2.1. Le THD :

Dans les figures suivantes, nous allons visualiser l'amplitude des harmoniques par rapport à la fondamentale afin de déduire le THD du signal. Après la simulation, nous avons trouvé les résultats suivants :

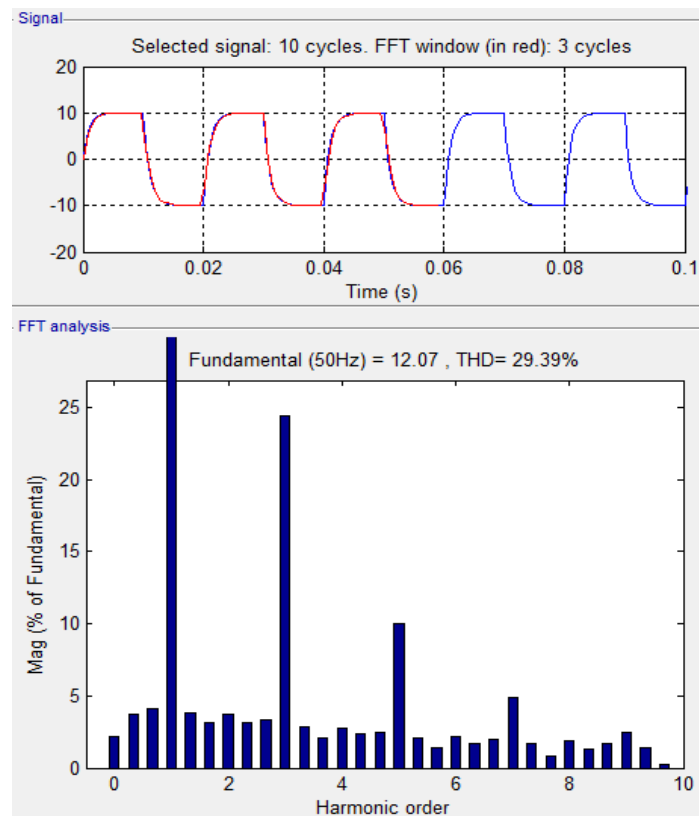


Fig. II-6 : Les harmoniques de courant générées par la commande symétrique (Charge RL)

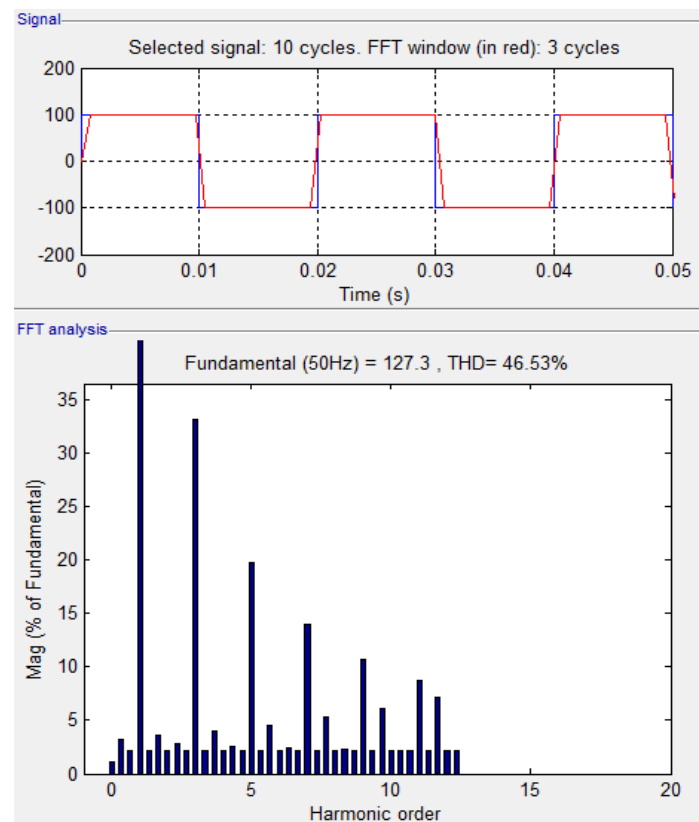


Fig. II-7 : Les harmoniques de tension générées par la commande symétrique (Charge RL).

Il faut noter que la stratégie de la commande onde pleine est la plus simple. Ainsi, le courant de sortie est très riche en harmoniques de basses fréquences. La figure (II.6) montre le spectre de courant.

2.2. La commande décalée :

2.2.1. Charge résistive :

La figure ci-dessous montre la simulation d'un onduleur monophasé avec charge R en utilisant la commande décalée sur une charge R avec les valeurs suivantes : $E=100\text{v}$ et $R=10\ \Omega$.

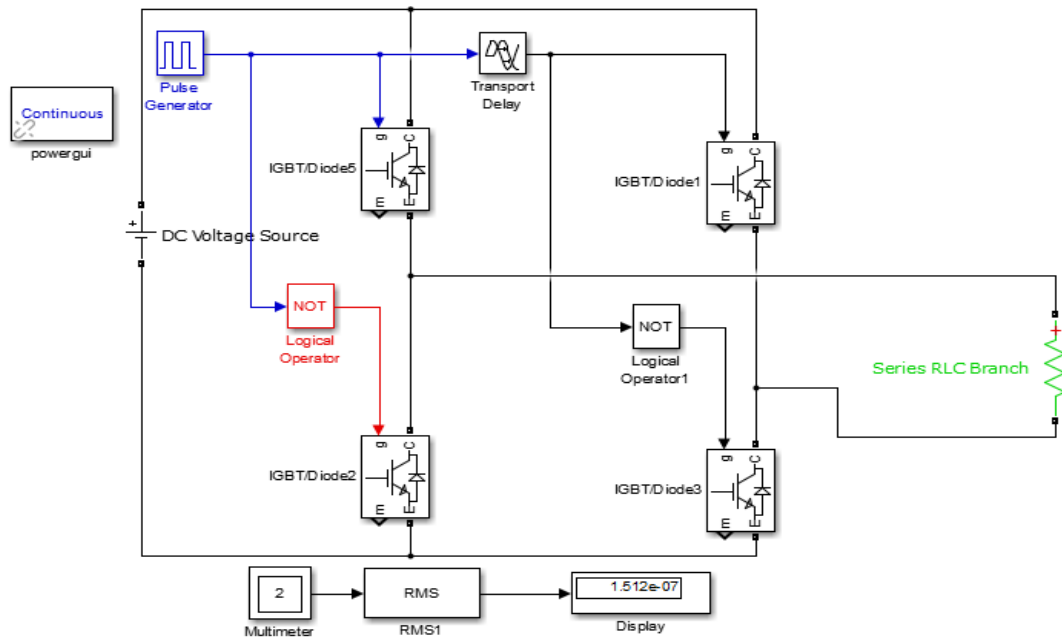
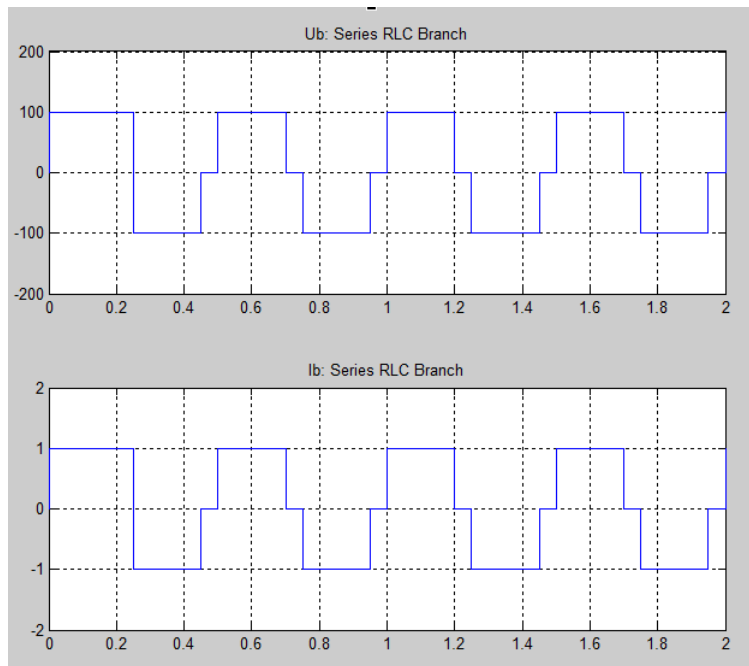
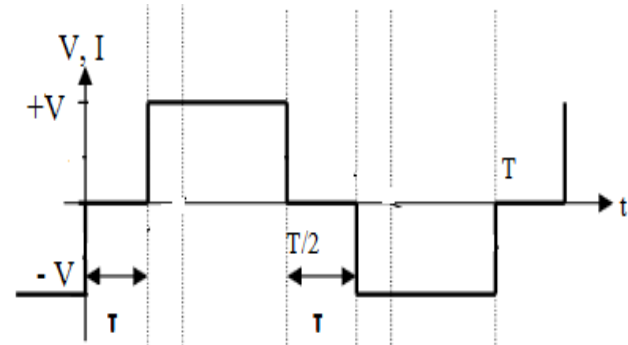


fig. II-8 Schéma de simulation d'un onduleur monophasé avec la commande décalée (Charge R)

La figure (II-9) illustre le résultat de la simulation de la tension et du courant aux bornes de la charge résistive de la commande décalée.



(a)



(b)

Fig. II-9 : L'allure de la tension et le courant de la commande décalée (charge R.)

(b) Résultats de simulation, (b) résultat théorique.

D'après la figure (II-9), on remarque que :

- La tension comporte 2 niveaux : + 100V / - 100V
- L'allure du courant est identique car il est lié par la loi d'Ohm le courant dans les interrupteurs est toujours positif, Le résultat de la théorie est identique à la simulation.

2.2.1.1. Le THD :

Dans les figures suivantes, nous allons visualiser l'amplitude des harmoniques par rapport à la fondamentale afin de déduire le THD du signal. Après la simulation, nous avons trouvé les résultats suivants :

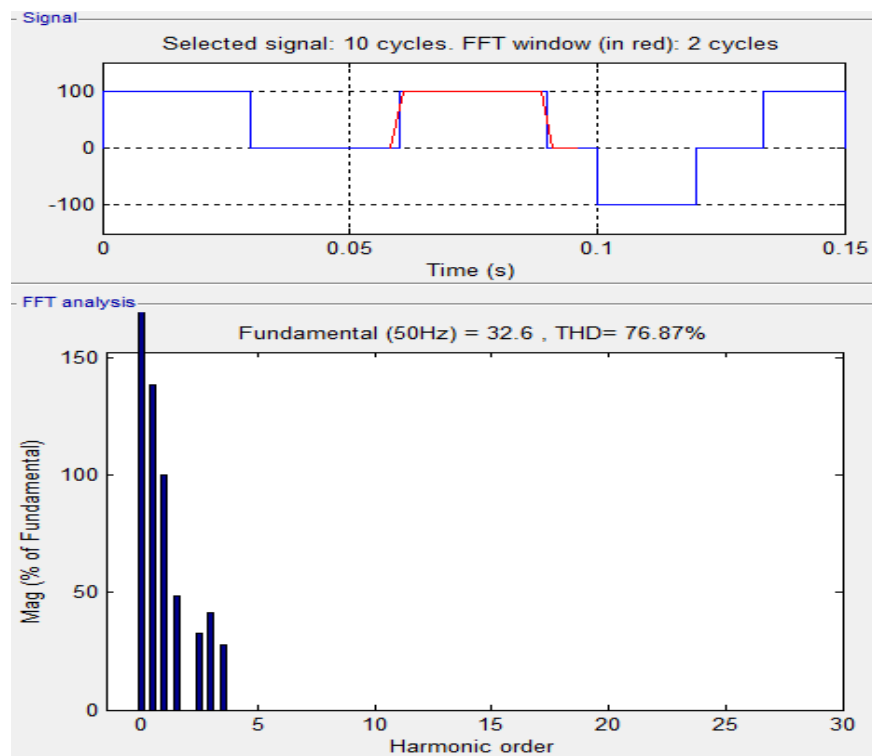


Fig. II-10 : Les harmoniques de tension et courant générées par la commande symétrique (Charge R).

2.2.2. Charge inductive :

L'objectif de cette simulation est d'analyser les performances de la commande décalée ainsi que l'évaluation du TDH du signal résultant. Nous avons appliqué la commande décalée sur une charge RL avec les valeurs suivantes : $E=100V$, $R=10\ \Omega$; $L=10mH$

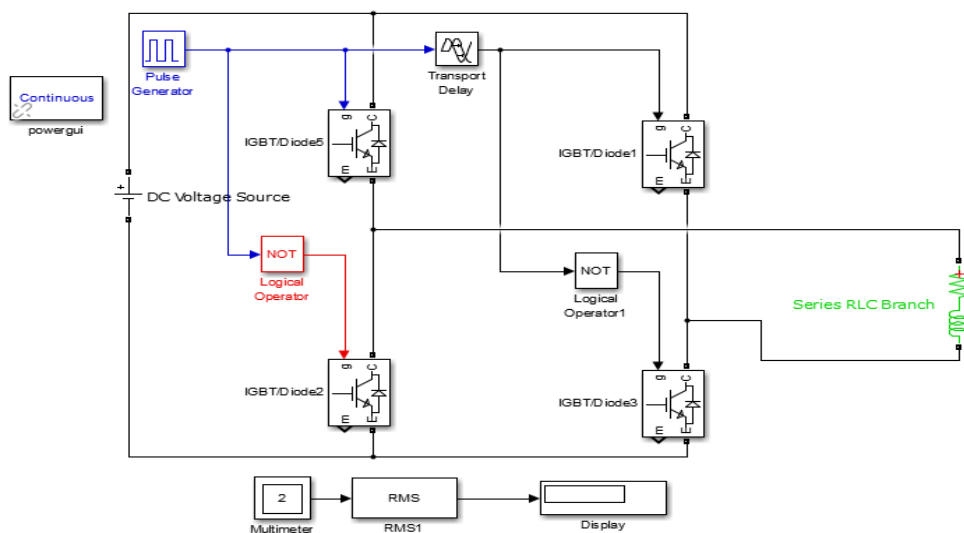
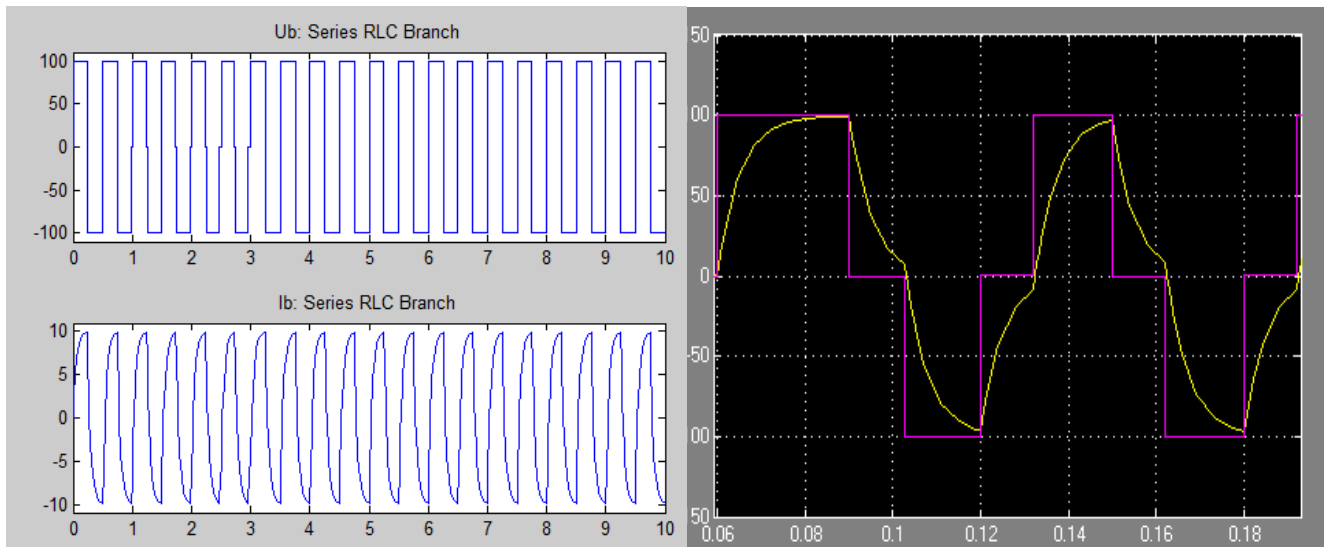
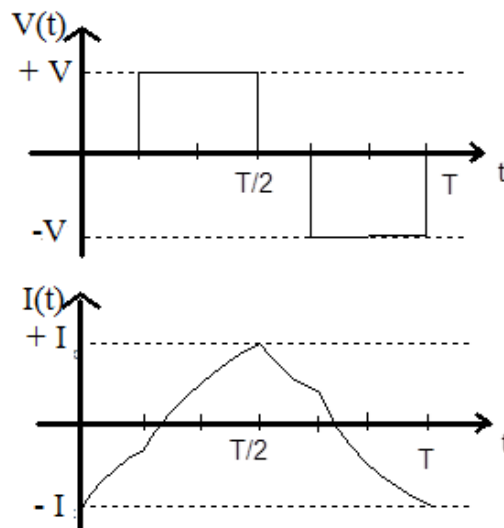


fig. II-11 Schéma de simulation d'un onduleur monophasé avec la commande décalée (Charge RL)

La figure (II-11) illustre le résultat de la simulation de la tension et du courant aux bornes de la charge résistive de la commande décalée.



(a)



(b)

Fig. II-12 : L'allure de la tension et le courant de la commande décalée (charge RL.)

(c) Résultats de simulation, (b) résultat théorique.

2.2.2.1. Le THD :

Dans les figures suivantes, nous allons visualiser l'amplitude des harmoniques par rapport à la fondamentale afin de déduire le THD du signal. Après la simulation, nous avons trouvé les résultats suivants :

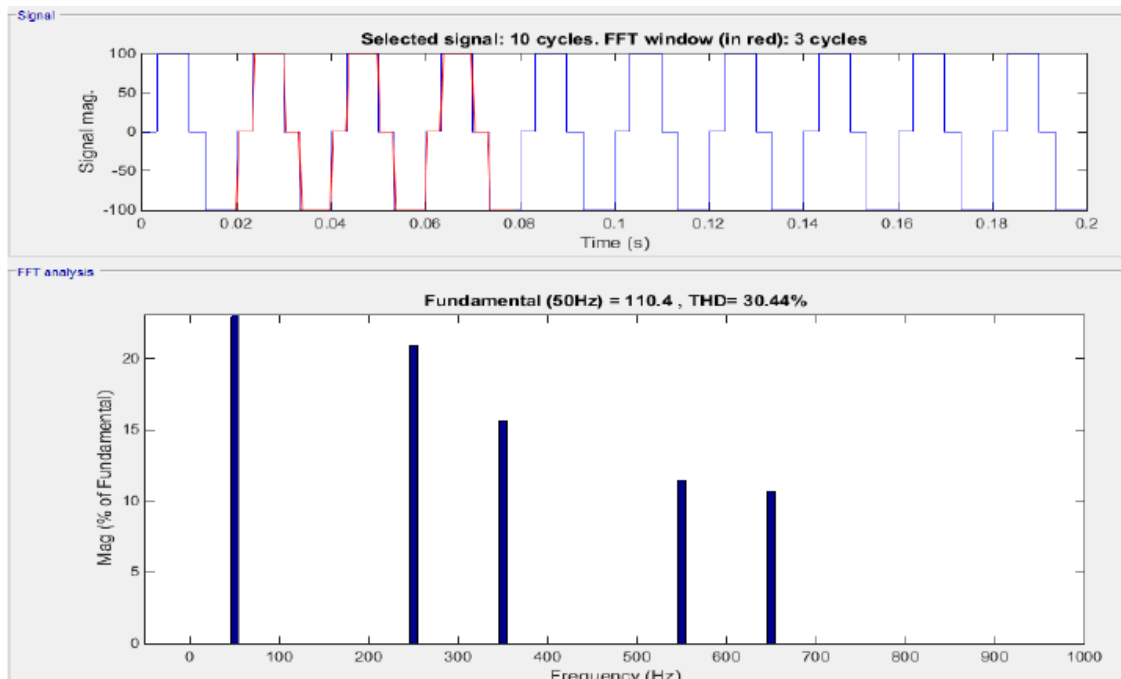


Fig. II-13 : Les harmoniques de tension générées par la commande décalée (Charge RL).

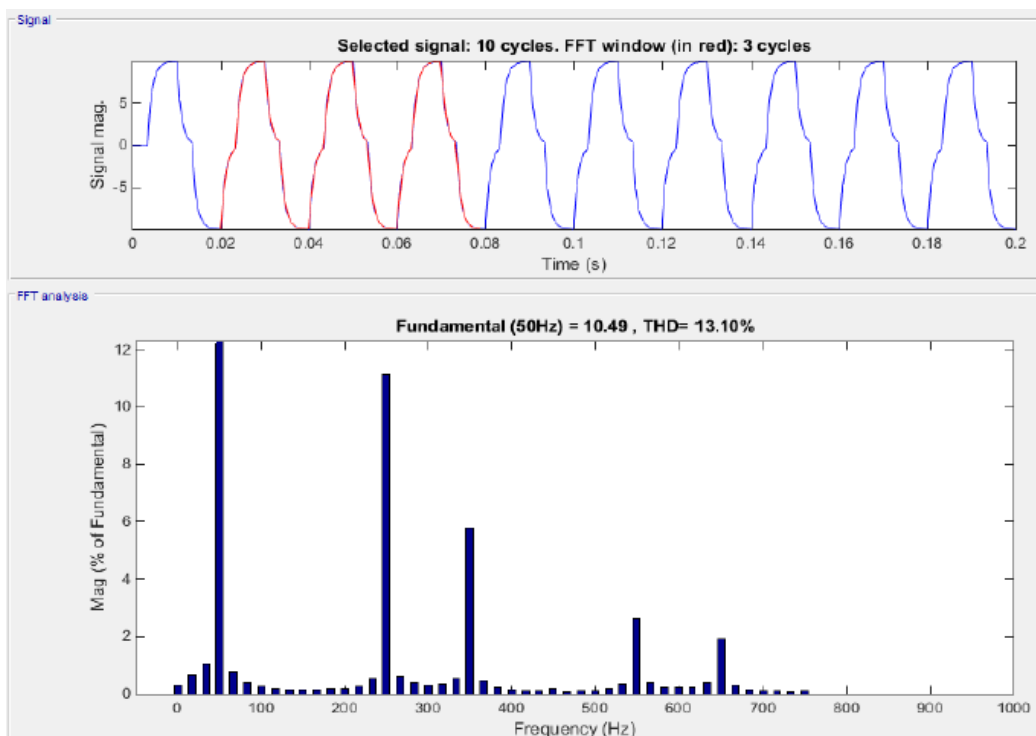


Fig. II-14 : Les harmoniques de courant générées par la commande décalée (Charge RL).

Interprétation des résultats :

Nous allons entamer une analyse bien précise des résultats obtenus dans la partie simulation pour justifier la commande qui s'avère meilleure

Type de commande		THD _v %	THD _i %
Commande symétrique	Résistive R	84.79%	
	Inductive RL	46.53%	29.39%
Commande décalée	Résistive R	73.68%	
	Inductive RL	30.44%	13.10%

Tableau II.1. : La comparaison du THD des commandes

La stratégie de la commande décalée a des harmoniques moins par rapport à la stratégie onde pleine, malgré quelle est la plus simple mais est très riche en harmoniques de basses fréquences.

Donc parmi ces deux commandes, la meilleure est la commande décalée car elle a le THD le plus faible.

2.2.3. Commande par hystérésis :

Le principe de contrôle des courants par hystérésis consiste à maintenir chacun des courants générés dans une bande enveloppant les courants de référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation. En simulation, on utilise La différence entre le courant de référence et celui mesuré est appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit directement l'ordre de commande des interrupteurs du bras correspondant de l'onduleur.

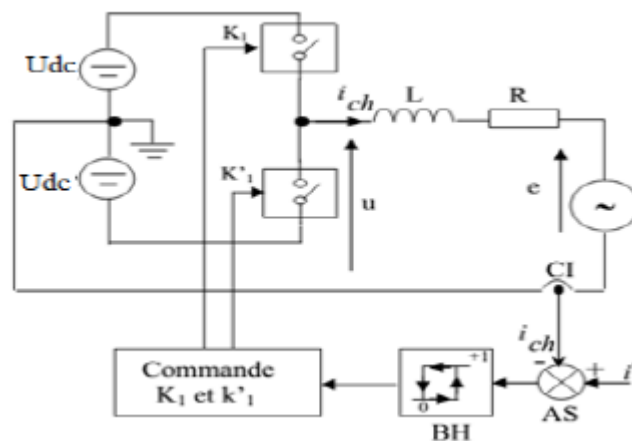


Figure II.15. Principe de contrôle du courant par hystérésis.

Cette technique de contrôle fait partie des commandes non linéaires parce qu'elle fonctionne en tout ou rien. Elle est bien connue et présente de gros avantages au niveau de la robustesse et de la simplicité de mise en œuvre. Elle possède un temps de réponse rapide en régime dynamique, une stabilité et une précision satisfaisante et de plus limite automatiquement le courant. 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 et variable.

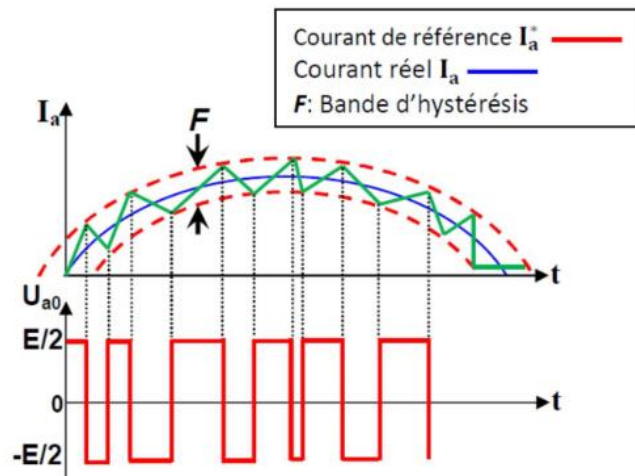


Figure II.16. Principe de génération des ordres de commande.

La comparaison de la valeur instantanée du courant de charge avec sa référence introduit une nouvelle grandeur, appelée erreur, et définie par :

$$\varepsilon = i_{ref}(t) - i_{ch}(t)$$

Cette grandeur circule dans une phase de la charge monophasée et produit un signal logique $S(t)$ suivant la caractéristique de commutation, présentée à la figure (II.5), qui possède une hystérèse. Ainsi, ces régulateurs assurent deux tâches : la compensation d'erreur (réduire l'erreur sur le courant) et la modulation (détermination des instants de commutation).

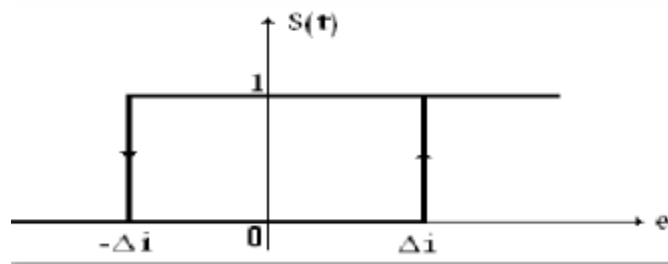


Figure II.17. Caractéristique d'un régulateur à action à deux positions.

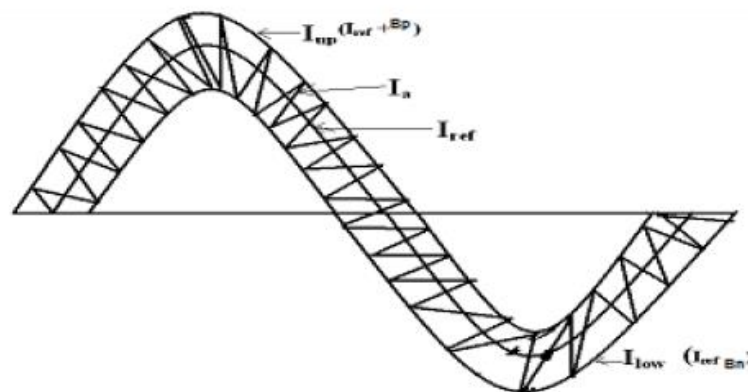


Figure II.18. Forme d'onde du courant de source (bande fixe).

Les sorties des comparateurs sont reliées à la logique de commande de l'onduleur de telle façon à imposer des commutations forcées aux composants du convertisseur statique lorsque les variations du courant d'une phase quelconque s'écartent des limites encadrant sa référence.

Autrement dit, lorsque le courant réel dépasse la limite maximale i_{max} , l'événement « hystérésis haut » est sélectionnée et le composant 1 est amorcé. A l'approche de la limite inférieure, l'événement « hystérésis bas » est adopté et l'interrupteur 2 est amorcé pour une phase, tels que :

- **h** : La largeur de la bande d'hystérésis.
 - La limite supérieure de la bande est : $h_p = +\frac{h}{2}$
 - La limite inférieure de la bande est : $h_n = -\frac{h}{2}$

Donc, le courant de charge oscille entre deux limites :

- La limite supérieure de courant est :

$$i_{sup} = i_{ref} + \Delta I = I_{refM} \sin \omega + \frac{h}{2}$$

- La limite inférieure de courant est :

$$i_{inf} = i_{ref} - \Delta I = I_{refM} \sin \omega - \frac{h}{2}$$

La bascule commandée par $\varepsilon(t)$ passe d'un (1) à zéro (0) lorsque i_{ch} atteint la valeur $i_{ref}+h_2$, donc l'état des interrupteur K_1 est ouvert et K_1' est fermé.

Elle passe de zéro (0) à un (1) lorsque i_{ch} est tombé à $i_{ref}-h_2$, donc K_1 est fermé et K_1' est ouvert

Donc : La commande de FBHC se fait comme suit :

- Si $i_{ch}-i_{ref} < -\frac{h}{2}$: K_1 fermé, K_1' ouvert.
- Si $i_{ch}-i_{ref} > \frac{h}{2}$: K_1' ouvert, K_1 fermé.

1.1.1.1. La simulation de la commande par hystérésis :

La figure ci-dessous montre la simulation de la commande par hystérésis avec $R=5\Omega$ et $L=5mH$

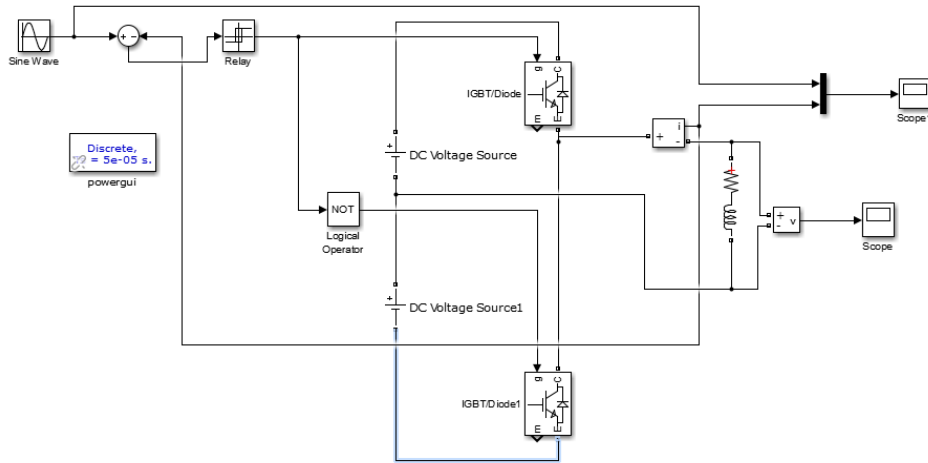
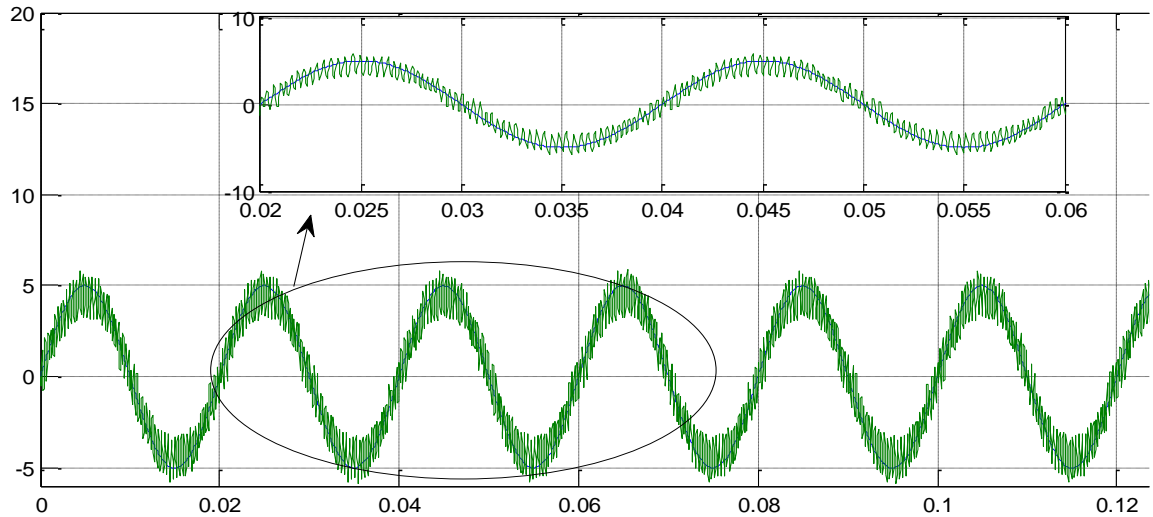
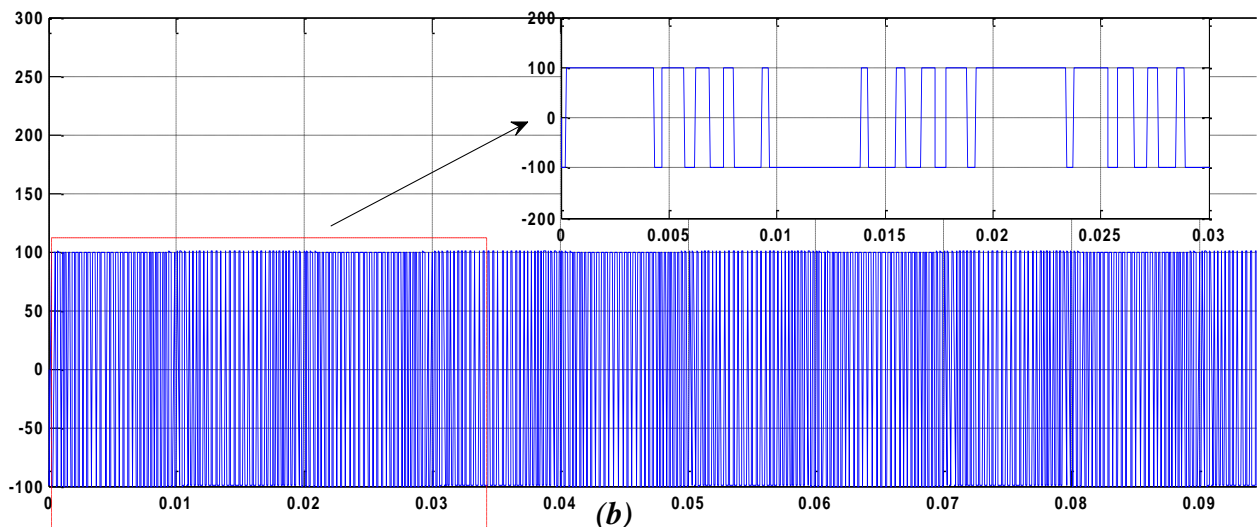


Figure II.19. : la simulation de la commande par hystérésis

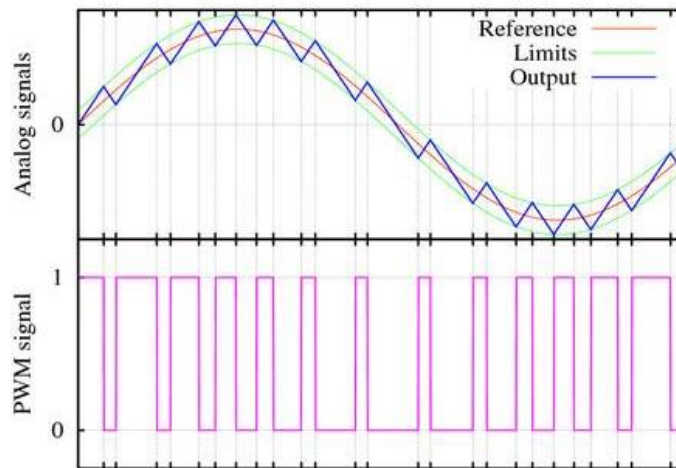
La visualisation de la tension et du courant aux bornes de la charge de la commande par hystérésis donne les allures suivantes :



(a)



(b)



(c)

Fig. II-20 : L'allure de la tension et le courant de la commande par hystérésis

(a) Résultats de la simulation du courant, (b) Résultats de la simulation de tension

(c) résultat théorique.

Interprétation des résultats :

La fréquence de commutation est variable, varie entre une valeur maximale et une valeur minimale tout au long de la période du courant de référence.

Les résultats de simulation de modèle pour un onduleur monophasé nous avons remarqué que lorsqu'on diminue la bande, la forme du courant de charge rapproche à l'onde de référence, et les spectres des courants montrent que le taux d'harmonique croît avec l'accroissement de la bande.

2.2.3.1.1. Le THD :

Nous allons visualiser l'amplitude des harmoniques par rapport à la fondamentale afin de déduire le THD du signal. Après la simulation, nous avons trouvé les résultats suivants

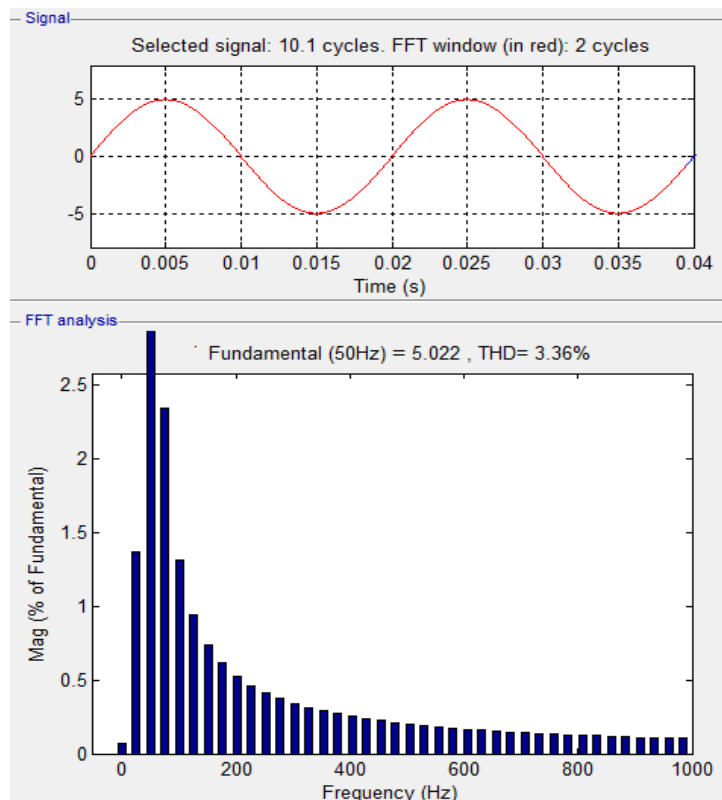


Figure (II-21) : Le spectre du courant de la commande par hystérésis d'un onduleur monophasé

L'analyse spectrale correspond au courant de charge montre que le fondamental du courant centré à la fréquence du courant de référence (50Hz) et la présence des harmoniques dans une bande de fréquence, cette bande est limitée entre la fréquence minimale et maximale de commutation, On augmente la fréquence de commutation minimale pour rejeter ces harmoniques vers des fréquences élevées, et par conséquent les bruits acoustiques et la résonance électromécanique pour les machines tournantes seront évités, cette dernière est limitée par la fréquence de commutation de fonctionnement de interrupteurs.

2.2.4. Commande Modulation de largeur d'impulsions ou (PWM) :

Habituellement, la tension de sortie de l'onduleur monophasé est une onde carrée. Les principaux inconvénients de l'onde carrée les onduleurs sont :

1. La tension de sortie de l'onduleur est constante et égale à la tension d'alimentation V . Cette tension de sortie ne peut pas être contrôlée.

2. La tension de sortie se compose de la troisième harmonique et autres harmoniques comme indiqué sur la Fig. I.20. Le rms la valeur de la nième composante harmonique est/

$$V_n = \frac{4V}{n\pi\sqrt{2}} \quad \text{Pour } n=1,3,5,7,\dots$$

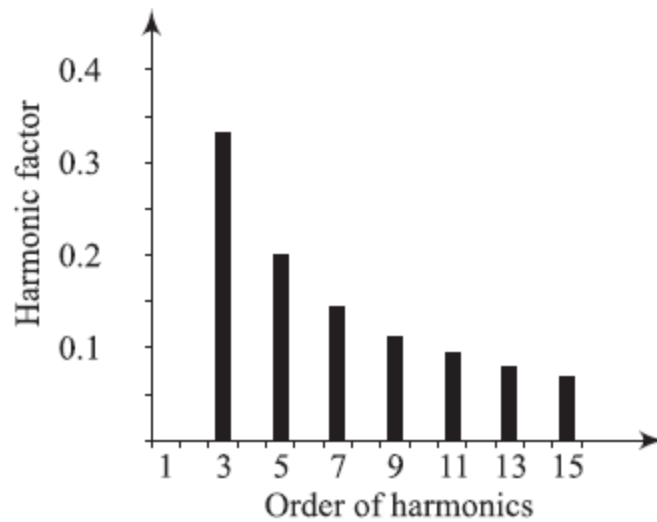


Figure (II-22) : Spectre harmonique de l'onde carrée onduleur.

Les ondes carrées sont équivalentes à une onde sinusoïdale à la même fréquence (fondamentale) ajoutée à une série infinie d'harmoniques d'ondes sinusoïdales multiples impaires à des amplitudes décroissantes.

Comme on a dit dans le premier chapitre, la tension de sortie V_o d'un signal carré est exprimée comme suit :

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \sin(n\omega t)$$

Si on remplace « n » par 1,3, 5... On trouve :

$$= \frac{4V}{\pi} \left(\sin(\omega t) + \frac{\sin(2\omega t)}{3} + \frac{\sin(5\omega t)}{5} + \dots \right)$$

Où l'ensemble des harmoniques est représenté comme la figure ci-dessous :

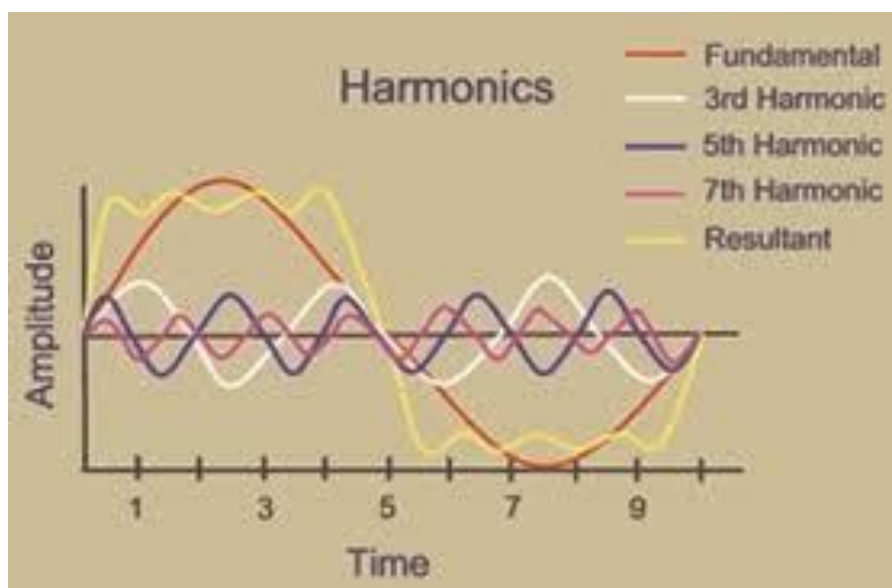


Figure (II-23) : Onde carrée à partir de ses harmoniques.

La somme des harmoniques devient : $v_0(t) = \frac{4V}{n\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(\omega t)}{2n+1}$

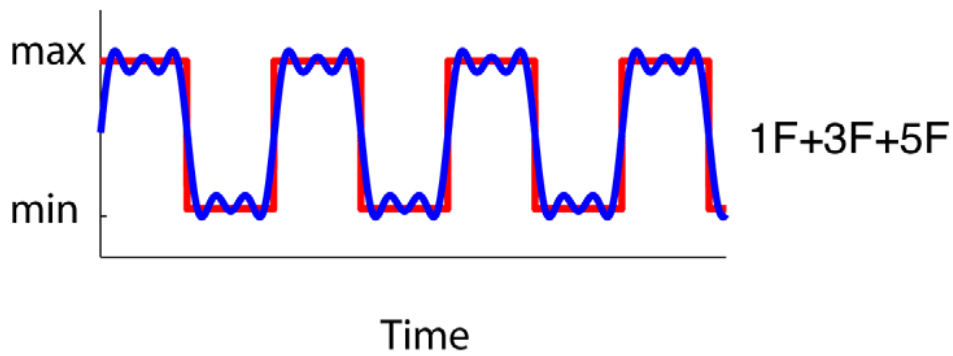


Figure (II-24) : La somme des harmoniques (théorie).

2.2.4.1. La simulation des ondes carrée à partir de ses harmoniques :

La figure ci-dessous II.23 montre la simulation de la somme des signaux d'harmoniques pour des ondes carrées.

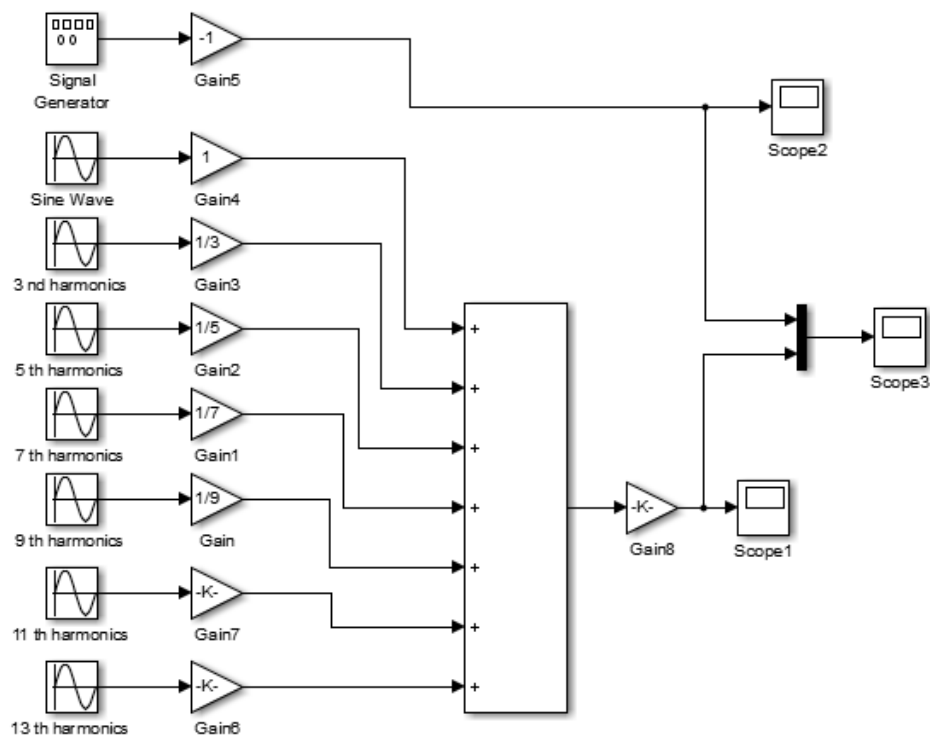


Figure II.25 : la simulation de la somme des signaux d'harmoniques.

Après la simulation, nous avons visualiser la forme des harmoniques, dans la figure ci-dessous

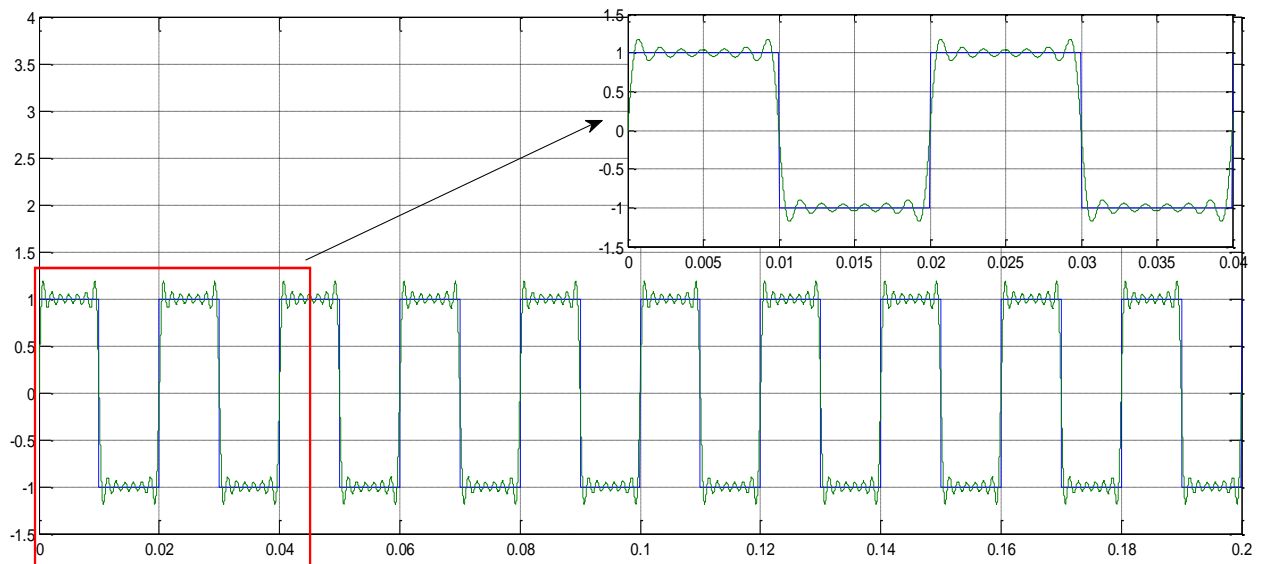


Figure II.26. Formes des harmoniques par rapport à l'onde carré (pratique).

Pour minimiser les harmoniques on augmente le nombre d'harmonique vers $n=25$ ou 49, les harmoniques vont être bien minimiser et les deux signaux seront identiques, donc la figure II.22 et II.24 sont les mêmes résultats.

RMS d'une forme d'onde de courant ou de tension de ses harmoniques :

$$i(t) = \frac{4V}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{(I_{RMS1})^2 + (I_{RMS2})^2 + (I_{RMS3})^2 + (I_{RMS4})^2 + \dots}$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\left(\frac{4V}{\pi}\right)^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{1}{3\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{1}{5\sqrt{2}}\right)^2 + \dots}$$

$$I_{RMS} = \frac{4V}{\pi\sqrt{2}} \sqrt{\left(\frac{1}{3}\right)^2 + \left(\frac{1}{5}\right)^2 + \left(\frac{1}{7}\right)^2 + \left(\frac{1}{9}\right)^2 + \left(\frac{1}{11}\right)^2 + \left(\frac{1}{13}\right)^2} = \frac{4V}{\pi\sqrt{2}} \sqrt{1.18} = (0.98V) = V$$

Pour contrôler la tension de sortie, l'onduleur doit être alimenté à partir d'un convertisseur AC-DC ou d'un convertisseur DC-DC.

Cependant, pour contrôler la tension de sortie ainsi que pour réduire les harmoniques dans la tension de sortie de l'onduleur, La technique de modulation de largeur d'impulsion (PWM) doit être utilisée dans l'onduleur. En contrôle PWM, la sortie des impulsions est modulée ou variée pour contrôler la tension de sortie. Il existe différentes méthodes de modulations, mais les techniques de modulation les utilisées dans ce mémoire sont :

- Modulation de largeur à impulsion (PWM).
- Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SinPWM).

- MLI à commutation unipolaire.
- Mli à commutation bipolaire.

2.2.4.2. Modulation de largeur d'impulsion (PWM) :

Dans un onduleur à modulation de largeur à impulsion unique, il n'y'a qu'une impulsion sur chaque demi-cycle de sortie tension. La largeur de l'impulsion doit être variée pour contrôler la tension de sortie de l'onduleur. Illustration 11.33 affiche les signaux de déclenchement et la tension de sortie forme d'onde d'un onduleur monophasé à pont complet.

Les signaux de déclenchement des commutateurs (BJT, MOSFET, IGBT, Thyristors et GTO, etc.) sont déterminés en comparant un signal de référence v_r et une porteuse signal v_c . L'amplitude maximale de référence et les signaux porteurs sont respectivement A_r et A_c . la fréquence du signal de référence et de la porteuse est identique à la fréquence fondamentale de la tension de sortie. La tension de sortie peut être contrôlée en contrôlant la largeur de l'impulsion d qui dépend de l'amplitude de l'indice de modulation (M). L'indice de modulation d'amplitude peut être déterminé à partir de l'expression $M = \frac{A_r}{A_e}$

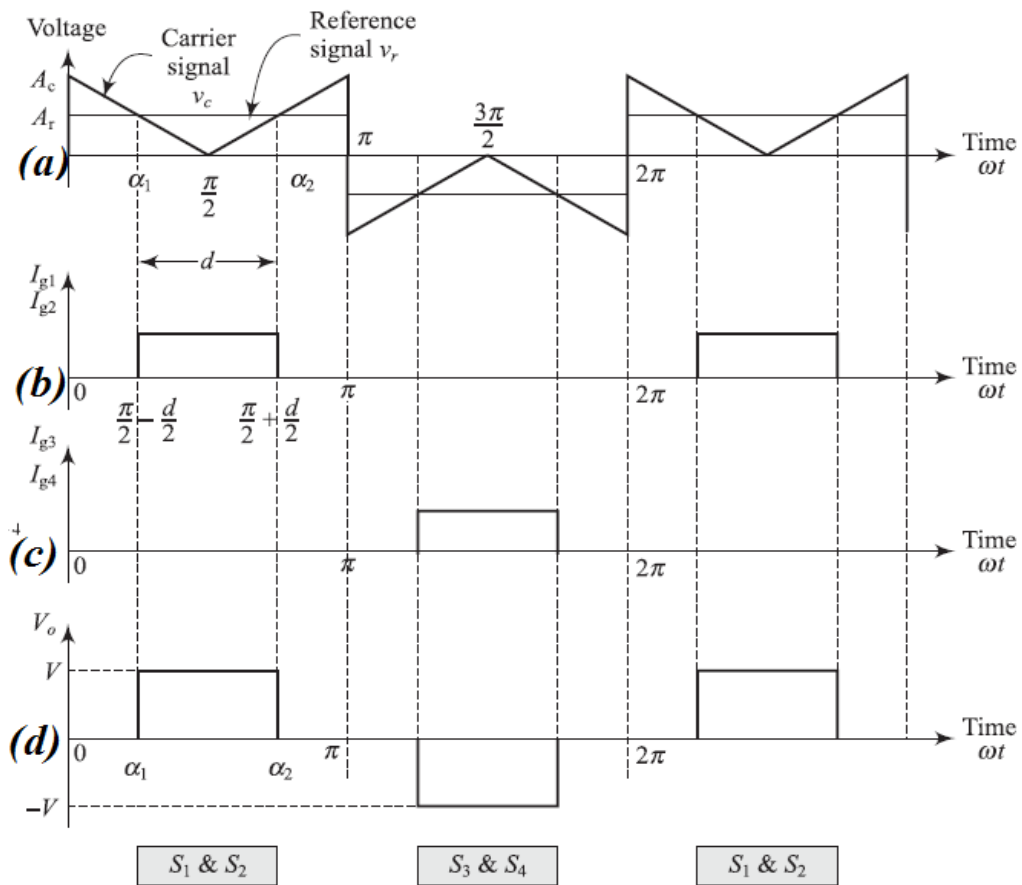


Figure (II-27) : (a) Signal de porteuse et signal de référence, (b) Signaux de déclenchement de S1 et S2, (c) Signaux de déclenchement de S3 et S4 (d) Tension de sortie de l'onduleur monophasé à pont complet avec une impulsion par demi-cycle

L'angle et le temps des intersections pour les signaux de référence et de porteuse sont :

$$\alpha_1 = \omega t_1 \Rightarrow t_1 = \frac{\alpha_1}{\omega} = (1 - M) \frac{T}{4}$$

$$\alpha_2 = \omega t_2 \Rightarrow t_2 = \frac{\alpha_2}{\omega} = (1 - M) \frac{T}{4}$$

Où,

- T est la période de temps des signaux
- La largeur d'impulsion en angle est : $d = \alpha_1 - \alpha_2$
- La largeur d'impulsion dans le temps est : $t_2 - t_1 = M \frac{T}{4}$

La valeur efficace de la tension de sortie est :

$$V_{0(rms)} = \left[\frac{1}{\pi} \int_{\frac{(\pi-d)}{2}}^{\frac{(\pi+d)}{2}} V^2 dt \right]^{1/2} = V \sqrt{\frac{d}{\pi}}$$

Lorsque l'amplitude du signal de référence A_r varie de 0 à A_c , la largeur d'impulsion 'd' peut être modifiée de 0° à 180° ou π . En conséquence, la valeur efficace de la tension de sortie $V_{o(eff)}$ peut varier de 0 à V. La forme d'onde de la tension de sortie est illustrée à la Fig. II.22. La forme de la tension de sortie est appelée quasi carré onde qui peut être exprimée en série de Fourier.

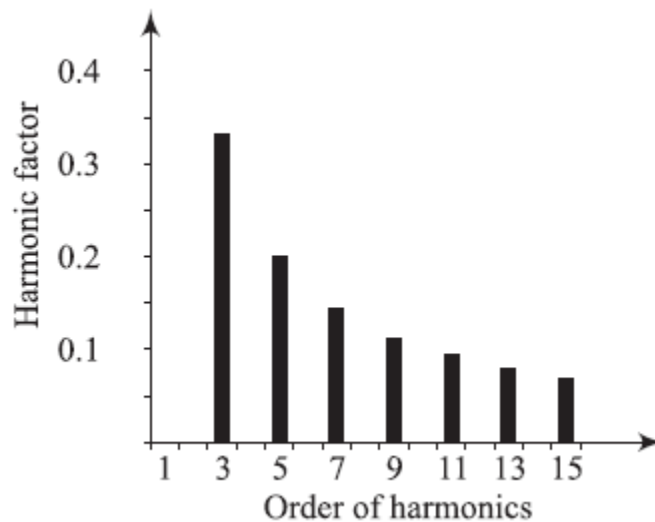


Fig. II.28 : Spectre harmonique de l'onde carrée d'onduleur.

En raison de la symétrie demi-onde de la tension de sortie, les harmoniques pairs sont absents et seuls les b_n impairs les composants sont présents. Les valeurs de b_n sont données par :

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{(\pi-d)}{2}}^{\frac{(\pi+d)}{2}} V \sin n\omega t . d\omega t$$

$$= \frac{4V}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{nd}{2} \quad \text{Avec } n=1,3,5, \dots$$

$$= \frac{4V}{n\pi} \sin \frac{nd}{2} \quad \text{Avec } n=1,5,9, \dots$$

$$= -\frac{4V}{n\pi} \sin \frac{nd}{2} \quad \text{Avec } n=3,7,11, \dots$$

- La tension de sortie peut être exprimée comme :

$$v_0 = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{nd}{2} \sin n\omega t \quad \text{Avec } n=1,3,5, \dots$$

- Pour éliminer la nième harmonique $\sin \frac{nd}{2} = 0$

$$\text{ou } \frac{nd}{2} = k\pi \text{ avec } k \text{ est un entier}$$

Par conséquent, la largeur d'impulsion est $d = \frac{2k\pi}{n} = \frac{360k}{n}$ en degré. Pour éliminer la troisième harmonique, la largeur d'impulsion requise est égale à $d = \frac{360k}{n} = \frac{360}{3} = 120^\circ$ en supposant $k = 1$ et $n = 3$. Les variations de la composante fondamentale et des autres composantes harmoniques et la valeur efficace de la tension de sortie est représenté sur la figure II.22.

2.2.4.1.1. La simulation de la MLI

La figure ci-dessous II.23 montre la simulation d'un onduleur monophasé avec charge R en utilisant la commande MLI.

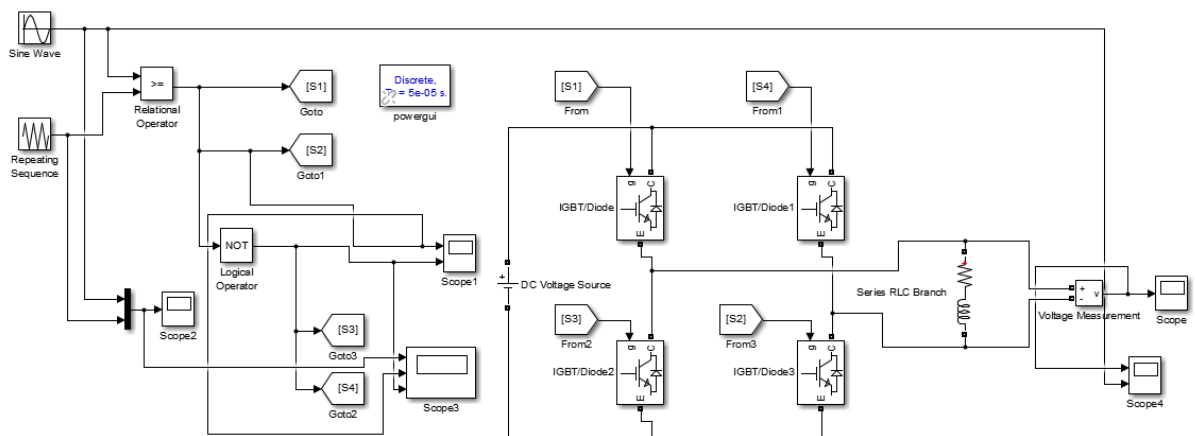


Figure II.29. Simulation d'un onduleur monophasé avec la commande MLI

L'objectif de cette simulation est d'analyser les performances de la commande MLI ainsi que l'évaluation du TDH du signal, nous avons appliqué la commande MLI sur une charge RL avec les valeurs suivantes : $E=100v$, $R=10 \Omega$, $L=5mH$ $f_c= 1000 \text{ Hz}$, $f= 50 \text{ Hz}$,

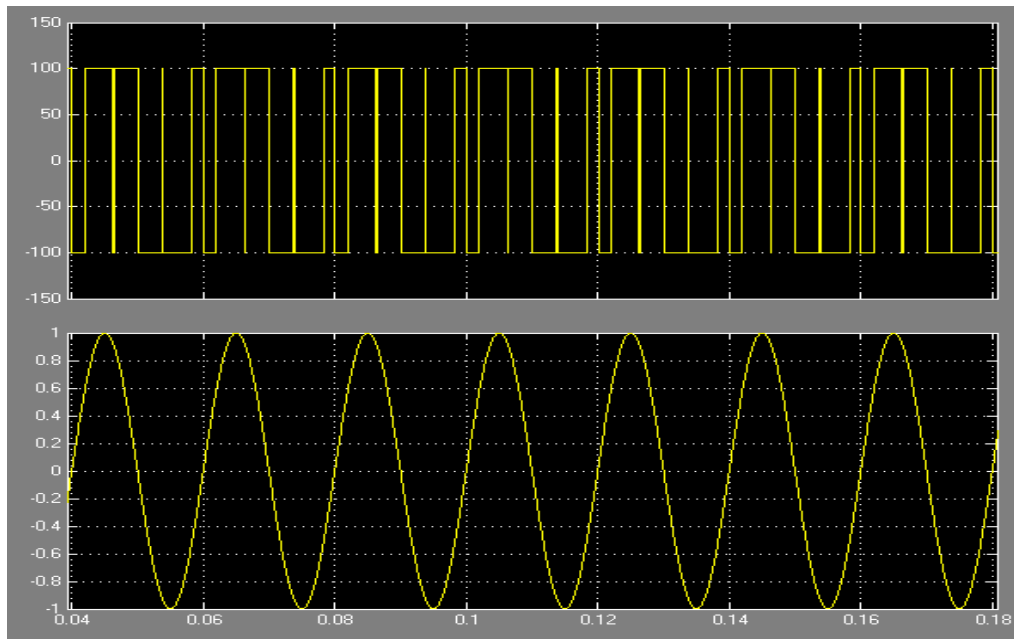


Figure II.30. Formes d'ondes de la tension et du courant d'un onduleur MLI

Après la simulation, nous avons visualiser l'amplitude des harmoniques pour déduire le THD du signal., nous avons trouvé les résultats suivants :

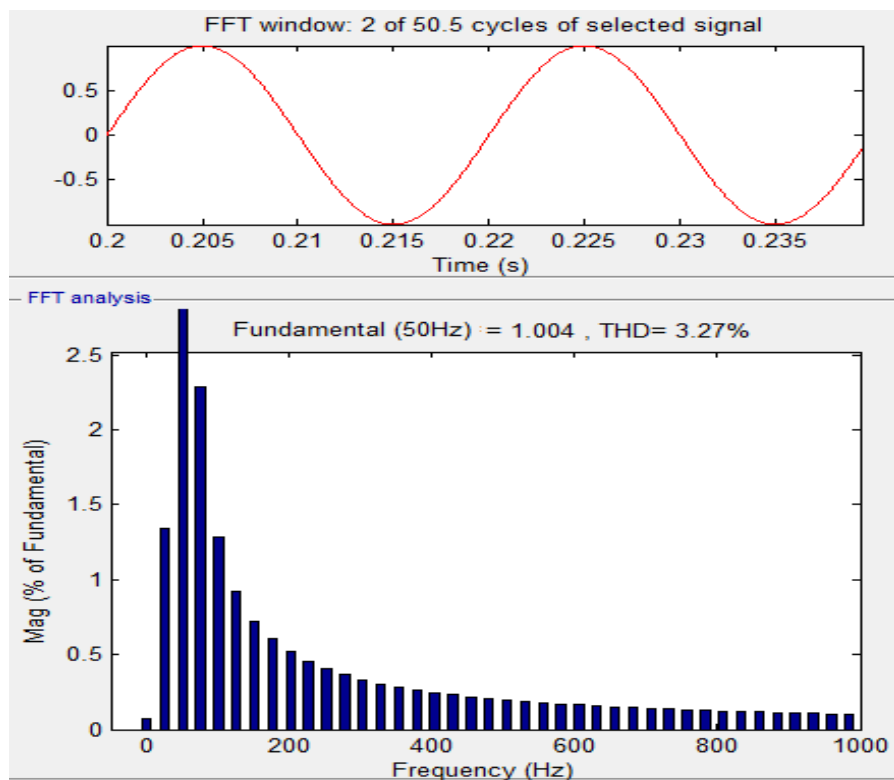


Figure (II-31) : les harmoniques du courant de la commande MLI d'un onduleur monophasé

Avec la stratégie PWM, nous pouvons obtenir une tension de sortie sinusoïdale, avec moins de distorsion harmonique obtenue avec la commande symétrique et décalée.

2.2.4.2. Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale-triangulaire :

Dans la modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale, plusieurs impulsions sont utilisées dans chaque demi-cycle de tension de sortie, mais la largeur des impulsions varie avec l'amplitude de la tension de référence de l'onde sinusoïdale. En cas de largeur d'impulsion sinusoïdale modulation, la largeur de l'impulsion au centre du demi-cycle est maximale et décroît sur l'un ou l'autre côté. La génération du signal de déclenchement des commutateurs en comparant un signal de référence sinusoïdal v_r avec un signal de porteuse triangulaire v_c est représenté sur la Fig. 11.40. Un comparateur est utilisé pour comparer une sinusoïdale signal de référence v_r par rapport à un signal porteur triangulaire v_c . Lorsque l'amplitude de la sinusoïdale le signal de référence est supérieur à l'amplitude du signal porteur triangulaire, la sortie du comparateur est élevée.

Si l'amplitude du signal de référence sinusoïdal est inférieure à l'amplitude du signal porteur triangulaire, la sortie du comparateur est faible.

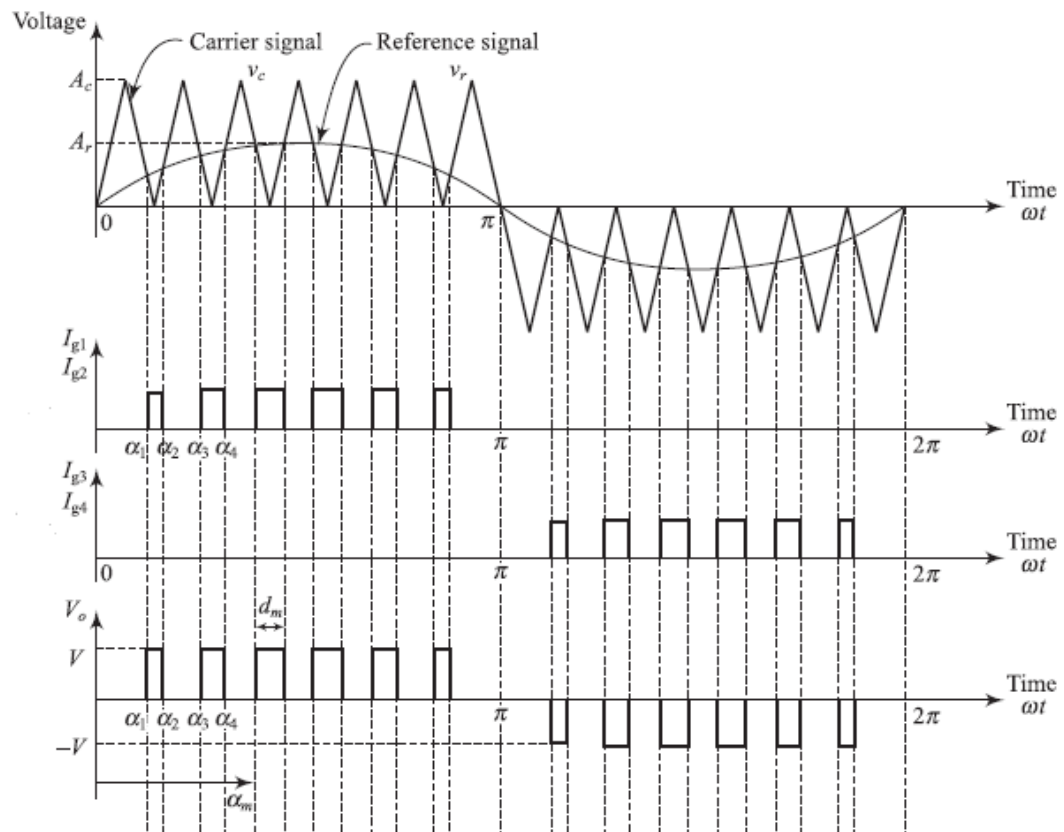


Figure (II-32) : Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale-triangulaire.

Si la fréquence du signal porteur est f_c et la fréquence du signal de référence sinusoïdal est f_r , il y a $m = \frac{f_c}{2 f_r}$ impulsions porteuses par demi-cycle. Le nombre d'impulsions dans chaque demi-cycle est égal à $\left(\frac{f_c}{2 f_r} - 1\right) = (m - 1)$.

L'indice de modulation est $m = \frac{A_r}{A_c}$ et il contrôle la tension efficace de sortie et le contenu harmonique de la forme d'onde de la tension de sortie.

Lorsque d_m est la largeur de la $m^{\text{ième}}$ impulsion, la valeur efficace de la tension de sortie est :

$$V_0 = V \left[\sum_{m=1}^{2p} \frac{d_m}{\pi} \right]^{1/2}$$

À partir de l'analyse harmonique de la tension de sortie de l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale, les caractéristiques suivantes seront observées :

1. En modulation linéaire (l'indice de modulation est inférieur à 1), les plus grandes amplitudes de la sortie de tension sont associées à des harmoniques de rang :

$$\frac{f_c}{f_r} \pm 1 \quad \text{Ou, } 2m \pm 1$$

Où, m dans le nombre d'impulsions porteuses par demi-cycle.

2. En augmentant le nombre d'impulsions par demi-cycle, l'ordre de fréquence harmonique dominante peut être augmenté afin que les signaux de fréquence harmonique d'ordre supérieur puissent être facilement filtrés et la taille du filtre est minimisée. Si $m = 5$, les harmoniques de rang 9 et 11 seront significatives dans la tension de sortie et ces signaux peuvent être filtrés facilement. Mais avec l'augmentation de m , la fréquence de commutation des dispositifs semi-conducteurs sera augmentée. Par conséquent, la perte de commutation sera plus et l'efficacité de l'onduleur sera réduite. Lors de la conception de l'onduleur, il doit y avoir un état de compromis entre l'exigence de filtre et l'efficacité de l'onduleur.

En cas de sur modulation (l'indice de modulation est supérieur à 1), les harmoniques d'ordre inférieur seront été présent dans le signal de sortie et la largeur d'impulsion n'est plus une fonction sinusoïdale de la position angulaire de l'impulsion.

La forme d'onde de tension de sortie de l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale peut être exprimée par Série de Fourier comme indiqué ci-dessous.

$$v_0(t) = b_n \sin n\omega t \quad \text{Pour } n=1,3,5,7$$

Où :

$$b_n = \sum_{m=1}^{2p} \frac{4V}{n\pi} \sin \frac{nd_m}{4} \left\{ \sin n \left(\alpha_m + \frac{3d_m}{4} \right) - \sin n \left(\pi + \alpha_m + \frac{d_m}{4} \right) \right\} \quad \text{Pour } n=1,3,5,7,\dots$$

- pour $\alpha_m = \omega t_m$ Avec $t_m = \frac{\alpha_m}{\omega} = t_x + \frac{T}{4(p+1)}$

Où, t_x est calculé à partir des équations suivantes :

$$1 - \frac{4t(p+1)}{T} = M \sin \left\{ \omega \left(t_x + m \frac{T}{4(p+1)} \right) \right\} \quad \text{Pour } n=1,3,5,7,\dots,2p$$

Et

$$\frac{4 t(p+1)}{T} = M \sin \left\{ \omega \left(t_x + m \frac{T}{4(p+1)} \right) \right\} \quad \text{Pour } m=2,4,6,\dots,2p$$

- La largeur de la m^{ième} impulsion en angle est :

$$d_m = \alpha_{m+1} - \alpha_m$$

- La largeur d'impulsion dans le temps est :

$$t_{m+1} - t_m = \frac{\alpha_{m+1}}{\omega} - \frac{\alpha_m}{\omega}$$

La variation de $\frac{V_1}{V}$ par rapport à M est illustré sur la Fig. II.26

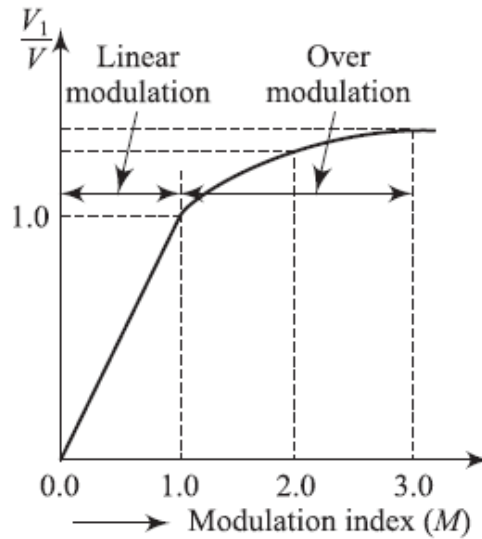


Fig. II.33: La variation de $\frac{V_1}{V}$ par rapport à M.

2.2.4.3. La simulation de la MLI :

a) Sinus-triangulaire SPWM :

La figure II.27 présente le signal SPWM avec une tension d'entrée 100V ; et une charge $R=10\Omega$

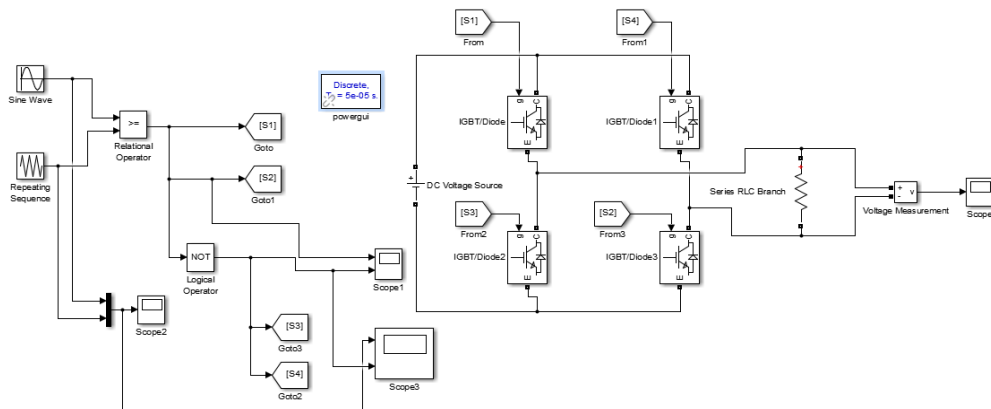


Figure II.34. Schéma de simulation de la commande SPWM.

Après la simulation, nous avons trouvé les résultats suivants :

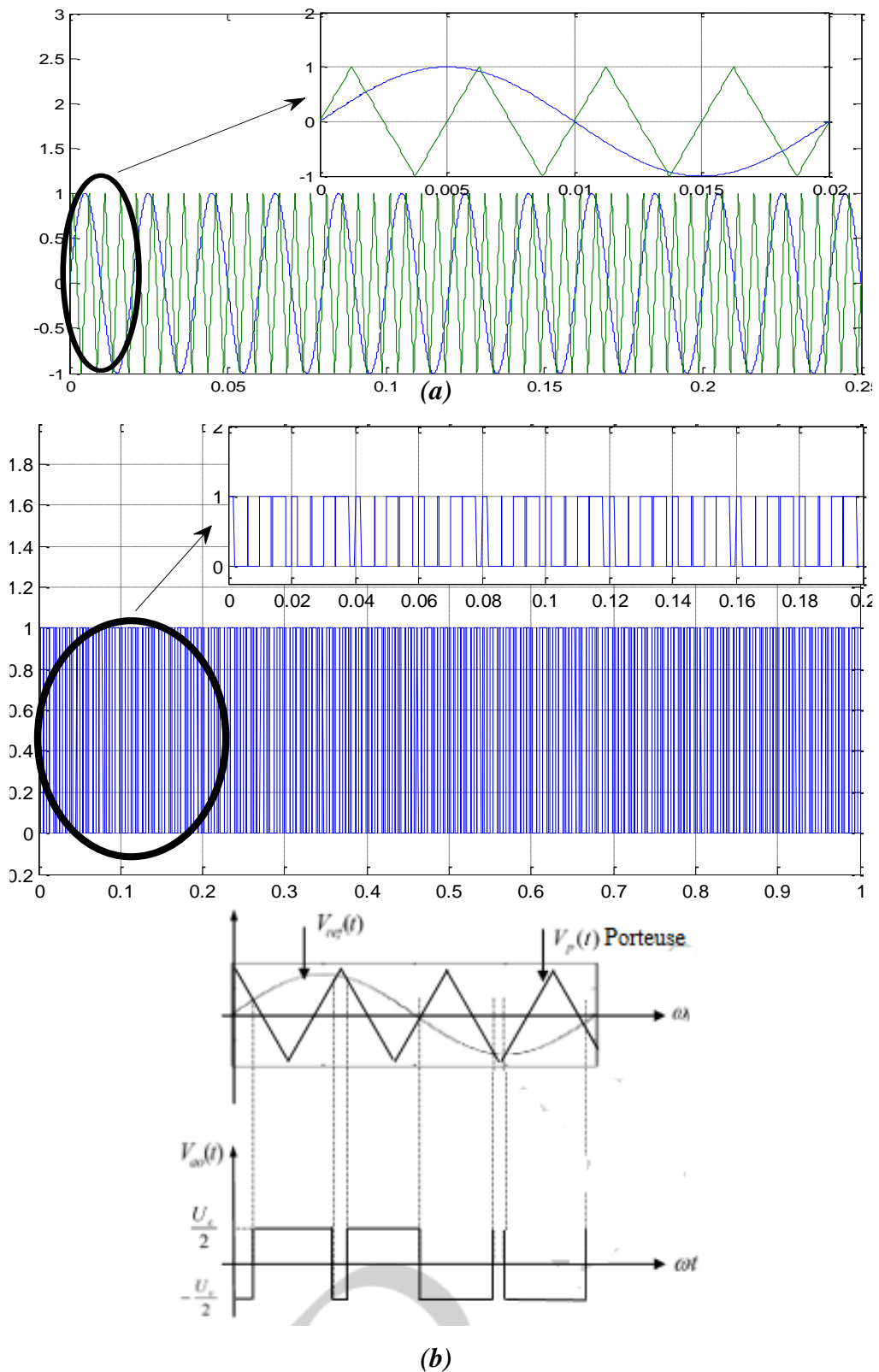


Figure II.35. Formes d'ondes de la tension et du courant de la commande SPWM

(a) Résultat de la simulation (b) résultat théorique

Après la visualisation d'amplitude des harmoniques par rapport à la fondamentale afin de déduire le THD du signal

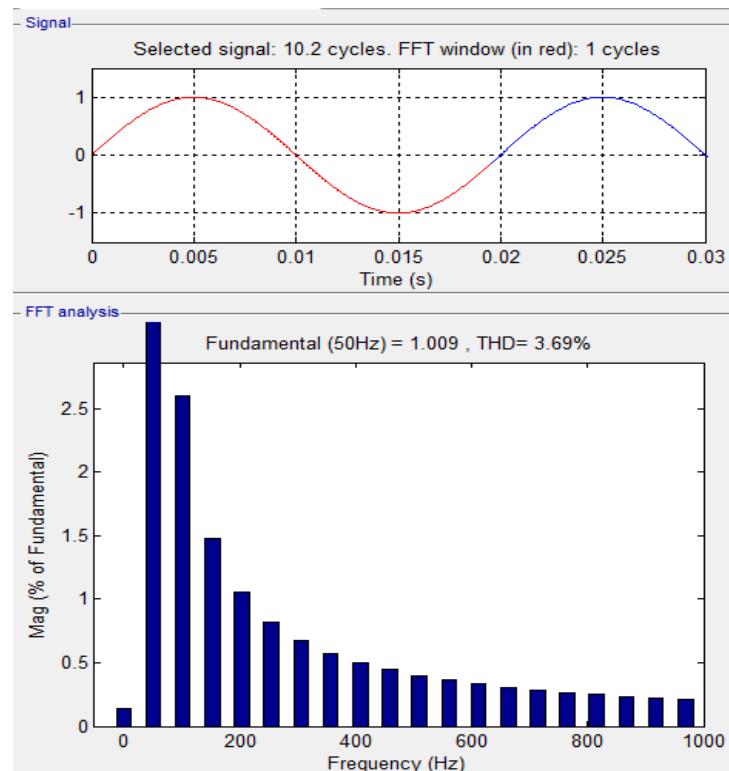


Figure (II-36) : les harmoniques de la commande SPWM d'un onduleur monophasé

On remarque que la forme d'onde obtenue par cette technique (MLI), que ce soit pour le courant ou la tension, est meilleure que celle obtenue à travers les techniques précédentes (symétriques et décalée) selon le tableau ci-dessous.

Type de commande	THD ₁ %
Commande symétrique	29.39%
Commande décalée	13.10%
Commande SPWM	3.69%

Tableau II.2. : La comparaison du THD des 3 commandes

Avec la stratégie SPWM, nous pouvons obtenir une tension de sortie presque sinusoïdale, avec moins de distorsion harmonique obtenue avec la commande symétrique et décalée.

b) MLI Unipolaire :

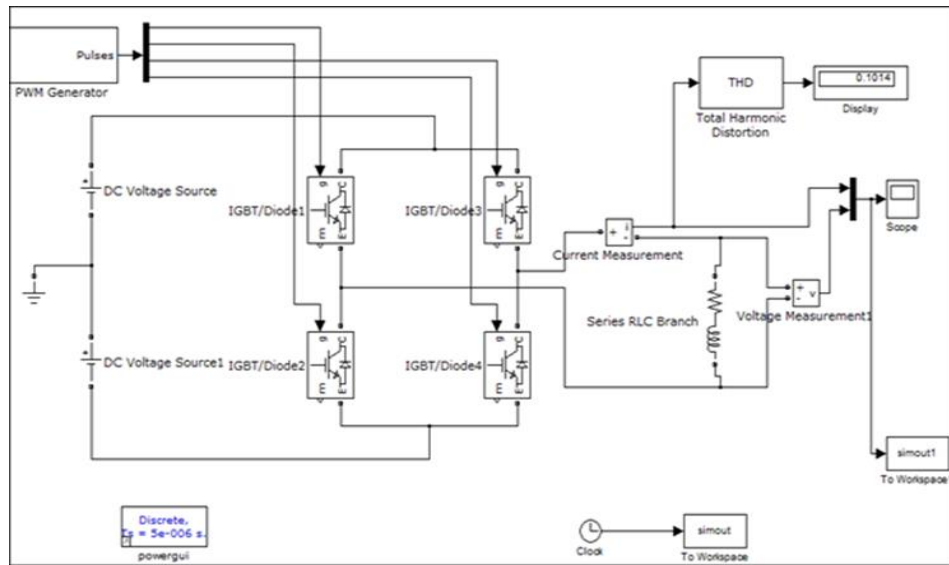


Figure II.36 : montage d'un onduleur monophasé (commutation unipolaire).

Dans la MLI unipolaire, les impulsions de tension sont générées uniquement dans un sens, généralement positif, tandis que le zéro est maintenu pendant la partie négative du signal. La tension de sortie est obtenue en variant la durée des impulsions positives

La Figure II.31 montre l'allure du courant et de la tension de la charge inductive pour une source de 100V et $R=1\Omega$ et $L=5\text{ mH}$.

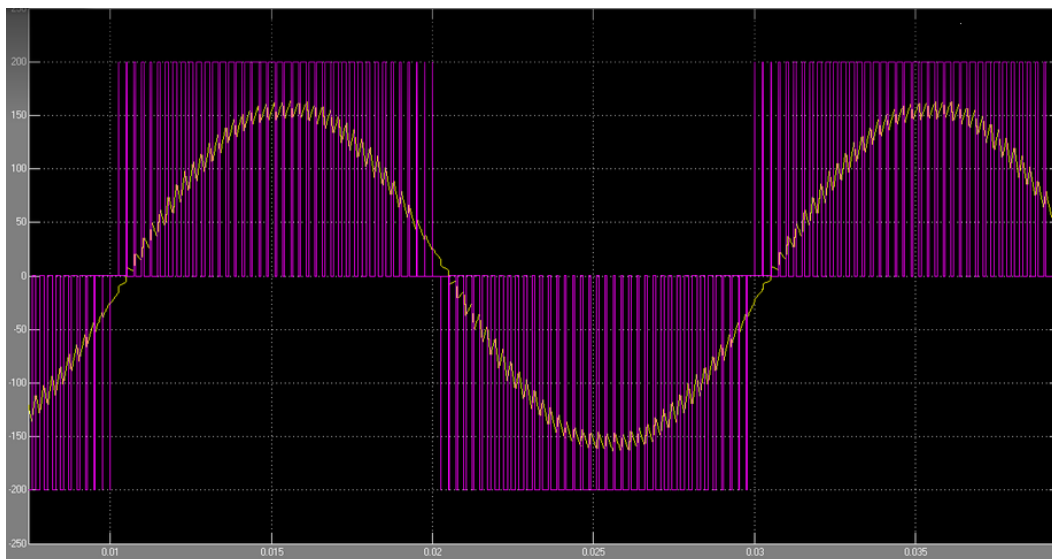


Figure II.37 : Allure du courant et de la tension (commutation unipolaire).

Dans ce cas on a 4 signaux différents :

- $+V_s$ ou 0 : de 0 à 180°
- $-V_s$ ou 0 : de 180° à 360

N.B : Il y'a un déphasage entre le courant et la tension à cause de la charge inductive.

b.1. Effets de la fréquence sur la réduction du THD :

F _p (Hz)	150	250	550	1000	2000
THD(%)	44,7	34,96	18	10,14	03,438

Tableau II.3 Effets de la fréquence sur le THD de la commande unipolaire

Ces résultats illustrent bien l'effet de l'augmentation de la fréquence sur la réduction du taux d'harmoniques (THD)

Les figures suivantes montrent l'allure du courant et de la tension de la charge inductive en variant la fréquence de porteuse et l'harmonique pour une source de 100V et R=1Ω et L=5 mH.

- Pour $f_p=150\text{Hz}$:

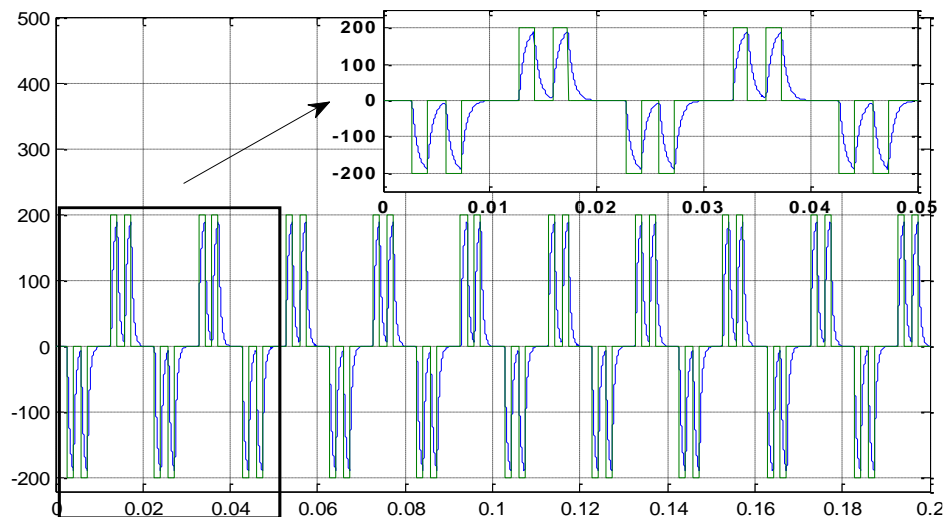


Figure II.38 : Allure du courant et de la tension pour « $f_p=150\text{ Hz}$ ».

- Pour $f_p=550\text{Hz}$:

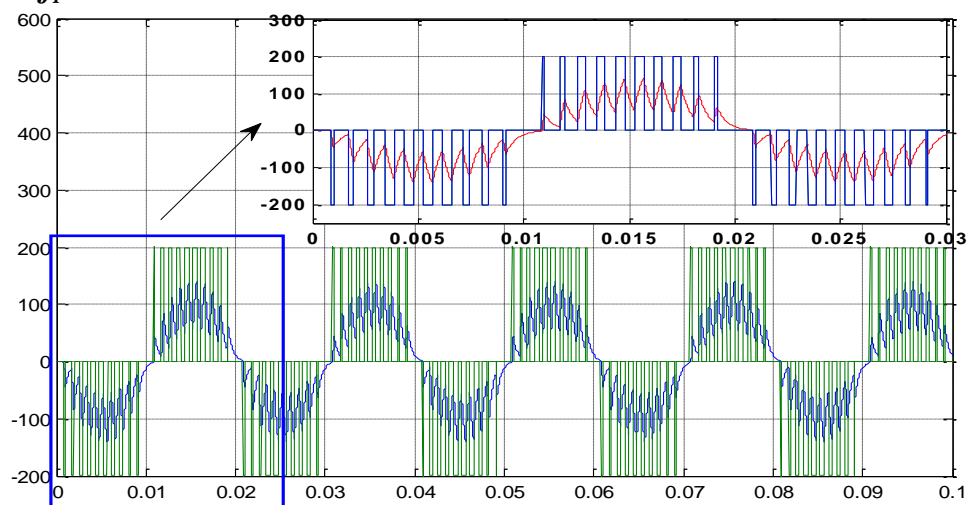


Figure II.39: Allure du courant et de la tension pour « $f_p=550\text{ Hz}$ ».

- Pour $f_p=2000\text{Hz}$:

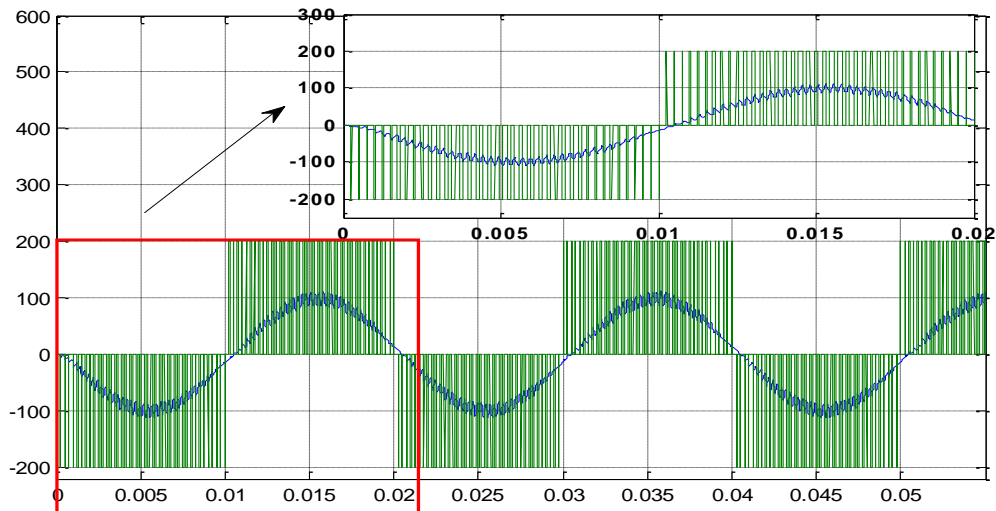


Figure II.38 : Allure du courant et de la tension pour « $f_p=2000\text{ Hz}$ »

- **Interprétation des résultats :**

D'après les figures précédentes on remarque que le nombre des harmoniques est très élevés lorsque les fréquences de la porteuse sont basses, donc pour éliminer le nombre des harmoniques on augmente les fréquences, de même la forme de courant va rapprocher à la forme sinusoïdale.

b.2. L'effet des variations des fréquences de sorties sur les fréquences de la sinusoïde :

F (V)	50	150	550	1000	2000
Fr (sinusoïde)	50	150	550	1000	2000

Tableau II.4. Effets de la fréquence de sortie sur la fréquence de la sinusoïde (Commande unipolaire).

- Pour $f_r=50\text{ Hz}$:

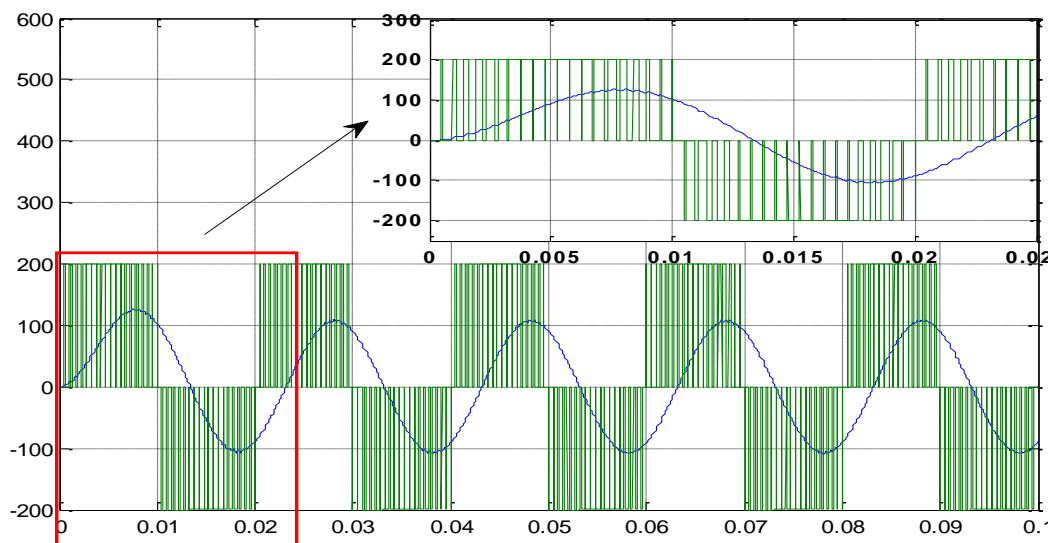


Figure II.39 : Allure du courant et de la tension pour « $f_r=50\text{Hz}$ »

- Pour $f_r=550 \text{ Hz}$:

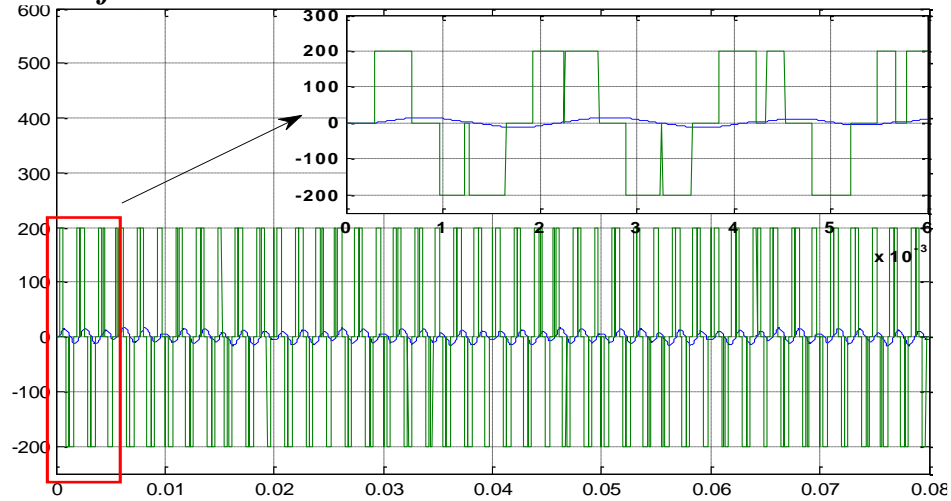


Figure II.42: Allure du courant et de la tension pour « $f_r=550\text{Hz}$ »

- Pour $f_r=2000 \text{ Hz}$:

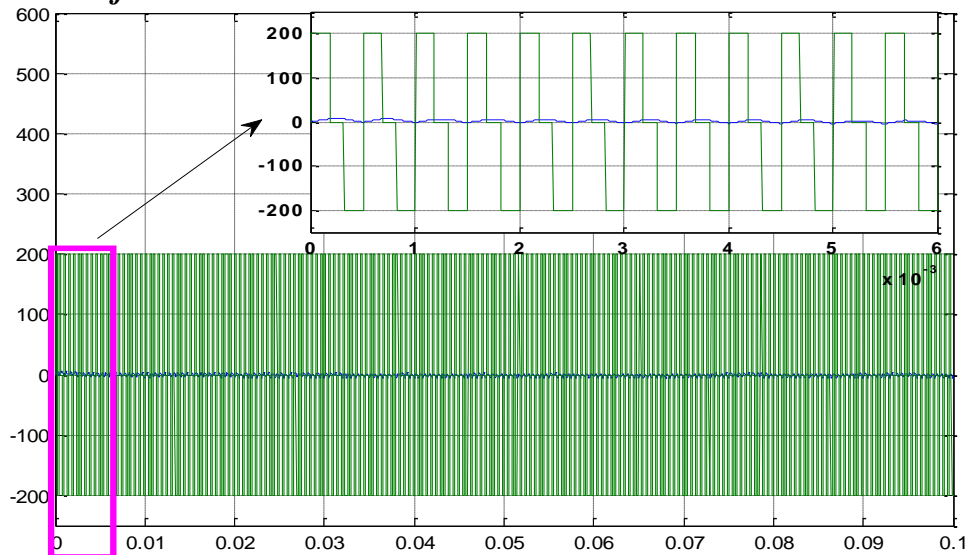


Figure II.43 : Allure du courant et de la tension pour « $f_r=2000 \text{ Hz}$ »

c) Commutation Bipolaire :

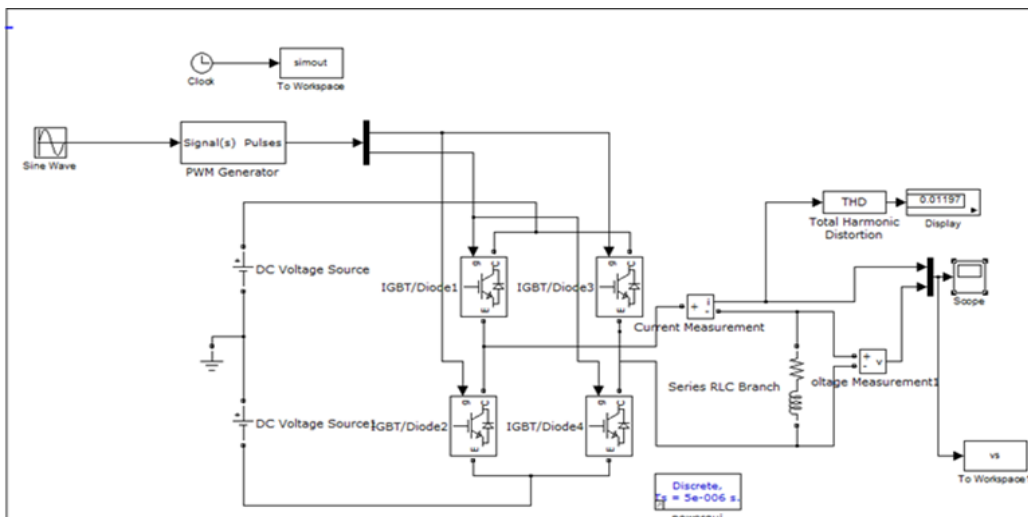


Figure II.44: montage d'un onduleur monophasé (commutation Bipolaire).

Dans la MLI bipolaire, des impulsions de tension sont générées dans les deux sens, positive et négative, autour du point de référence zéro. La tension de sortie est obtenue en modulant la durée des impulsions positives et négatives.

La *Figure II.39* montre l'allure du courant et de la tension de la charge inductive avec une source de 100V.

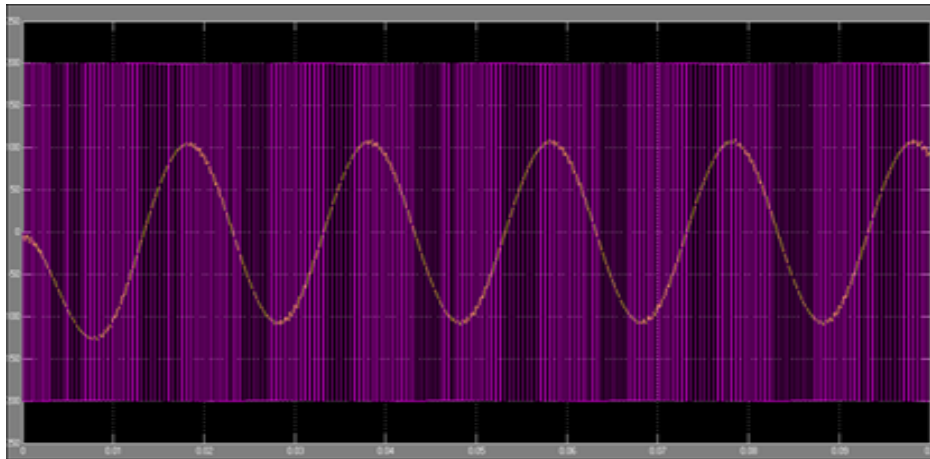


Figure II.45 : Allure du courant et de la tension de la commutation Bipolaire.

On a 2 cas : ($V_L \neq 0$)

- Q1 ,Q2 ON et Q2 ,Q3 OFF $\rightarrow V_L = +V_S$.
- Q2 ,Q3 ON et Q1 ,Q4 OFF $\rightarrow V_L = -V_S$.

c.1. L'effet des variations de l'indice de modulation (m) sur l'amplitude du courant :

m	0.9	0.8	0.5	0.4	0.3	0.1
Imax	130	110	75	50	45	20

Tableau II. 5.. Effets de de l'indice de modulation (m) sur l'amplitude du courant (Commande bipolaire)

- Pour $m=0.9$:

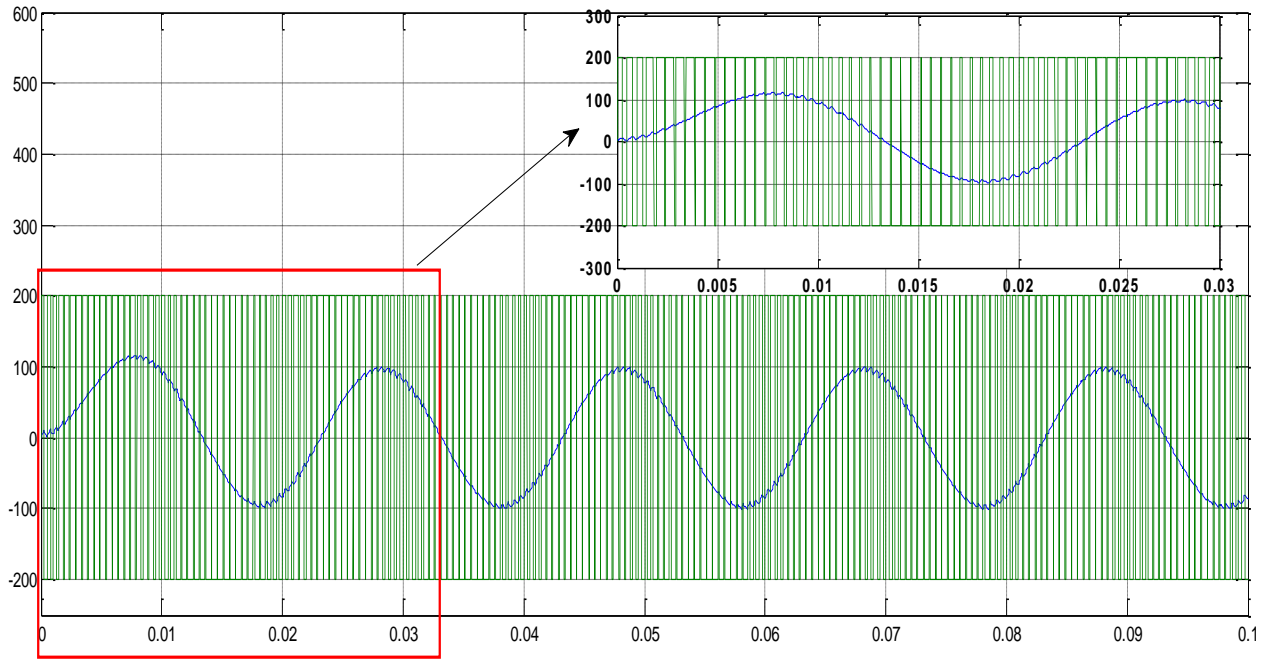


Figure II.45 : Allure du courant et de la tension de la commutation Bipolaire pour « $m=0.9$ »

- Pour $m=0.3$:

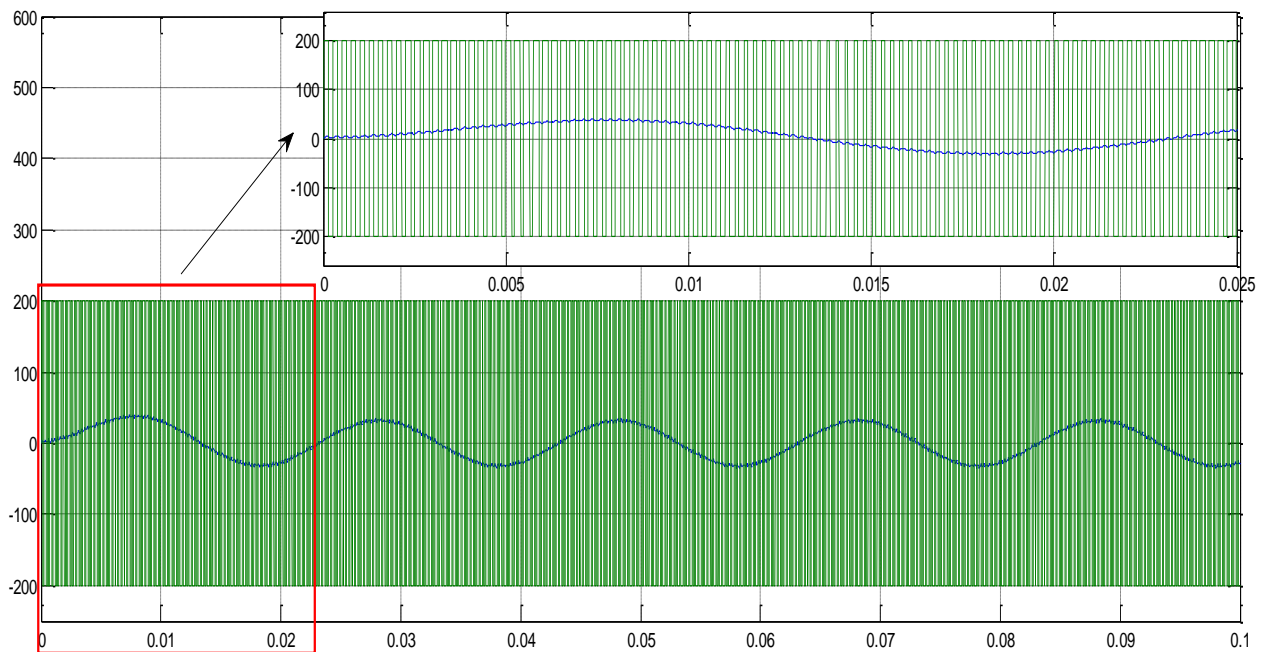


Figure II.46 : Allure du courant et de la tension de la commutation Bipolaire 4pour « $m=0.3$ »

- Pour $m=0.1$:

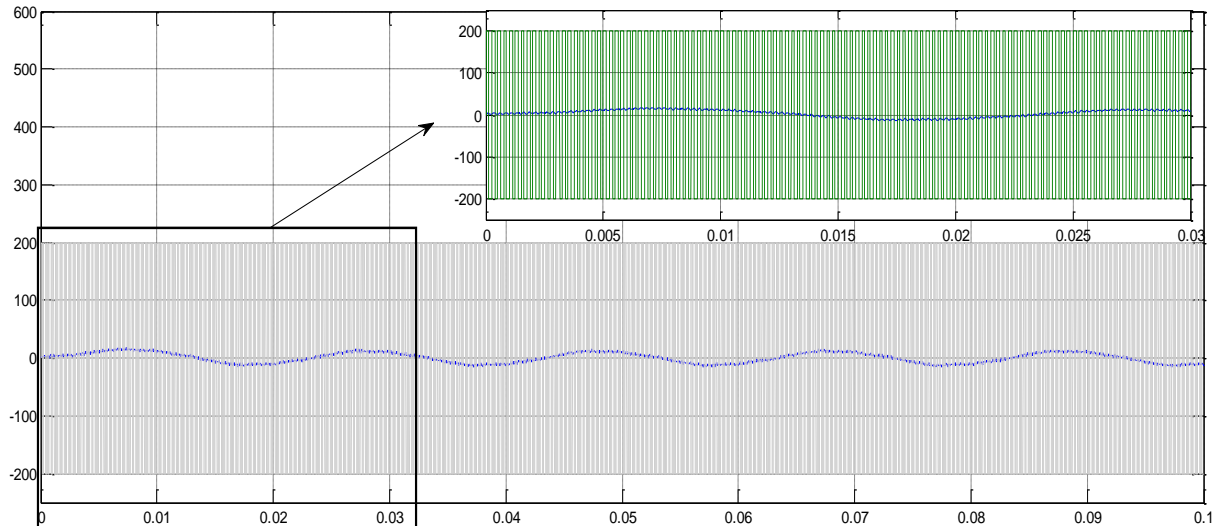


Figure II.46 : Allure du courant et de la tension de la commutation Bipolaire pour « $m=0.1$ ».

c.2. Effets de la fréquence sur le THD :

F_p (Hz)	150	250	550	2000
THD(%)	30.11	32.99	25.28	22.74

Tableau II.6. Effets de la fréquence sur le THD (commande bipolaire)

- **Interprétation des résultats :**

1. Afin de réduire la distorsion harmonique totale du courant, on augmente le réglage de la fréquence de la porteuse dans le bloc générateur PWM (pour la commande MLI unipolaire) et vice-versa pour la commande MLI bipolaire.
2. Afin de modifier la fréquence de sortie de la forme d'onde, on modifie la fréquence du réglage de la tension de sortie (Hz) dans le bloc générateur PWM.
3. Pour modifier l'amplitude du courant de sortie on modifie les paramètres de l'indice de modulation dans le bloc générateur PWM.

5.3. Comparaison entre différentes commande MLI

Il est important de choisir le type de commande MLI en fonction des exigences spécifiques de l'application, nous allons effectuer une comparaison détaillée des performances des différentes stratégies de commande des onduleurs.

Commandes Caractéristiques	Commande MLI bipolaire	Commande MLI unipolaire	Commande MLI par hystérésis
Gamme de tension de sortie	Positive et négative	Positive uniquement	Positive uniquement
Distorsion harmonique	Faible	Moyenne à élevée	Faible à moyenne
Réponse aux variations rapides	Moyenne	Faible	Rapide
Bruit audible	Faible	Moyen à élevé	Faible à moyen

Tableau 2.7. Tableau comparatif entre les trois types de commande MLI.

2.2.2.2. Principaux avantages et inconvénients de la MLI :

a. Les avantages :

- Une bonne élimination d'harmonique par rapport aux autres commandes. [22]
- Avec une même source continue la MLI permet l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones.
- La variation de la valeur du fondamental de tension de sortie.
- La MLI permet d'écarter vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie (le filtrage).

b. Les inconvénients :

- Aucune de ces techniques ne réduit de façon significative le problème d'harmoniques.
- Le contenu harmonique généré par une onde M.L.I entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, pertes Joule et pertes par courants de Foucault.
- Elle génère des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques dans les machines tournantes des oscillations de couple.
- Elle déstabilise le système à cause de l'injection du bruit sur la commande

3. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons exposé les différents type d'onduleurs avec leurs principes généraux de fonctionnement et les applications qui les utilisaient, ainsi que nous avons cité les différentes techniques de commande principales qu'ils ont été examinées : la commande symétrique, la commande décalée et la modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Dans notre projet on a utilisé le NE555, pour qui, va faire l'objet de notre étude et la réalisation dans le prochain chapitre, et nous allons y expliquer les simulations de commandes d'onduleurs à l'aide des logiciels MATLAB/SIMULINK et PROTEUS

Chapitre III :

*simulation et commande d'un
onduleur monophasé à base du
temporisateur NE555*

Introduction :

Nous allons étudier le temporisateur NE555 en mentionnant ses caractéristiques et son principe de fonctionnement et on va simuler le montage d'un onduleur monophasé avec les deux logiciels MATLAB/Simulink et PROTEUS, Les différents résultats des simulations seront présentés et interprétés.

1. Temporisateur NE555 :

1.1. Définition d'un temporisateur :

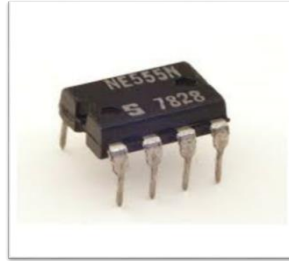
C'est un circuit électronique qui permet de mettre en route un système pendant un certain temps et ses applications sont variées, par exemple activer un circuit pendant quelque seconde... heures et jours par exemple :

- Allumer une lampe pendant 3 heures à partir du moment où la nuit tombe.
- Retarder la production d'un évènement (déclencher une sirène si aucun code valide n'a pas été saisi).

Un temporisateur peut être construit à partir d'un simple monostable (qui peut faire le même travail que le timer ; non agissant comme commande mais comme retardateur de commande), mais il y'a d'autre solutions qui permettent d'obtenir des durées de temporisation très longue, Si on peut disposer d'une grande durée de temporisation en concevant une valeur de condensateur raisonnable, cette façon est un circuit mettant en œuvre un circuit intégré style « timer » tel le célèbre NE555.

1.2. Composant NE555 :

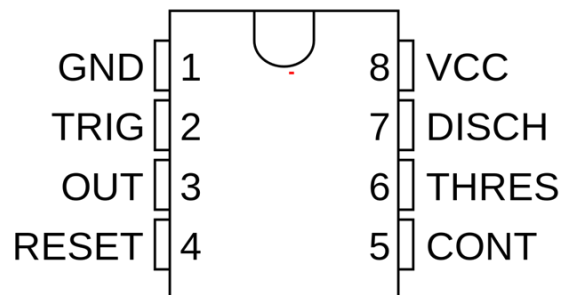
Le NE555 a été créé en 1970 par Hans R CAMENZIND et commercialisé en 1971 par SIGNETICS (maintenant NXP semi-conducteur), C'est un circuit intégré utilisé pour la temporisation ou en mode multivibrateur : Oscillateur électronique dont un seul type d'élément qui stocke les charges qui circule dans le circuit, il est nommé 555 à cause de la présence de 3 résistances dont chacune 5 kOhm qui est utilisée comme un diviseur de tension qui est inclut dans son installation interne. Ce composant est toujours utilisé en raison de sa facilité d'utilisation, son faible coût et sa stabilité.



FigureIII.1 : NE555 dans un boîtier Dual-in-Line

1.3. Brochage:

- GND : Masse.
- TRIG : Gâchette amorce la temporisation qui détecte lorsque la tension $< 1/3 V_{cc}$
- Out : signal de sortie.
- RESET : La remise à Zéro, interprétation de la temporisation.
- CONT: Accès à la référence interne $2/3 V_{cc}$.
- THRES : Déclenche la fin de la temporisation lorsque la tension atteint $2/3 V_{cc}$.
- DISCH : sert à décharger le condensateur de temporisation.
- VCC : la tension d'alimentation, généralement entre 5V et 15V.



FigureIII.2 : Symbole schématique du 555.

1.4. Caractéristiques :

- Fonctionne sous des tensions d'alimentation de 4,5v à 16v (sorties et entrées compatible TTL).
- Fréquence max 2MHZ.
- Stabilité en température 0,005% par C°.
- Intensité maximales de sortie de 200 mA.
- Temps d'arrêt faible, moins de 2 microsecondes.

Chapitre III : Simulation et commandes d'un onduleur monophasé à base du temporisateur NE555

- Fonctionne en modes monostable et astable.
- Remplacement direct pour SE556 et NE556 (2 minuteries dans un seul boîtier).

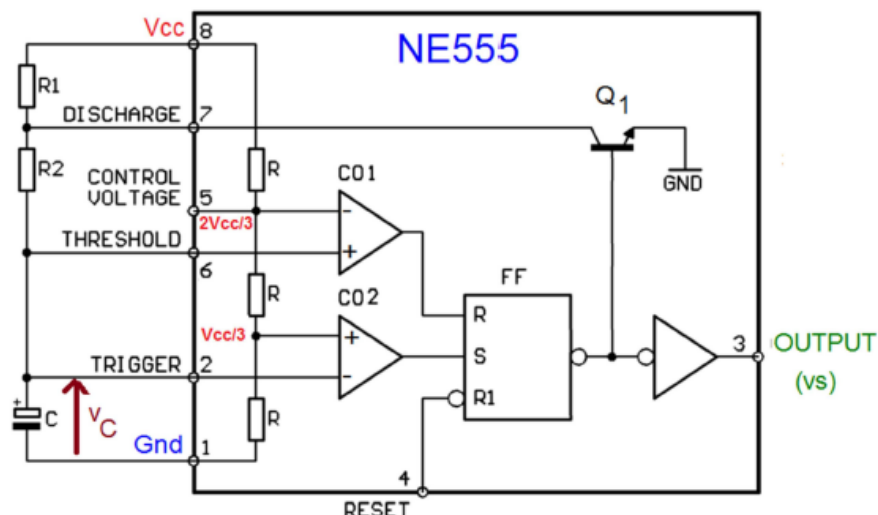
1.5. Applications du NE555 :

- Chronométrage de précision et séquentiel.
- Génération d'impulsion et de temporisation.
- Modulation de largeur d'impulsion et de position d'impulsion.
- Contrôles industriels.

1.6. Principe de fonctionnement :

Le NE555 contient 23 transistors, 2 diodes et 16 résistances qui forment 4 éléments :

- 2 amplificateurs opérationnels de type comparateur : commandés par des diviseurs résistifs $R_1/R_2/R_3$ entrée du NE555.
- Une porte logique de type inverseur.
- Bascule SET-RESET avec Set mise à 0 et reset mise à 1 (sortie inversée).
- Le transistor de décharge fonctionne soit en régime bloqué soit en régime saturé.



*Figure III.3: Schéma bloc interne du circuit NE555
(Relié à trois composants externes R_1 , R_2 et C)*

L'opération du 555 suit la logique de fonctionnement du schéma bloc présenté et peut prendre 4 états différents.

- Le signal RESET est à un niveau bas : La bascule est remise à zéro, le transistor de décharge s'active et la sortie reste impérativement à un niveau bas.

**Chapitre III : Simulation et commandes d'un onduleur monophasé à base du
temporisateur NE555**

- Le signal TRIG est inférieur à $1/3$ de V_{cc} : la bascule est activée (SET) et la sortie est à un niveau haut, le transistor de décharge est désactivé.
- Le signal THRES est supérieur à $2/3$ de V_{cc} : la bascule est remise à zéro (RESET) et la sortie est à un niveau bas, le transistor de décharge s'active.
- Les signaux THRES et TRIG sont respectivement inférieurs à $2/3$ de V_{cc} et supérieurs à $1/3$ de V_{cc} : la bascule conserve son état précédent de même que pour la sortie et le transistor de décharge.

Ces états sont résumés dans le tableau ci-dessous :

RESET	TRIG	THRES	OUT	DISCH
0	X	X	0	Actif
1	$<1/3 V_{cc}$	X	1	Inactif
1	$>1/3 V_{cc}$	$>2/3 V_{cc}$	0	Actif
1	$>1/3 V_{cc}$	$<2/3 V_{cc}$	Valeur précédente	

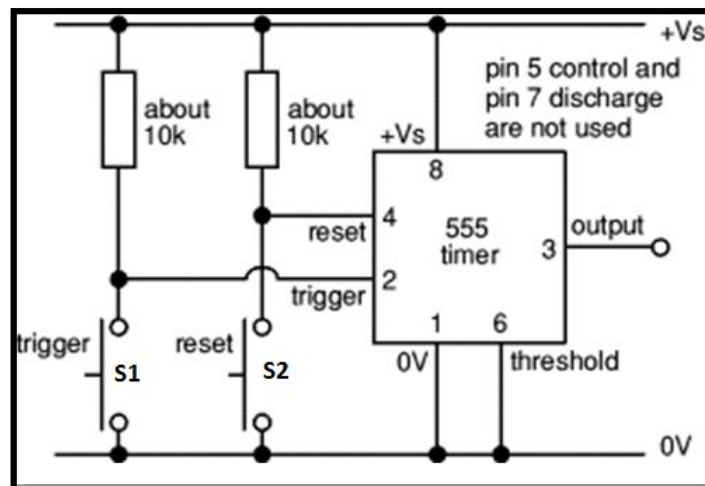
Figure III.4: tableau de fonctionnement du schéma bloc

Le NE555 peut fonctionner selon 3 modes : astable, monostable et bistable, mais dans notre étude on s'intéresse à la configuration astable.

2. Configurations du NE555 :

2.1. Multivibrateur bistable avec NE555 :

Dans cette configuration, le 555 est utilisé comme bascule RS ce qui rend la sortie élevée lorsque la réinitialisation est réduite, la bascule est réinitialisée ce qui rend la sortie basse le 555 bistable ne nécessite pas le condensateur, car l'unité de charge RC n'est pas responsable de la sortie (la charge et décharge du C dans RC) mais elle est contrôlée par les signaux de déclenchement et de réinitialisation externes, le seuil n'est pas utilisé mais il doit être connecté à la terre pour assurer qu'il reste au-dessous de $2/3 V_{cc}$.



FigureIII.5 : configuration bistable du NE555.

2.2. Multivibrateur monostable avec NE555 :

Ce terme signifie que le timer n'a qu'un seul état qui est stable, ce qui permet de générer une impulsion d'une durée définie à l'aide d'une résistance et condensateur à l'entrée TRIG.

L'utilisation du NE555 en configuration monostable sert à générer une impulsion d'une durée définie uniquement avec une résistance et d'un condensateur comme illustrée dans le schéma ci-contre. Une impulsion est générée suite à l'application d'un front descendant à l'entrée du circuit, après l'application du front descendant la bascule interne est activée mais aussi la sortie. Du même coup, le transistor de décharge est désactivé permettant au condensateur C de se charger à travers la résistance R. La forme d'onde aux limites du condensateur est celle d'un circuit de premier ordre RC face à un échelon de tension, c'est-à-dire une exponentielle croissante. Quand cette exponentielle atteint une valeur égale à deux tiers de la tension d'alimentation V_{cc} , la bascule interne est désactivée ramenant la sortie et le condensateur à zéro.

La durée de l'impulsion t_w est donnée par la formule suivante :

$$t_w = 1.1 * R * C$$

On trouve aussi le schéma du 555 en monostable redéclenchable, qui est comme une copie conforme excepté la pin 4 Reset reliée au trigger : à chaque impulsion d'entrée le timer est réinitialisé même si l'impulsion précédente n'est pas terminée.

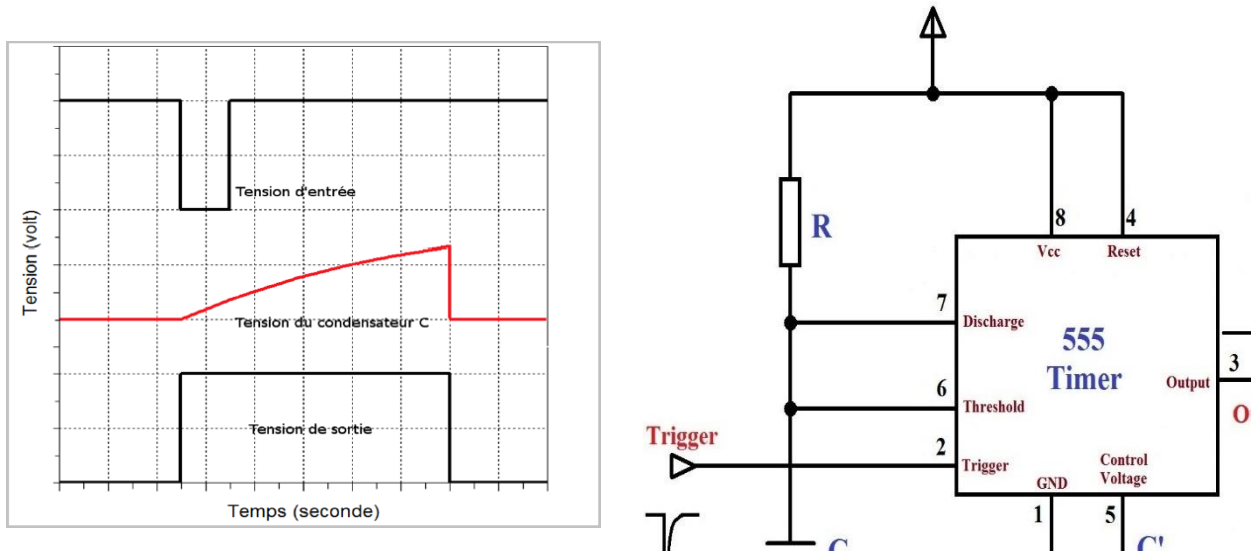


Figure III.6 : configuration monostable du NE555 et les allures de C et Vs

2.3. Multivibrateur astable avec NE555 :

La configuration astable permet d'utiliser le NE555 comme oscillateur. Deux résistances et un condensateur permettent de modifier la fréquence d'oscillation ainsi que le rapport cyclique. L'arrangement des composants est tel que présenté par le schéma ci-contre. Dans cette configuration, la bascule est réinitialisée automatiquement à chaque cycle générant un train d'impulsion perpétuelle.

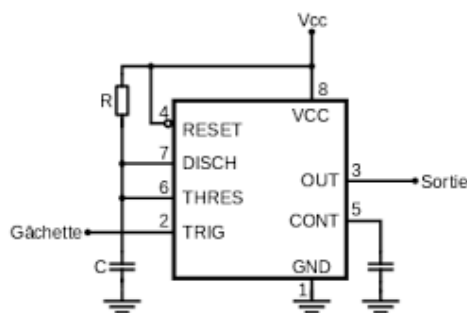


Figure III.7: Diagramme schématique du NE555 en configuration astable.

3. Simulations par logiciel Proteus :

3.1. Montages :

3.1.1. Astable :

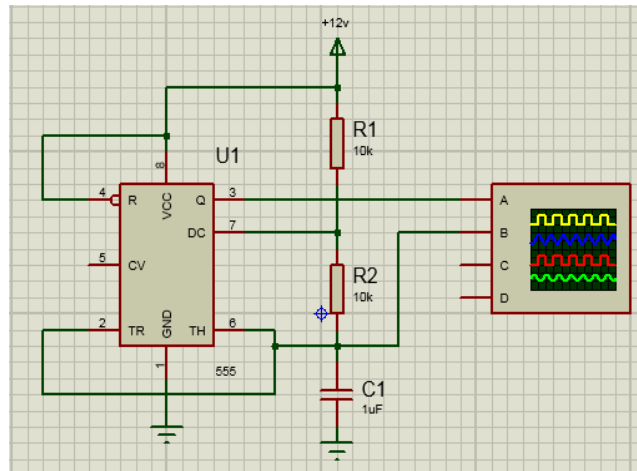


Figure III.8: Montage du circuit astable du NE555.

3.1.2. Graphes :

La Figure II.6 montre les formes d'ondes se NE555 en configuration astable avec ($V_{cc}=6V$, $R_1=R_2=10K\Omega$, $C=1\mu F$, $T_1=14ms$, $T_2=7ms$, $f=47.6Hz$).

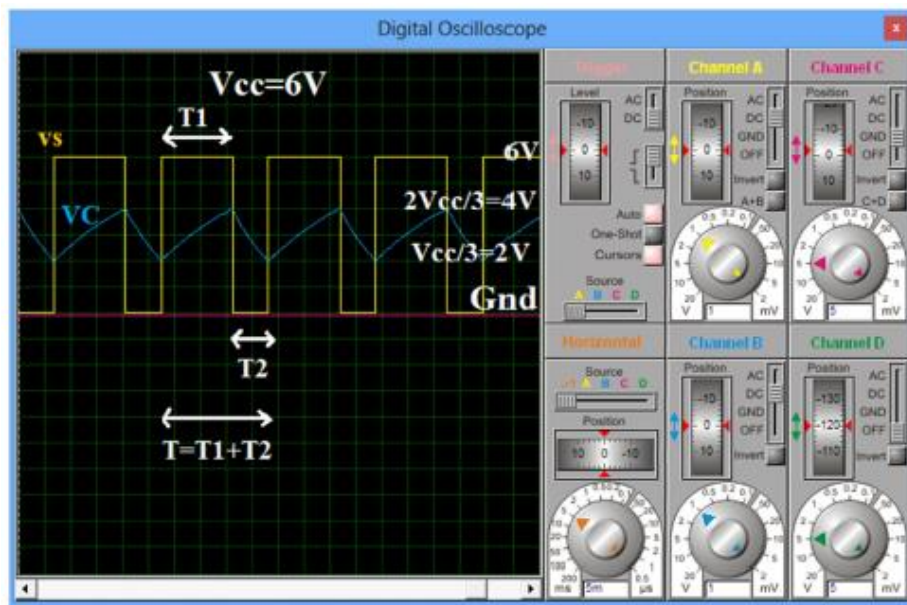


Figure III.9: les formes d'ondes se NE555 en configuration astable.

Une oscillation complète est effectuée lorsque le condensateur se charge de $1/3$ de V_{cc} jusqu'à $2/3$ de V_{cc} avec la formule de charge du condensateur est donnée par : $V_c = V_{cc} (1 - e^{-t/RC})$

**Chapitre III : Simulation et commandes d'un onduleur monophasé à base du
temporisateur NE555**

Donc :

$$t = -RC \ln(1 - e^{VC/V_{CC}})$$

- Pendant la charge (niveau haut) : les résistances R_1 et R_2 sont en série avec le condensateur

$$t_h = (R_1 + R_2) C \ln 2$$

- Lors de la charge (niveau bas), la décharge s'effectue à travers R_2 seulement.

$$t_L = R_2 C \ln 2$$

Alors :

- La période $T = t_h + t_L \Rightarrow T = (R_1 + R_2) C \ln(2) + R_2 C \ln(2)$

Donc :

$$T = (R_1 + 2R_2) C \ln 2$$

C'est de cette façon La fréquence d'oscillations ainsi que le rapport cyclique α suivent les relations suivantes :

- On en déduit la fréquence :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_h + t_L} = \frac{1}{(R_1 + R_2)C \ln 2 + R_2 C \ln 2} \Rightarrow f = \frac{1,44}{(R_1 + 2R_2)}$$

- Ainsi que le rapport cyclique :

$$\alpha = \frac{(R_1 + R_2)C \ln 2}{(R_1 + R_2)C \ln 2 + R_2 C \ln 2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \Rightarrow \alpha = 1 - \frac{R_2}{R_1 + 2R_2}$$

3.2. Bistable :

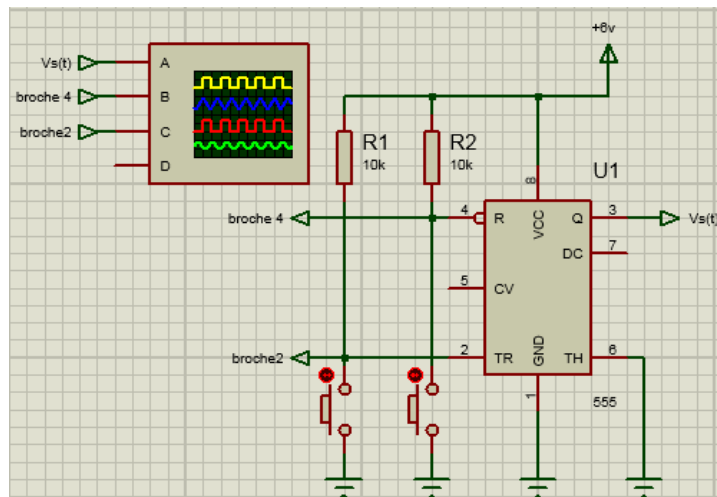


Figure III.9 : Montage du circuit bistable du NE555.

3.2.1 Graphes :

La Figure II.10 montre les formes d'ondes se NE555 en configuration bistable avec ($V_{CC}=6V$, $R_1=R_2=10K\Omega$).

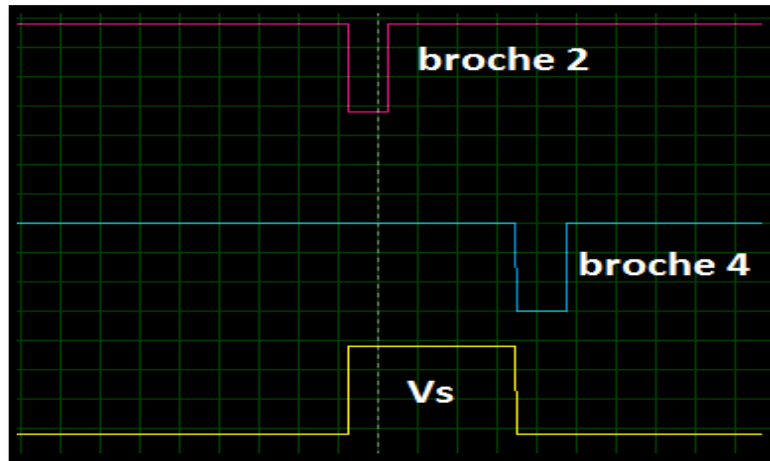


Figure III.10 : Allure de V_s du circuit bistable du NE555.

3.3. Montage monostable :

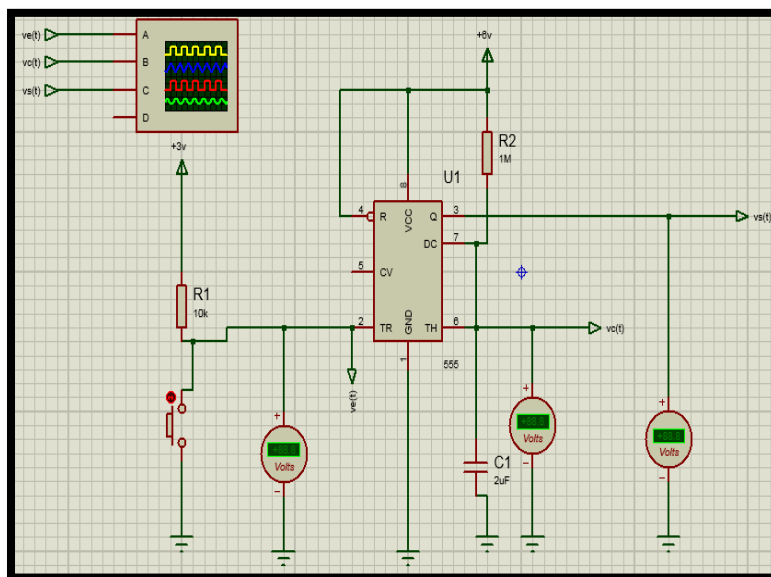


Figure III.11 : Montage du circuit monostable du NE555.

3.3.1 Graphes :

La Figure III.12 montre les formes d'ondes se NE555 en configuration monostable avec ($V_{cc}=6V$, $R_1=R_2=10K\Omega$).

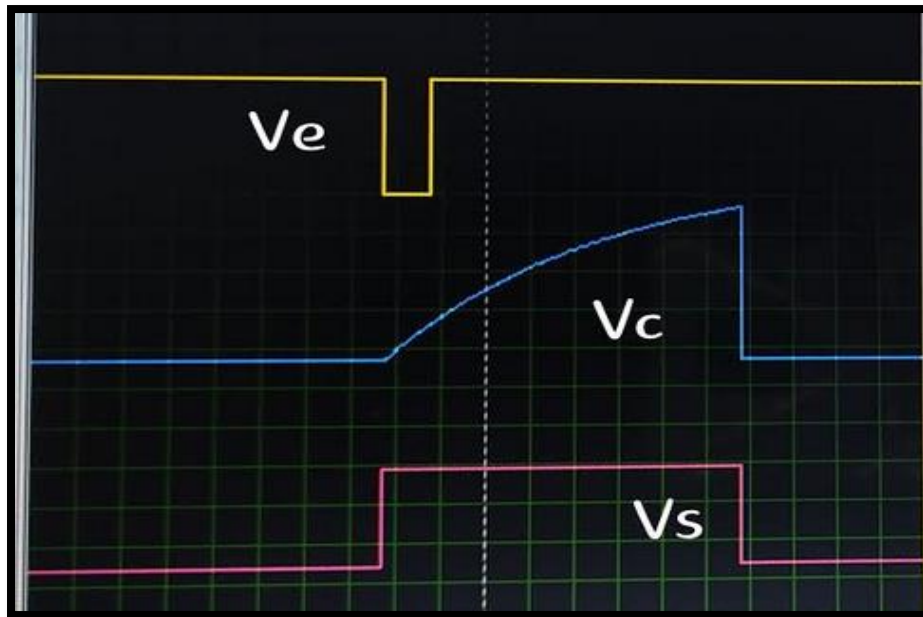


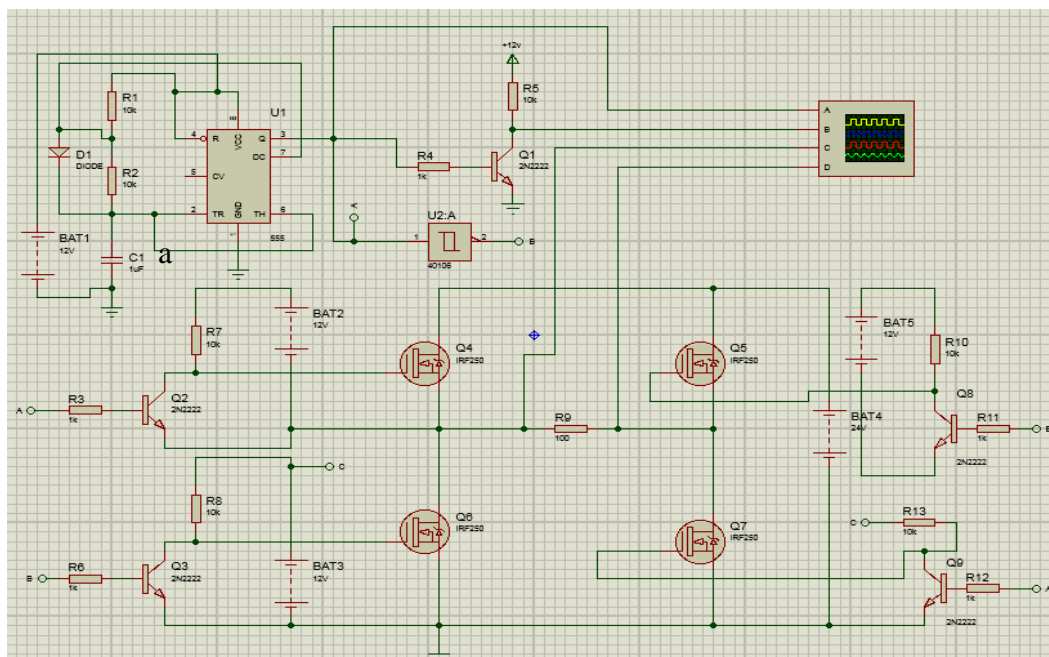
Figure III.12 : Allure de V_s et V_c et V_e du circuit monostable du NE555.

4. Simulation d'un onduleur monophasé par logiciel Proteus version 8.5 :

4.1. Commande symétrique :

4.1.1. Charge résistive :

4.1.1.1. Montage :



*Figure III.13 : montage de l'onduleur monophasé avec commande symétrique
en charge résistive.*

4.1.1.2. Graphes :

**Chapitre III : Simulation et commandes d'un onduleur monophasé à base du
temporisateur NE555**

Figure III.14 montre l'allure du courant et de la tension de la charge résistive pour une source continue de 12V et une charge $R=100\ \Omega$.

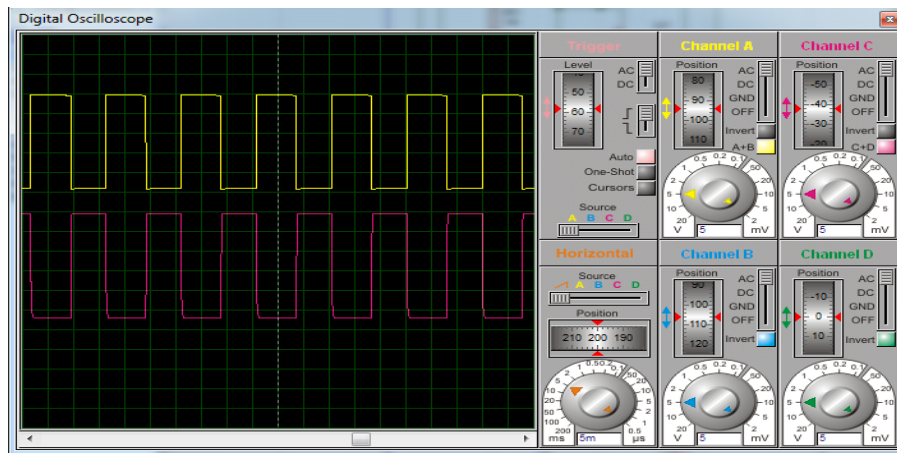
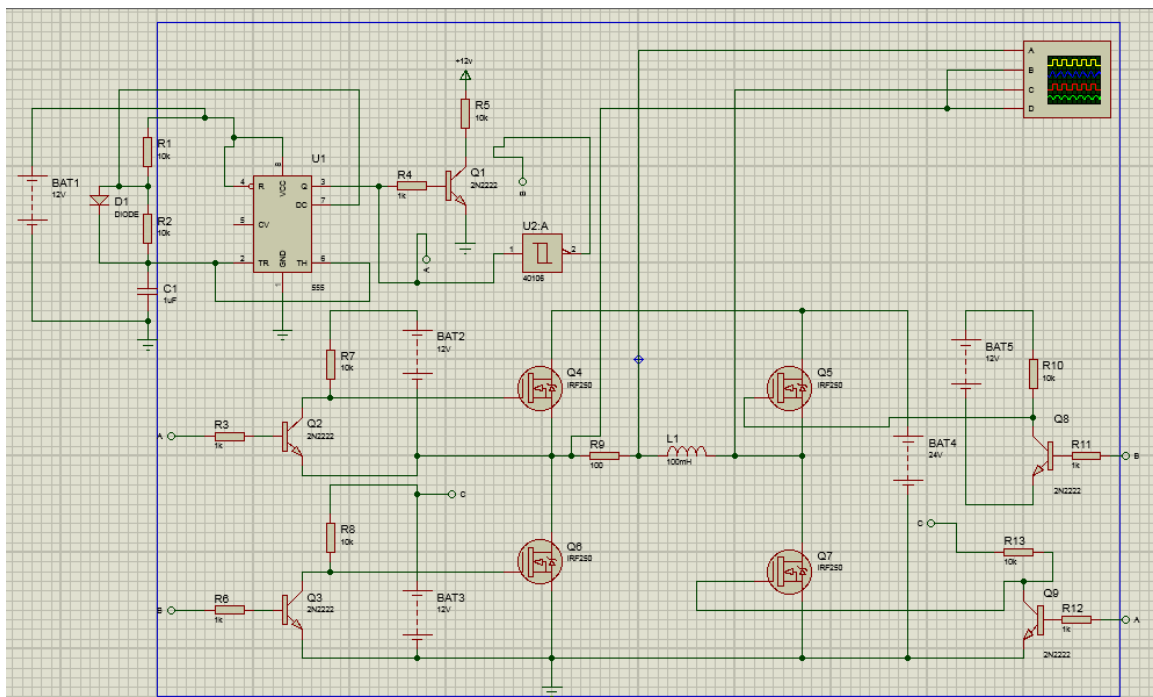


Figure III.14 : l'allure du courant et de la tension de la charge résistive.

4.1.2. Charge inductive :

4.1.2.1. Montage :



*Figure III.15 : montage de l'onduleur monophasé avec commande
symétrique en charge inductive.*

4.1.2.1. Graphes :

**Chapitre III : Simulation et commandes d'un onduleur monophasé à base du
temporisateur NE555**

La Figure III.16 montre l'allure du courant et de la tension de la charge pour une source continue de 12V et une charge RL ($R=100\ \Omega$ et $L=100\text{mH}$).

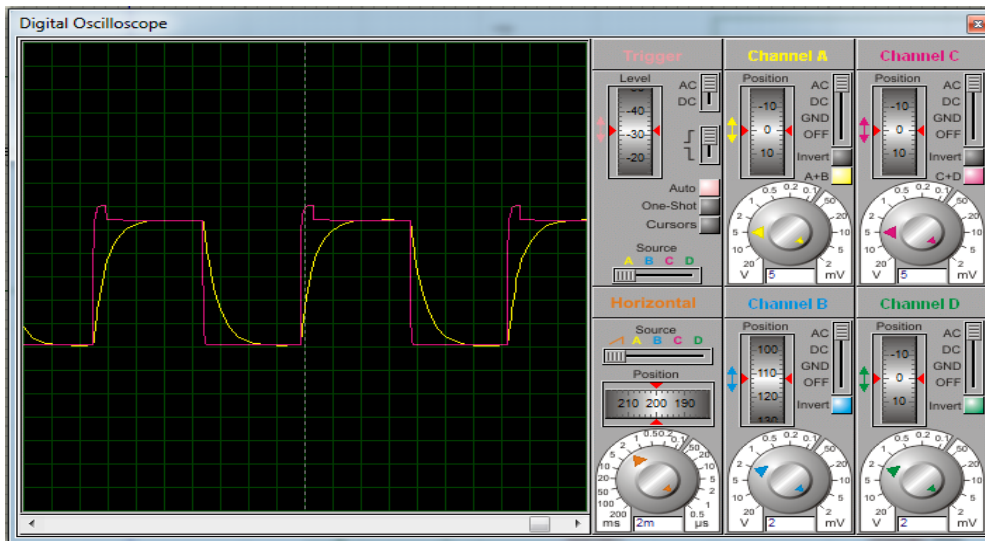


Figure III.16 : l'allure du courant et de la tension de la charge d'une charge inductive

4.2. Commande décalée :

4.2.1. Charge résistive :

4.2.1.1. Montage :

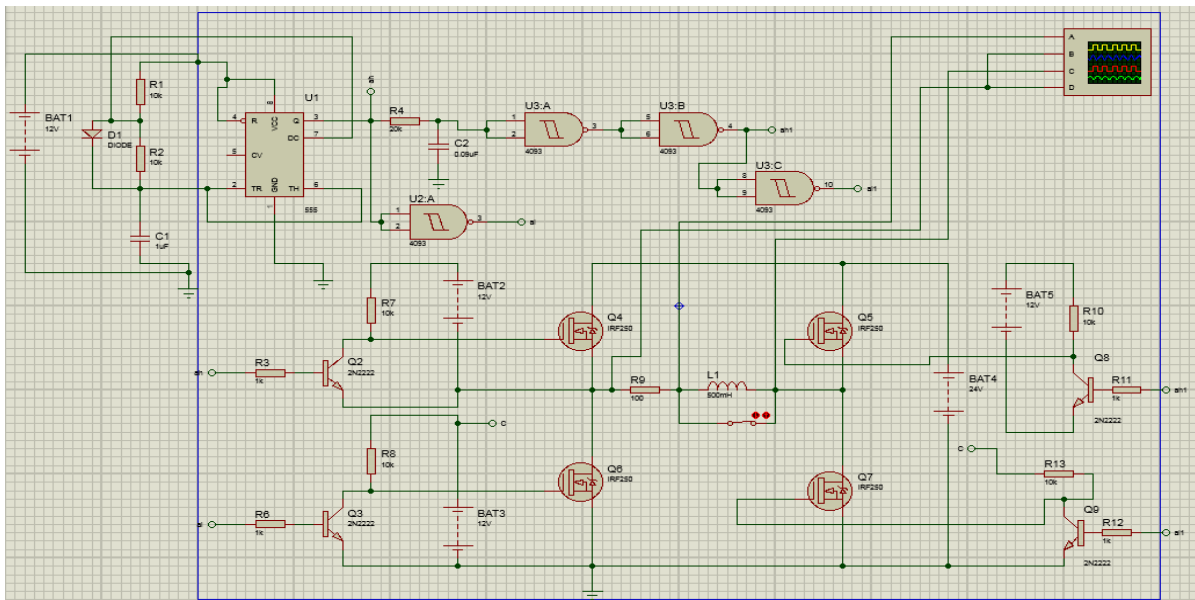


Figure III.17 : montage de l'onduleur monophasé avec commande décalée en charge résistive.

**Chapitre III : Simulation et commandes d'un onduleur monophasé à base du
temporisateur NE555**

4.2.1.2. Graphes :

La Figure III.18 montre l'allure du courant et de la tension de la charge en commande décalée pour une source de 12V et (Circuit de retard : R=20K Ω et C=0.09 μ F).

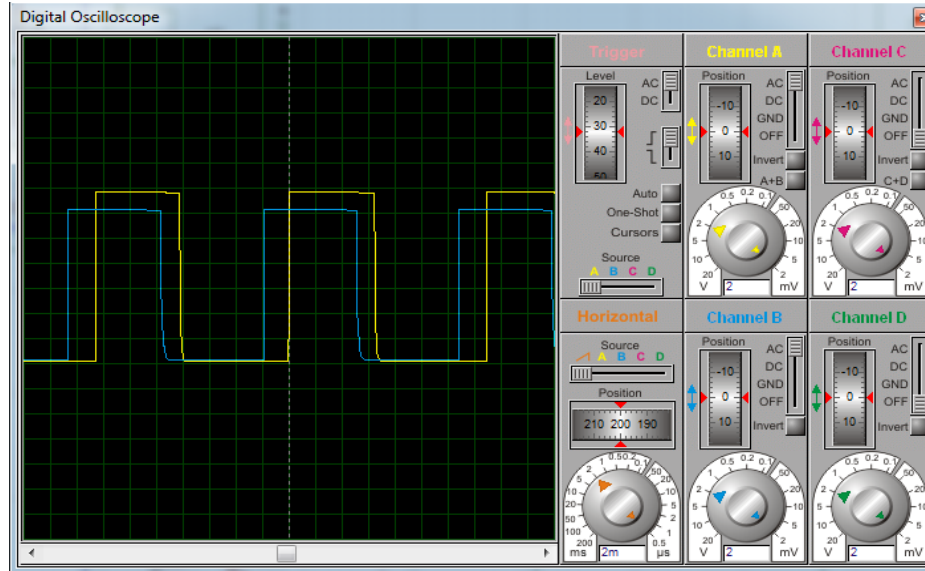


Figure III.18 : l'allure de la tension et le courant de la charge avec la commande décalée.

4.2.2. Charge inductive :

4.2.2.1. Montage :

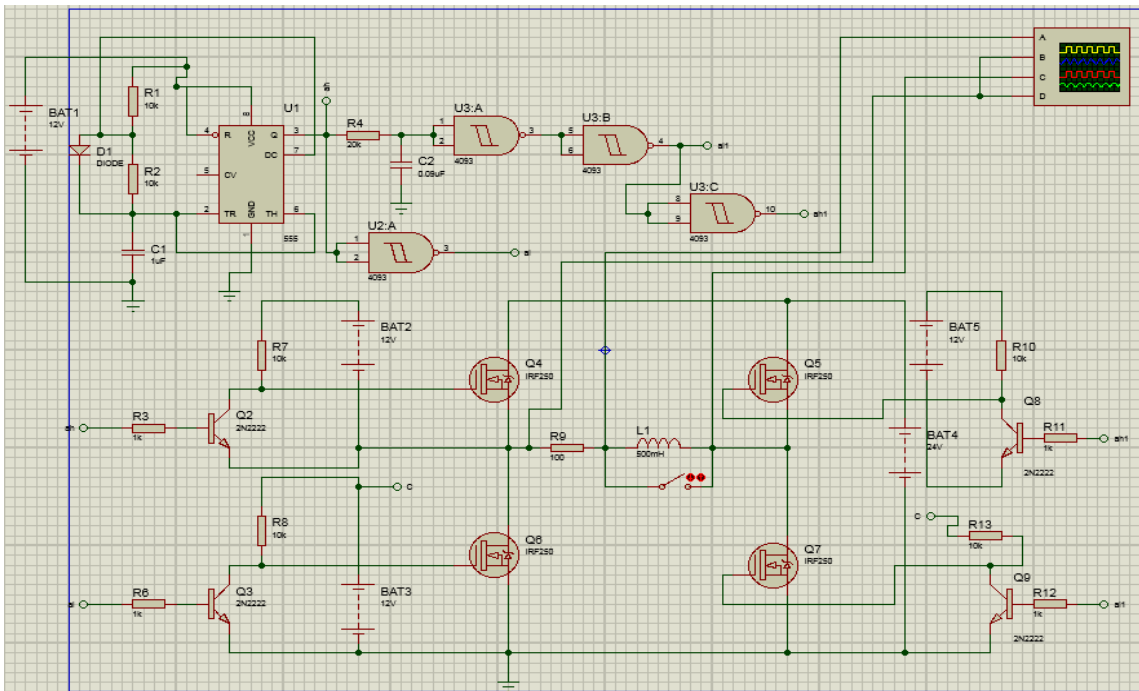


Figure III.19 : montage de l'onduleur monophasé avec commande décalée en charge inductive.

4.2.2.2. Graphes :

Chapitre III : Simulation et commandes d'un onduleur monophasé à base du temporisateur NE555

La Figure III.20 montre l'allure du courant et de la tension de la charge pour une source continue de 12V et une charge RL ($R=100\ \Omega$ et $L=500\text{mH}$).

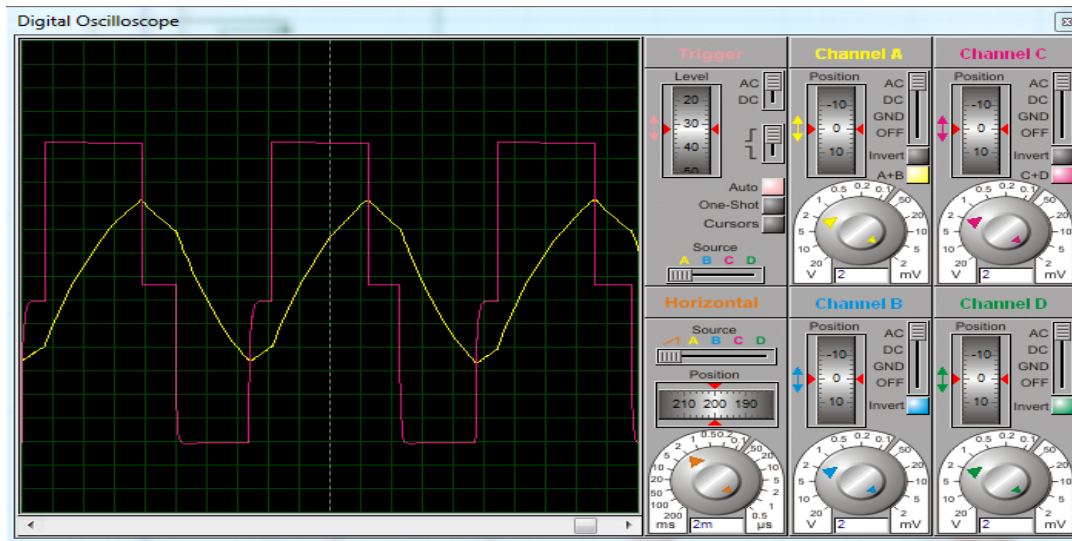


Figure III.20 : Allure du courant et de la tension en commande décalée en charge inductive.

Les résultats obtenus par les simulations précédentes sont les mêmes que la théorie, concernant les commandes symétrique et décalé.

5. Résultats Expérimentaux

Par la suite on a passés à la réalisation pratique qui permet de composer les différents circuits d'après les deux chapitres précédents on a pu avoir une idée sur le principe de fonctionnement des commandes de l'onduleur 12V/220V

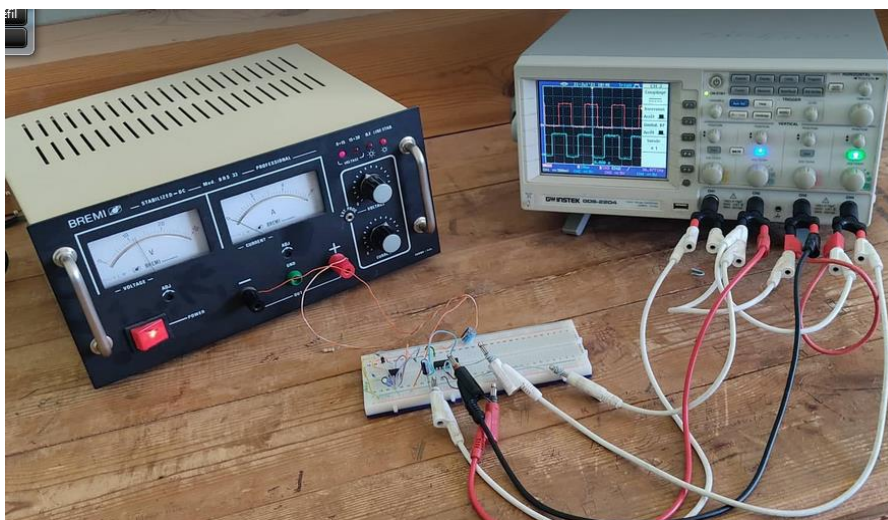


Figure III.21. Montage du circuit de commande

- Les caractéristiques des composants sont dans l'annexe.
- Tous les essais ont été réalisés en mode 50 Hz.

Les essais :

Les essais sur la commande se résument simplement au fait que l'étage de puissance réagit correctement et que la tension aux bornes de la charge à la forme que nous voulons lui donner

5.1. Résultat de la réalisation :

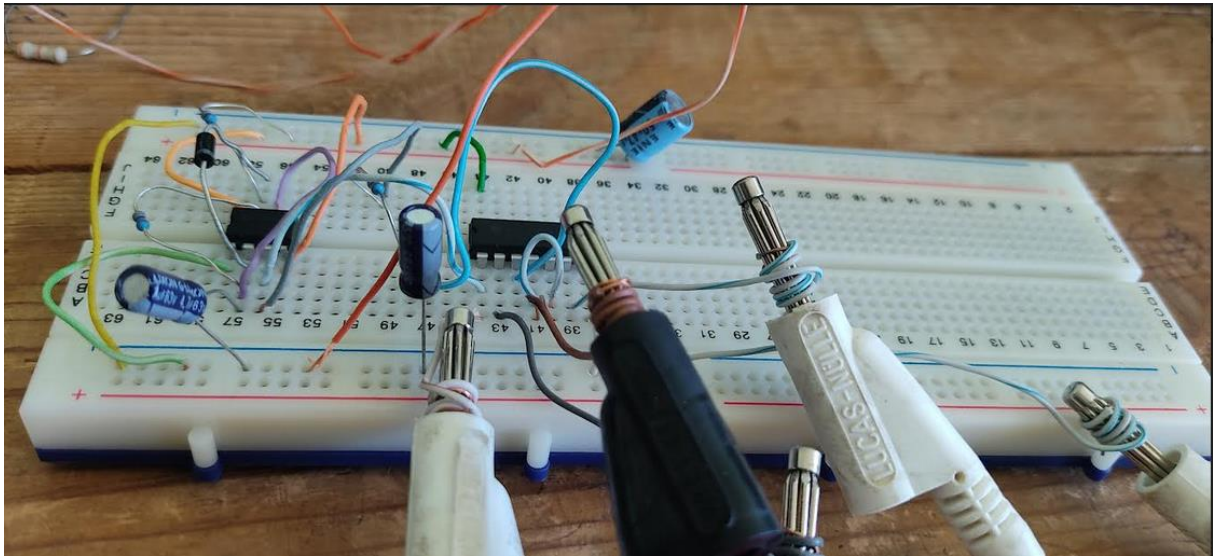


Figure III. 22. plaque d'essai du circuit

5.1.1. La commande symétrique :

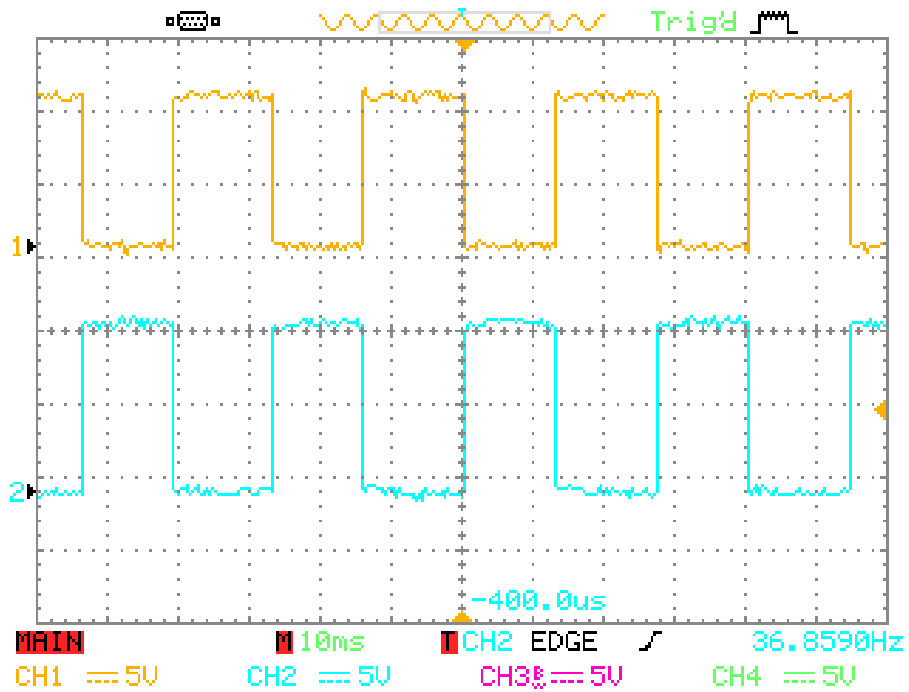


Figure III. 23. les Allures de la commande symétrique.

5.1.2. Trigger de Schmitt :

- Circuit :

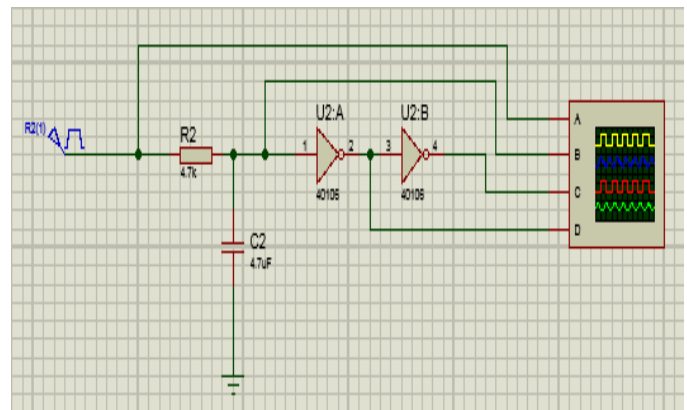
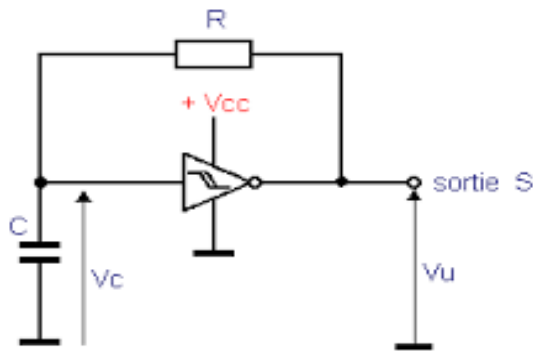


Figure III. 24. Montage du circuit de trigger de Schmitt.

- **Résultat de simulations :**

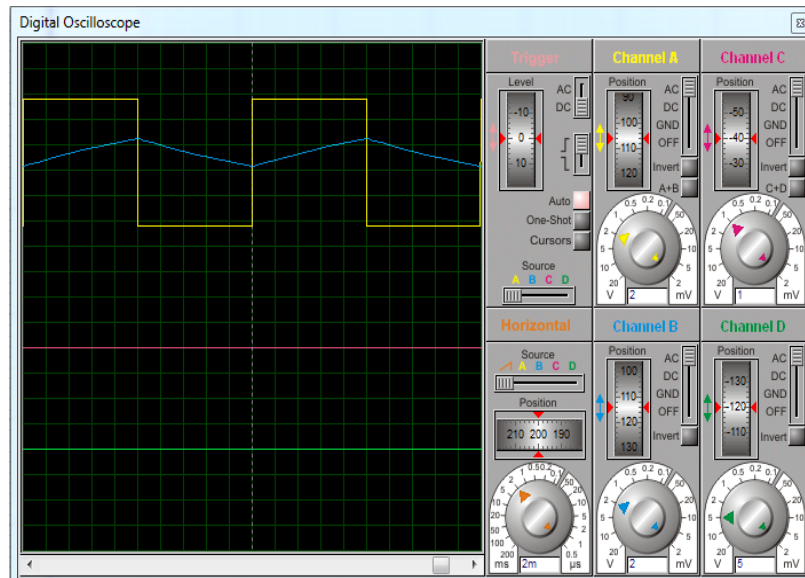


Figure III.25. les allures du courant et tension circuit de trigger de Schmitt

- **Réalisation du circuit :**

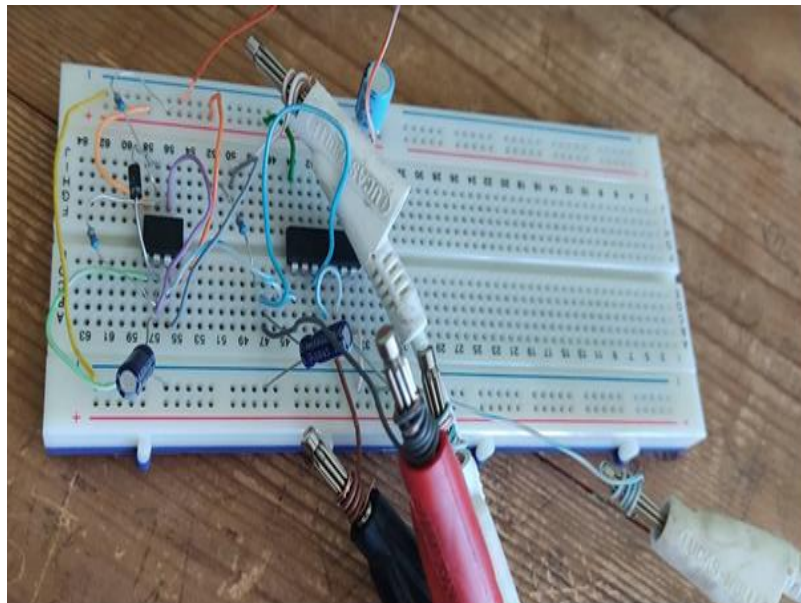


Figure III. 26 : montage de réalisation du trigger.

5.1.2.1. Commande décalée

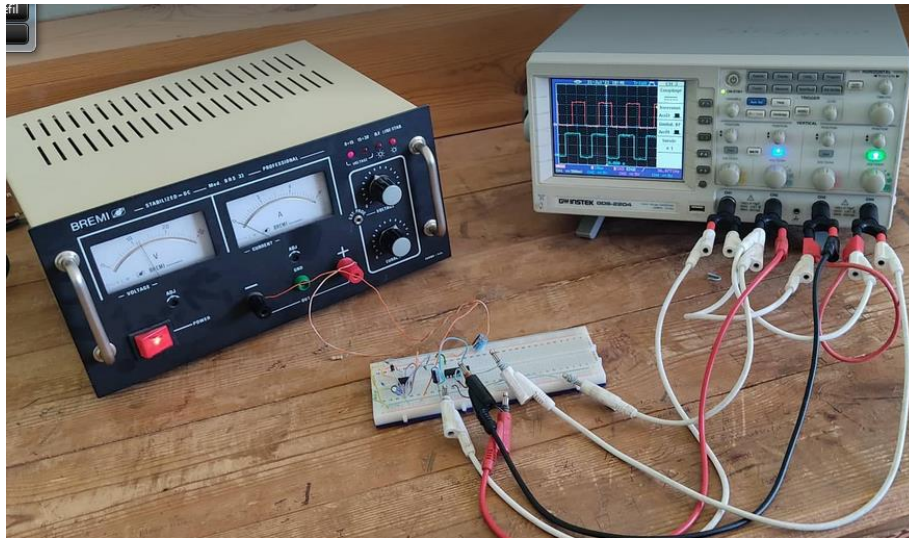


Figure III. 27. montage de réalisation de la commande décalée

• Résultats :

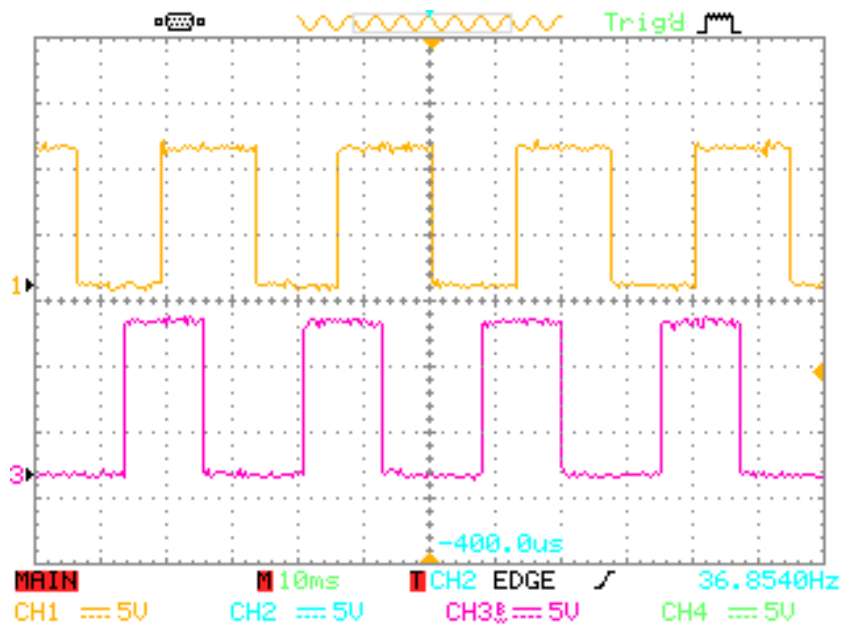


Figure III. 28. les Allures de la commande décalée

6. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons définissez le temporisateurs NE555 avec ses caractéristiques, on a simulé les différentes stratégies de commande réalisées avec le logiciel PROTEUS, par la suite on a fait la partie expérimentale dans laquelle nous examinons deux types de commandes : symétrique et décalée pour comparer les résultats obtenus par la théorie et les deux résultats sont identiques et les simulations réalisées confirment les performances satisfaisantes des différentes configurations de commande

Dans le chapitre suivant nous allons utiliser une nouvelle technique de commande pour comparer les résultats avec le PIC 16F877 et le temporisateur NE555.

Chapitre IV :

*Simulation de commandes d'un
onduleur monophasé à base d'un
microcontrôleur PIC16F877*

Introduction :

Dans ce chapitre nous traiterons les différents blocs qui constituent notre carte, leurs caractéristiques ainsi que leurs rôles. En effet notre circuit sert à commander tous dispositifs de puissance. Elle est constituée de deux parties essentielles :

- La partie commande qui comprend le microcontrôleur comme élément de base qui s'occupe de la réalisation des différentes fonctions (conversion, comptage, variation de la fréquence et de la largeur d'impulsion).
- La partie puissance qui traduit l'adaptation des signaux de commande, notamment l'isolation galvanique et séparation des masses (drivers) qui se présente comme interface intermédiaire entre le bloc de commande et le bloc de sortie qui alimente les convertisseurs.

Notre prototype se présente selon le schéma synoptique ci-dessous, il est composé de deux cartes principales :

1. Une carte de commande
2. Une carte de puissance

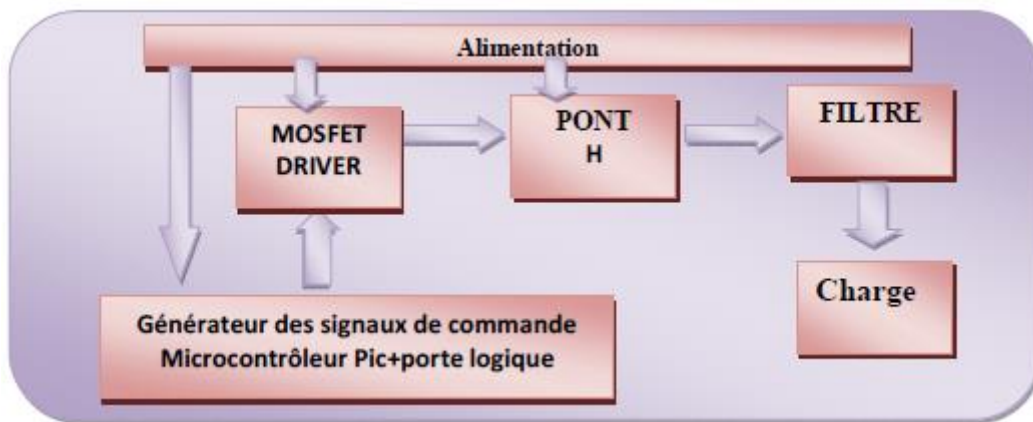


Figure (IV.1) : schéma synoptique

1. La partie de commande de l'onduleur monophasé :

1.1. Le PIC16F877 :

Un microcontrôleur est un circuit intégré qui rassemble les éléments essentiels d'un ordinateur : processeur, mémoires « mémoire morte pour le programme, mémoire vive pour les données », unités périphériques et interfaces d'entrées-sorties. Les microcontrôleurs permettent de diminuer la taille, la consommation électrique et le coût des produits. Ils ont ainsi permis de généraliser l'utilisation de l'informatique dans le domaine d'industrie pour la commande et contrôle des systèmes.

Les PIC sont des microcontrôleurs à architecture RISC (Reduce Instructions Construction Set), ou encore composant à jeu d'instructions réduit. L'avantage est que plus on réduit le nombre d'instructions, plus leur décodage sera rapide ce qui augmente la vitesse de fonctionnement du microcontrôleur. La famille des PIC est subdivisée en 3 grandes familles

- La famille **Base-Line**, qui utilise des mots d'instructions de 12 bits,
- La famille **Mid-Range**, qui utilise des mots de 14 bits (et dont font partie les 16F8xx),
- La famille **High-End**, qui utilise des mots de 16 bits (les PIC 18Fxxx).

Pour identifier un PIC, on utilise simplement son numéro :

- 16 : indique la catégorie du PIC, c'est un Mid-range.
- L : indique qu'il fonctionne avec une plage de tension beaucoup plus tolérante.
- C : indique que la mémoire programme est un EPROM ou une EEPROM.
- CR ou F : indique le type de mémoire ; CR(ROM) ou F (FLASH).
- XX : représente la fréquence d'horloge maximale que le PIC peut recevoir.

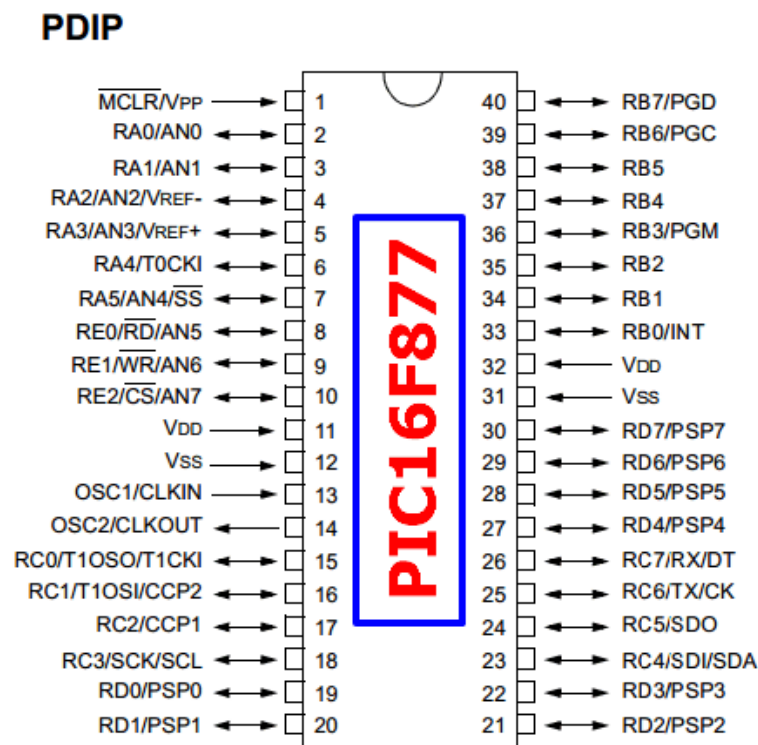


Figure (IV.2) : le boîtier de PIC 16F877.

2. La partie de puissance de l'onduleur monophasé :

En commençant par la présentation des différents composants intervenants dans la simulation, comme on a vu dans le deuxième chapitre la partie puissance il comporte quatre MOSFETs

1.1. Choix d'interrupteur :

2.1.1. Caractéristique statique de l'interrupteur :

Le raisonnement qui permet de déterminer les caractéristiques statiques des interrupteurs nécessaires pour un onduleur de tension.

Pour qu'un onduleur fonctionne de manière efficace, on doit s'assurer de la circulation du courant aussi bien négatif que positif dans la source de courant à noter que le courant change de signe périodiquement suivant la fréquence (la valeur moyenne nulle). De ce fait l'interrupteur doit avoir deux conditions suivantes :

- Unidirectionnel en tension.
- Bidirectionnel en courant.

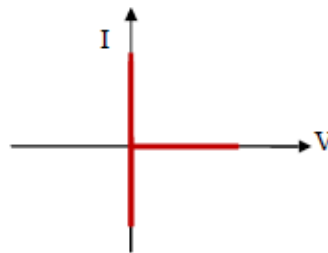


Figure (IV.3) : caractéristique statique de l'interrupteur.

La solution technologique qui permette d'obtenir directement ce type de caractéristiques statique représenter sur Figure III.9:

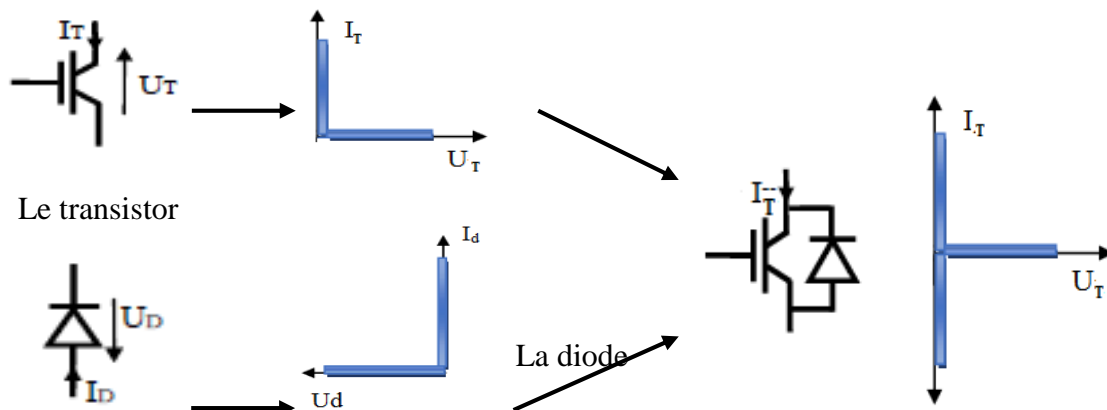


Figure IV.4: L'interrupteur bidirectionnel en courant

Le transistor constitue l'élément commandé. Il est unidirectionnel tout comme la diode, l'assemblage des deux composants permet de créer un bloc qui sera, lui, bidirectionnel.

Mis à port le MOSFET qui possède naturellement une diode en antiparallèle assurant la bidirectionnalité en courant. L'utilisation de MOSFET est limitée pour des applications moyennes et forte puissance, à diode interne fonctionne dans des temps de recouvrement important qui pénalisant les pertes par commutation

Pour l'étude théorique, nous supposons toujours que les composants sont parfaits (tension à leurs bornes nulles lorsqu'ils sont conducteurs). Ainsi, le transistor sera schématisé par un interrupteur parfait.

1.2. Les semi-conducteurs utilisés :

1.2.1. Les MOSFETs :

Dans notre simulation nous avons utilisés le modules d'MOSFET IRF830, nous donnons sur l'estimation dynamique de dv/dt , avalanche de Répétitive a évalué, trou de support central d'isolement, la commutation rapide, facilité de la mise en parallèle, conditions simples d'entraînement

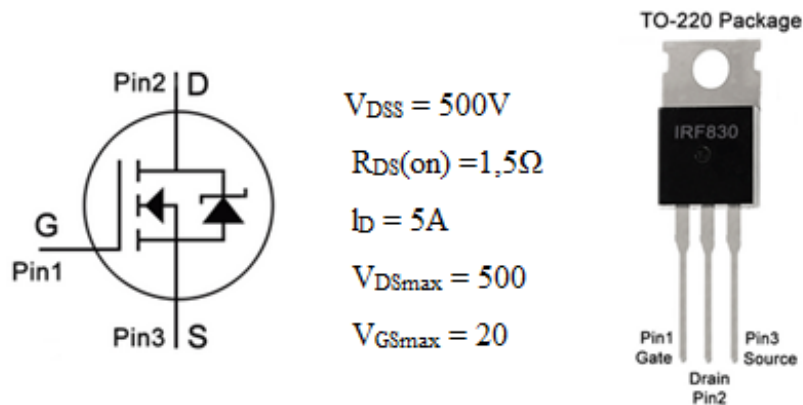


Figure IV.5: Le semi-conducteur IRF830.

1.2.2. Les caractéristiques du MOSFET :

On donne les caractéristiques du MOSFET utilisé dans les cellules de commutation des onduleurs.

Composant	MOSFET
caractéristiques	
Symbole	

Commutation	La vitesse de fermeture et d'ouverture très rapide
Les pertes de commutation	faibles
Conductivité courant	faible
Les pertes de conduction	Elevée
Puissance consommée	faible
Commande	Tension
Coût	moine cher

Tableau IV.1: caractéristiques du MOSFET

Grâce à ce résumé d'étude, il vaut mieux d'utiliser les MOSFETs parce que le prix d'une IGBT à peu près égale au prix de quatre MOSFET.

1.2.3. La diode rapide :

Nous avons placé les diodes rapides pour assurer la circulation de courant ou pour éviter le court-circuit avec la charge (et le condensateur de filtrage) en cas ou l'interrupteur principal est fermé.

Dans ce travail, nous avons choisi le model 1N4148, voir la Figure III.11 suivante:

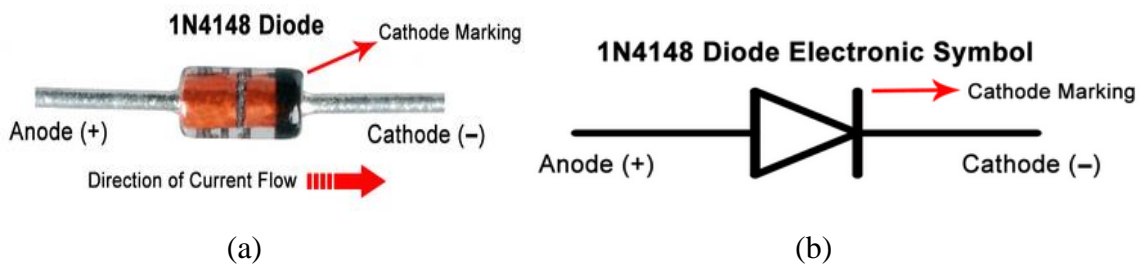


Figure IV.6: La diode 1N4148

(a) *La diode réelle.*

(b) *le symbole.*

La diode 1N4148 est une diode de commutation standard (découpage à haute vitesse) au silicium. Elle est capable de fonctionner sous :

- Tension directe maximale : **1v à 10mA**
- Tension de claquage minimale et courant de fuite inverse : **75v à 5 A ; 100 V à 100 A**
- Temps de récupération inverse maximal : **4ns**
- Puissance dissipée maximale : **500Mw**

1.3. Le driver IR2112 :

1.3.1. Définition :

Le driver contient un circuit intégré qui a la possibilité aussi d'absorber le courant flottant dans la gâchette des transistors et l'injecter à la masse. La partie haute nécessite de récupérer la tension entre la gâchette et la source VGS pour donner l'impulsion de commande qu'il faut. Il existe de nombreux driver parmi eux on trouve IR2112.

Le circuit intégrés IR2112 « High and Low Side Driver » assure toutes les exigences pour la pilotée les MOSFET dans le pont. Il est capable de fonctionner sous une tension allant jusqu'à 600V à un courant nominal de 200mA /420ma à des vitesses de commutation rapide.

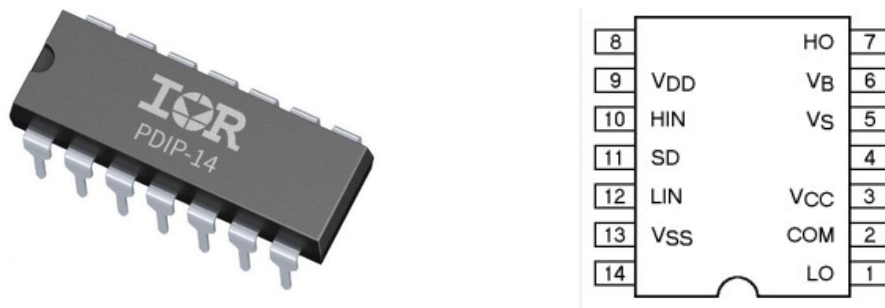


Figure IV.7: Le driver IR2112

(a) Le driver réel.

(b) le symbole.

Ce dispositif est nécessaire pour conduire les MOSFET situés en haut « HIGHT SIDE », en raison du fait que la tension de la grille à la source doit être supérieure à la tension drain-source, qui est la tension la plus élevée dans le système.

Le IR2112 est plus long en commutation, mais présente l'avantage d'un temps mort (Deadtime), lors de changement de conduction des transistors, afin d'assurer que dans chaque bras d'onduleur un seul transistor peut conduire et éviter les courts circuits.

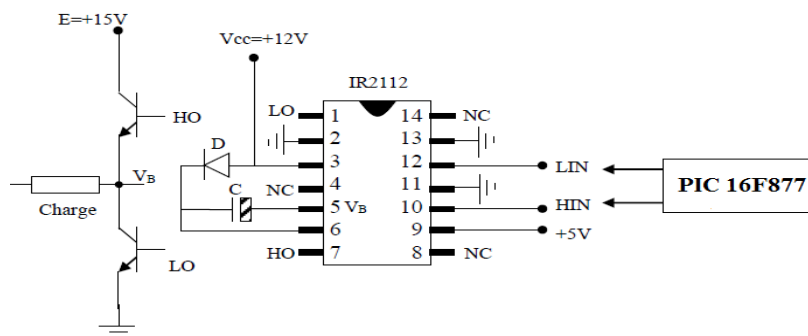


Figure IV.8: Diagramme de pins du driver IR2112 avec le PIC et le bras de l'onduleur.

Il est utilisé pour le pilotage des transistors, l'avantage c'est qu'il garantit la sécurité de la partie commande et puissance à la fois, en générant un temps mort.

3.3.2. Les caractéristiques du driver :

Les caractéristiques essentielles d'un driver sont résumées comme suit :

- Isolement galvanique entre le signal de commande, venant de la carte du « processeur » (microcontrôleur, composant programmable, ou DSP) d'une part, et le composant de puissance d'autre part. Cet isolement permet la protection de la carte du processeur contre l'intervention inopportune de la haute tension du convertisseur en cas de destruction d'un composant du driver. L'autre intérêt de l'isolement est la possibilité de transmettre des signaux pour des composants fonctionnant à des potentiels différents.
- Retard à la transmission du signal de commande le plus faible possible, afin de permettre le fonctionnement en haute fréquence.
- Mise en œuvre d'un temps « mort », noté t_d , réglable et compatible avec les durées T_{on} et T_{off} de chaque composant.

4. Simulation d'un onduleur monophasé par logiciel PROTEUS :

4.1. Commande symétrique :

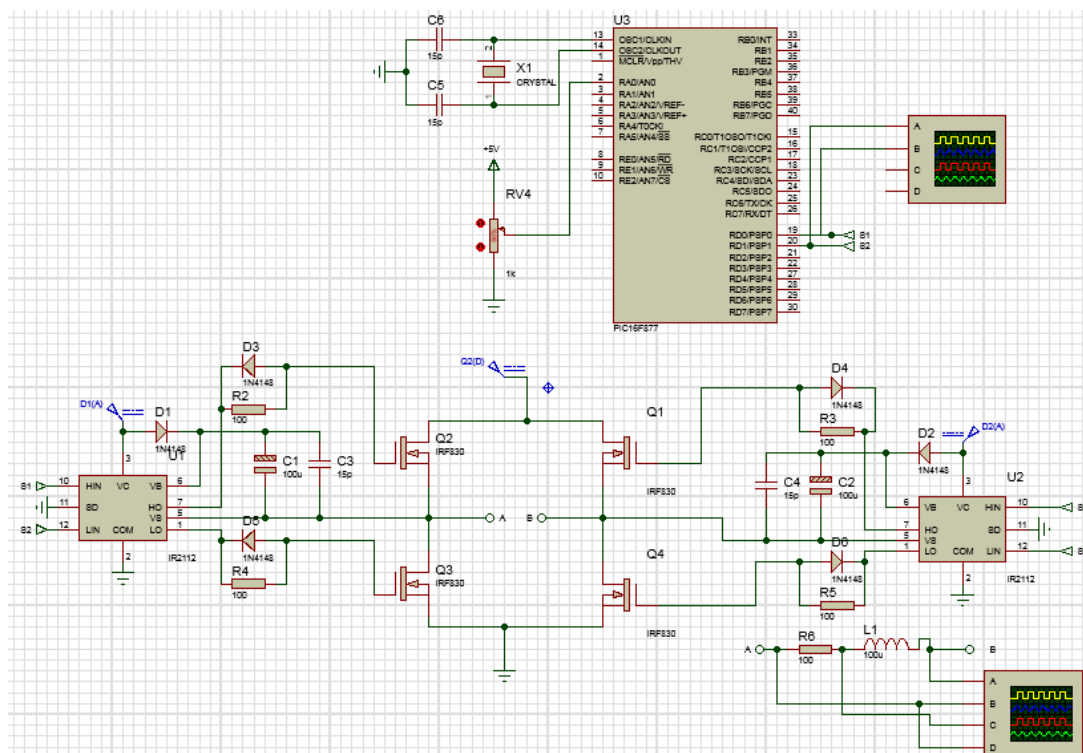


Figure IV.9: Circuit global d'un onduleur monophasé.

4.2. Résultat

a) Signaux de commande :

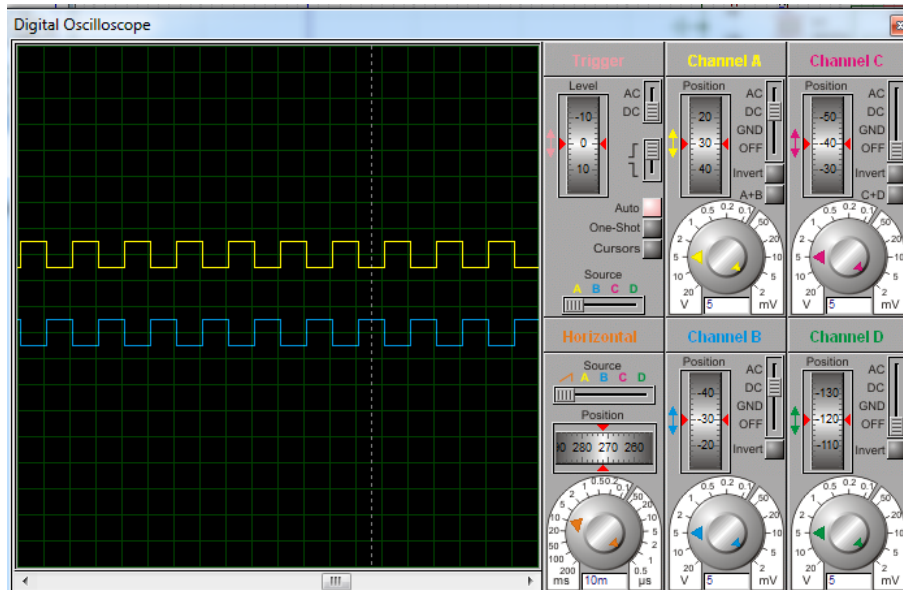


Figure IV.10 l'allure des signaux de commande de la commande symétrique.

b.1. Charge résistive

Figure IV.11 montre l'allure du courant et de la tension de la charge résistive pour une source continue de 12V et une charge $R=100\ \Omega$.

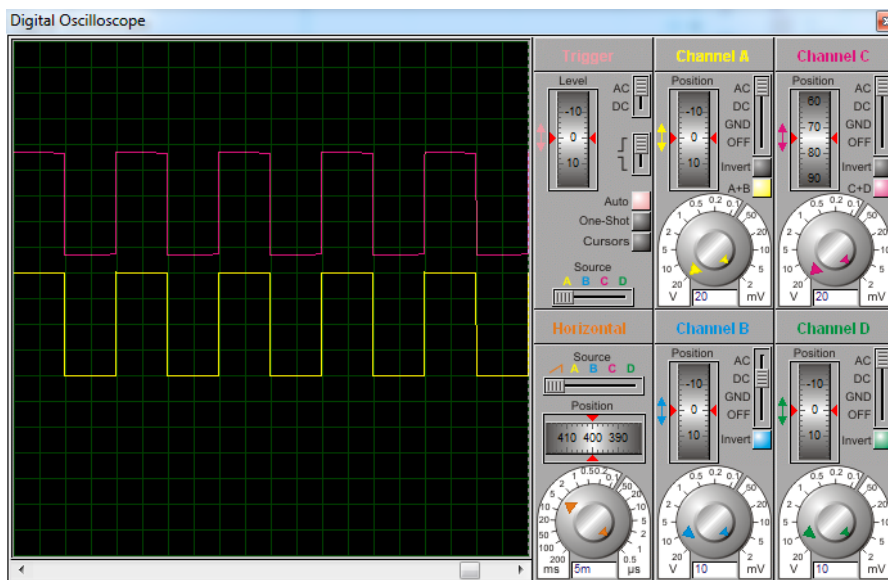


Figure IV.11: l'allure du courant et de la tension de la charge résistive.

b.2. Charge inductive :

La Figure IV.12 montre l'allure du courant et de la tension de la charge pour une source continue de 12V et une charge RL ($R=100\ \Omega$ et $L=100\text{mH}$).

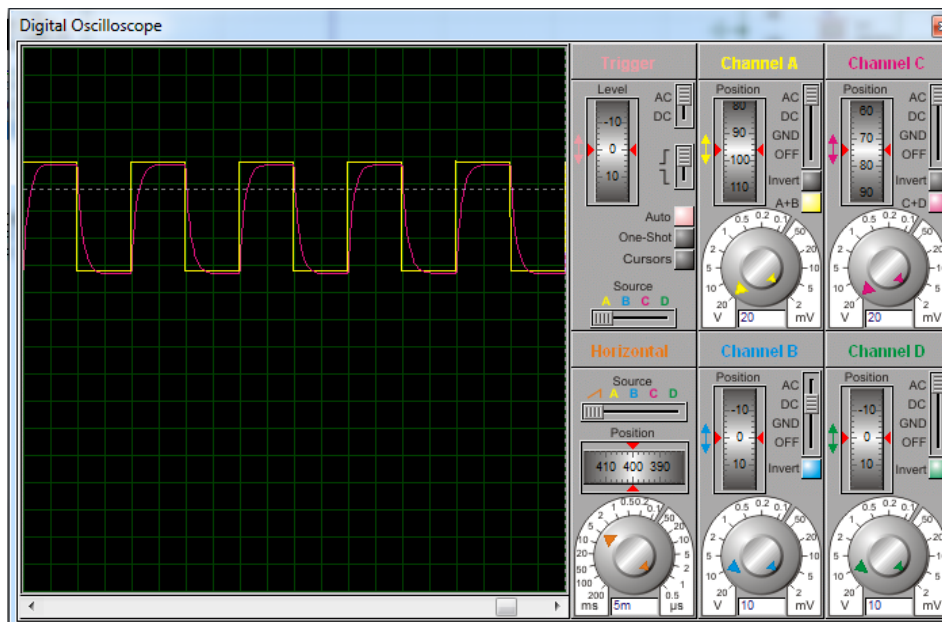


Figure IV.12 : l'allure du courant et de la tension de la charge d'une charge inductive.

4.3. Commande décalée :

4.3.1. Les résultats :

a) Signaux de commande :

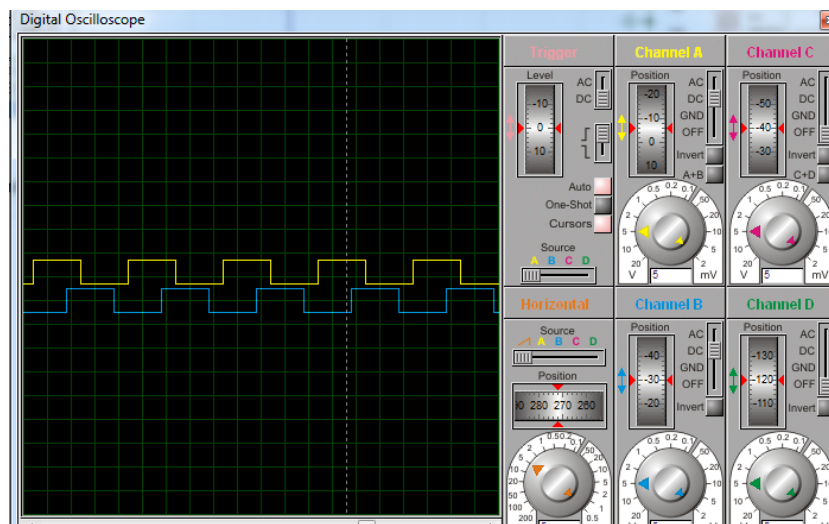


Figure IV.13 l'allure des signaux de commande de la commande décalée.

b) Signaux de sortie :

b.1. Charge résistive :

La Figure II.14 montre l'allure du courant et de la tension de la charge en commande décalée pour une source de 12V et (Circuit de retard : $R=20K\Omega$ et $C=0.09\mu F$).

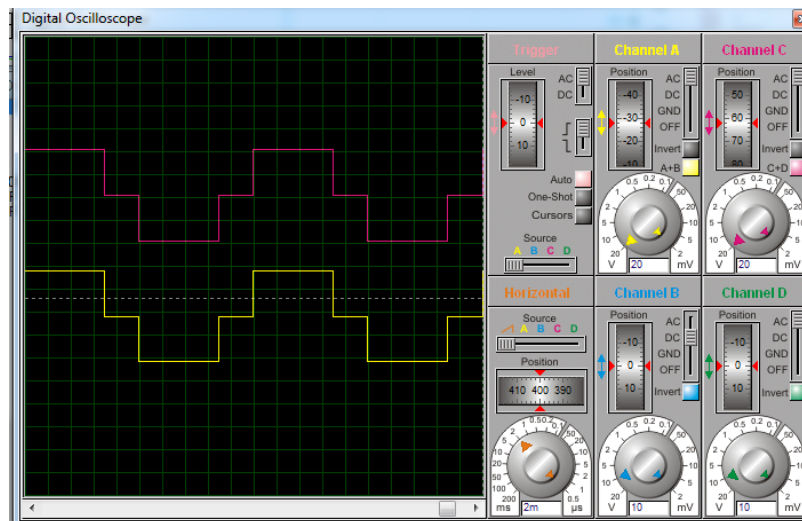


Figure IV.14 : l'allure de la tension et le courant de la charge avec la commande décalée.

b.2. Charge inductive :

La Figure II.20 montre l'allure du courant et de la tension de la charge pour une source continue de 12V et une charge RL ($R=100\ \Omega$ et $L=500\text{mH}$).

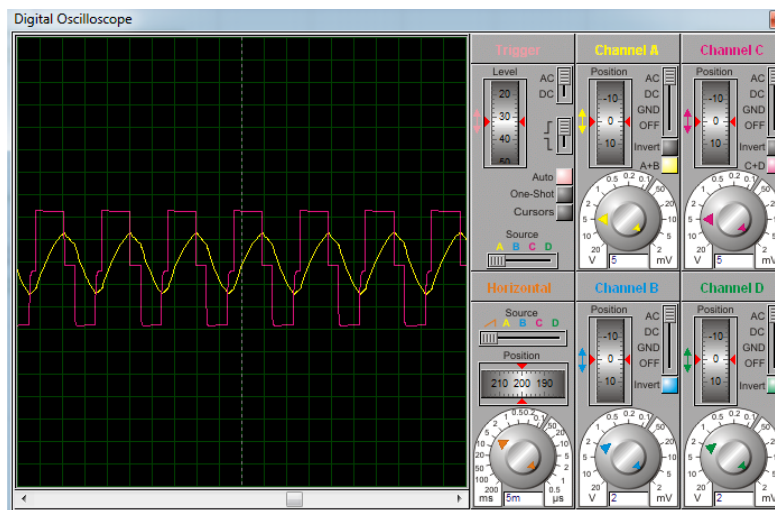


Figure IV.15 : Allure du courant et de la tension en commande décalée en charge inductive.

Interprétations des résultats :

Les résultats obtenus par le microcontrôleur PIC16F877 sont les mêmes des résultats du NE555 et du chapitre II avec logiciel MATLAB.

5. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons donné une description générale de différentes caractéristiques de chaque bloc de notre unité de commande et de puissance d'un onduleur monophasé, ce qui nous permettra de bien les utiliser dans la simulation.

La simulation des différents circuits utilisés et les fonctions respectives, avec logiciel PROTEUS nous avons obtenu de bons résultats de simulation d'un onduleur monophasé identiques aux précédentes.

C onclusion Générale :

Conclusion Générale :

Ce mémoire s'inscrit dans le cadre d'une étude des différentes stratégies de commande d'un onduleur, où l'objectif est de trouver la stratégie qui donne les meilleures performances.

Au premier lieu, nous avons présenté, une étude détaillée sur les onduleurs : une étude bibliographique a permis de rappeler les théories sur le principe de fonctionnement des onduleurs monophasés et triphasé et leurs commandes et ainsi que leurs domaines d'application

En second lieu, nous avons consacré notre travail à étudié les différentes techniques de commande des onduleurs avec la simulation des différentes commandes symétrique, décalée et la commande MLI (PWM) avec le logiciel MATLAB (Simulink) plus quelques avantages et inconvénients de la commande MLI

Les résultats de simulation obtenus sont satisfaisants et nous avons remarqué clairement que la commande MLI qui donne les meilleurs résultats pour avoir un signal le plus proche au sinusoïdal et avec moins de perturbations, et par conséquent avoir le meilleur rendement.

Ensuite, on a utilisé le NE555, pour qui, va faire l'objet de notre étude, nous exposons la théorie et expliquer les simulations de commandes d'onduleurs à l'aide de logiciel PROTEUS

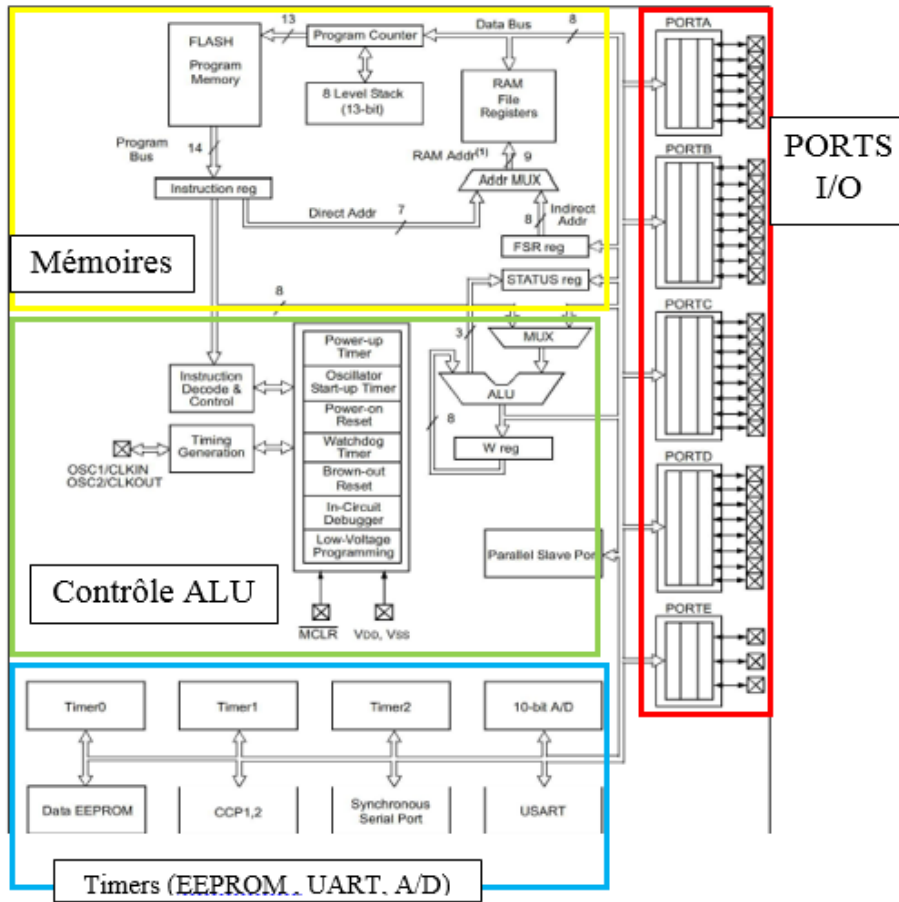
En dernier lieu, nous avons exploré le monde des microcontrôleurs, en mettant l'accent sur le PIC16F877, nous avons découvert les avantages des microcontrôleurs dans la conception de systèmes électroniques complexes, tels que leur capacité à réduire l'encombrement matériel, à simplifier la conception des circuits imprimés et à améliorer la fiabilité du système, les résultats de simulation ont montré la bonne qualité des signaux en examinant la forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur.

En conclusion, ces quatre chapitres ont posé les bases de l'électronique et de la programmation, apportant une compréhension approfondie des concepts fondamentaux et des outils utilisés dans ces domaines.

Annexe :

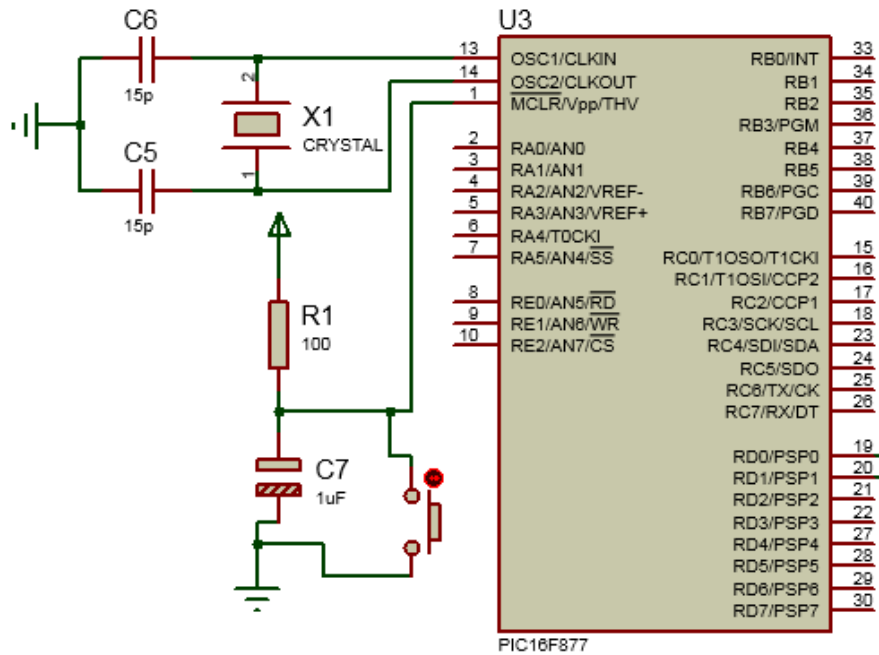
ANNEXE A :

Architecture externe et interne



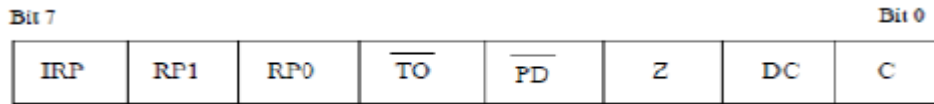
ANNEXE B

Circuit de RESET :



ANNEXE C :

Les principaux registres du PIC 16F877A : STATUS (registres d'état) :



- **Bit 0 : C** (Carry) :

Flag indiquant si une retenue a eu lieu dans un octet lors d'une addition ou d'une soustraction. Si une retenue a été générée, ce bit passe à 1.

- **Bit 1 : DC** (Digit Carry)

Flag fonctionnant comme le bit de Carry, sauf qu'ici la surveillance de la retenue s'exerce non pas sur l'octet entier, mais sur le premier demi-octet. Ce flag se positionne à 1 si une retenue est générée du bit 3 (bit de poids fort du quartet inférieur) vers le bit 0 du quartet supérieur.

Il est utile pour corriger le résultat d'opérations effectuées en code BCD.

- **Bit 2 : Z** (Zéro)

Ce flag passe à 1 si le résultat d'une opération (arithmétique ou logique) est 0.

- **Bit 3 : PD** (Power Down)

Mise en veilleuse de l'alimentation, effectuée par l'instruction SLEEP. Passe à 1 lorsqu'on utilise l'instruction CLWDT, ou à la mise sous tension.

- **Bit 4 : TO** (Time Out)

Dépassement de délai. Passe à 0 si le timer du Watch-Dog (chien de garde) déborde. Et mis à 1 par les instructions CLWDT et SLEEP, ainsi qu'à la mise sous tension.

- **Bits 6 et 5 : RP1 et RP0** (Registre Page zéro) :

Sert à sélectionner l'une des deux pages de registres (Page 0 ou Page 1).

- 0 = sélectionne la page mémoire 0 (adresses de 00 à 7F).

- 1 = sélectionne la page mémoire 1 (adresses de 80 à FF).

- **Bit 7 : IRP** = permet la sélection des pages en adressage indirect, pour

- La PAGE 0 (de 00 à 7F)

- La PAGE 1 (de 80 à FF) ce bit doit être laissé à "0".

- La PAGE 2 mis à "1" il permettra d'atteindre la PAGE 3 (de 100 à 17F)

- La PAGE 3 (de 180 à 1FF).

Le registre OPTION :

Bit 7	Bit 0						
RBP $\overline{\text{U}}$	INTEDG	TOCS	TOSE	PSA	PS2	PS1	PS0

Au reset : OPTION = 11111111

- **Bit 7 : RBP $\overline{\text{U}}$** = Pull up Enable bit on Port B.
 - 1 = Pull up désactivé sur le Port B.
 - 0 = Pull up activé.
- **Bit 6 : INTEDG** = Interrupt Edge select bit.
 - 1 = Interruption si front montant sur la broche
 - 0 = Interruption si front descendant sur PB0/IRQ.
- **Bit 5 : TOCS** = Timer TMR0 Clock Source select bit,
 - 1 = L'horloge du Timer est l'entrée.
- **Bit 4 : TOSE** = Timer TMR0 Source Edge select bit.
 - 1 = Le Timer s'incrémente à chaque front montant de la broche PA4/Clk.
 - 0 = Le Timer s'incrémente à chaque front descendant de la broche PA4/Clk.
 - PA4/Clk (pin 3). 0 = Le Timer utilise l'horloge interne du PIC.
- **Bit 3 : PSA** = Prescaler Assignment bit.
 - 1 = Le pré diviseur est affecté au Watchdog.
 - 0 = Le pré diviseur est affecté au Timer TMR0.
- **Bits 2 à 0: PS2 PS1 PS0** = Prescaler Rate Select bits.

La configuration des bits (PS0 :PS2) de registre option pour effectuer les prés diviseurs est donnée par le tableau

PS2	PS1	PS0	Prédiv TIMER	Prédiv Watchdog
0	0	0	2	1
0	0	1	4	2
0	1	0	8	4
0	1	1	16	8
1	0	0	32	16
1	0	1	64	32
1	1	0	128	64
1	1	1	256	128

Le registre INTCON :

Bit 7							Bit 0
GIE	PEIE	TMR0IE	INTOIE	RBIE	TMR0IF	INTOIF	RBIF

Au reset : INTCON = 0000000X

- **Bit 7 : GIE = Global Interrupt Enable bit**
 - 1= Autorise toutes les interruptions non masquées.
 - 0 = Désactive toutes les interruptions.
- **Bit 6 : PEIE = Peripheral Interrupt Enable bit.**
 - 1= Autorise les interruptions causées par les périphériques.
 - 0 = Désactive les interruptions causées par le périphérique.
- **Bit 5 : TMR0IE = Timer TMR0 Overflow Interrupt Enable bit.**
 - 1= Autorise les interruptions du Timer TMR0.
 - 0 = Désactive les interruptions du Timer TMR0.
- **Bit 4 : INTOIE = RB0/Int Interrupt Enable bit.**
 - 1= Autorise les interruptions sur la broche :PB0/IRQ (pin6).
 - 0 = Désactive les interruptions sur la broche : PB0/IRQ (pin6).
- **Bit 3 : RBIE = RB Port Change Interrupt Enable bit.**
 - 1= Autorise les interruptions par changement d'état du Port B (PB4 à PB7).
 - 0 = Désactive les interruptions par changement d'état du Port B (PB4 à PB7).
- **Bit 2 : TMR0IF = Timer TMR0 Overflow Interrupt Flag bit.**
 - 1= Le Timer à débordé. Ce flag doit être remis à zéro par programme.
 - 0 = Le Timer n'a pas débordé.
- **Bit 1 : INTOIF = RB0/Int Interrupt Flag bit.**
 - 1= Une interruption sur la broche PB0/IRQ (pin6) est survenue.
 - 0 = Pas d'interruption sur la broche PB0/IRQ (pin 6).
- **Bit 0 : RBIF = RB Port Change Interrupt Flag bit.**
 - 1= Quand au moins une entrée du port B(de PB4 à PB7) a changé d'état.
 - 0 = Aucune entrée de PB4 à PB7 n'a changé d'état.

NB :

Ce flag doit être remis à zéro par programme. Ceci n'est possible qu'après une lecture du Port B.

Le registre de travail W :

C'est un registre fondamental, utilisé par les pics pour réaliser toutes sortes de calculs, la destination d'un résultat peut en général être un emplacement RAM (f) ou le registre de travail (W) (accumulateur).

ANNEXE D :

Le convertisseur A/N :

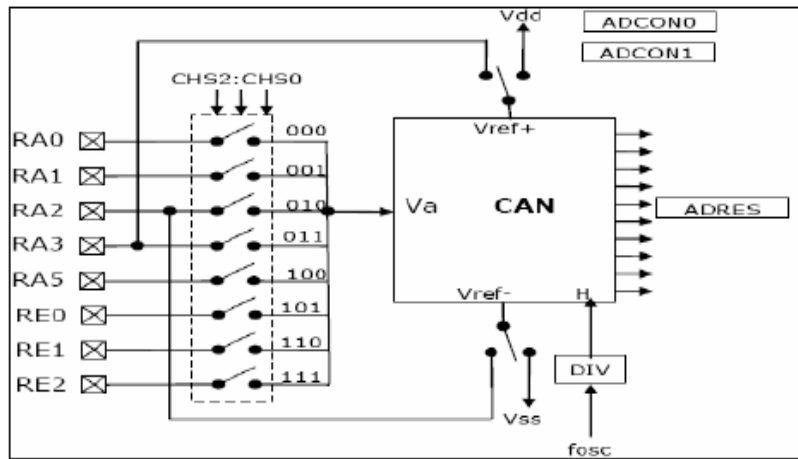


Figure (III.6) : module CAN du pic 16F877.

Le control du module A/D se fait par les deux registres ADCON0 et ADCON1

ADCON0	ADCS1	ADCS0	CHS2	CHS1	CHS0	GO/DONE	ADON
---------------	-------	-------	------	------	------	---------	------

- **ADCS1 : ADCS0** : Choix de l'horloge de conversion donc du temps de conversion
 - 00 : Fosc/2
 - 01 : Fosc/8
 - 10 : Fosc/32
 - 11 : Oscillateur RC dédié au CAN
- **CHS2:CHS0** : choix de l'entrée analogique
 - 000 = Channel 0, (RA0)
 - 001 = Channel 1, (RA1)
 - 010 = Channel 2, (RA2)
 - 011 = Channel 3, (RA3)
 - 100 = Channel 4, (RA5)
 - 101 = Channel 5, (RE0)
 - 110 = Channel 6, (RE1)
 - 111 = Channel 7, (RE2)

Annexe :

- **GO/DONE** : Une conversion démarre quand on place ce bit à 1. A la fin de la conversion, il est remis automatiquement à zéro. Ce bit peut aussi être positionné automatiquement par le module CCP2.
- **ADON** : Ce bit permet de mettre le module AN en service

ADCON1

ADFM	—	—	—	PCFG3	PCFG2	PCFG1	PCFG0
------	---	---	---	-------	-------	-------	-------

- | | ADRESH | ADRESL |
|-------------------------|----------------|----------------|
| ○ 1 : justifié à droite | 0 0 0 0 0 0 XX | XXXXXXXXXX |
| ○ 0 : justifié à gauche | XXXXXXXXXX | XX 0 0 0 0 0 0 |

- **PCFG3 : PCFG0** : configuration des E/S et des tensions de références.

Les 5 broches de PORTA et les 3 de PORTE peuvent être configurés soit en E/S digitales, soit en entrées analogiques. RA2 et RA3 peuvent aussi être configurées en entrée de référence.

PCFG3→PCFG0	RE2	RE1	RE0	RA5	RA3	RA2	RA1	RA0	V _{REF+}	V _{REF-}	A/R/N
0000	A	A	A	A	A	A	A	A	VDD	VSS	8/0/0
0001	A	A	A	A	Vref+	A	A	A	RA3	VSS	7/1/0
0010	N	N	N	A	A	A	A	A	VDD	VSS	5/0/3
0011	N	N	N	A	Vref+	A	A	A	RA3	VSS	4/1/3
0100	N	N	N	N	A	N	A	A	VDD	VSS	3/0/5
0101	N	N	N	N	Vref+	N	A	A	RA3	VSS	2/1/5
011X	N	N	N	N	N	N	N	N	VDD	VSS	0/0/8
1000	A	A	A	A	Vref+	Vref-	A	A	RA3	RA2	6/2/0
1001	N	N	A	A	Vref+	A	A	A	VDD	VSS	6/0/2
1010	N	N	A	A	Vref+	A	A	A	RA3	VSS	5/1/2
1011	N	N	A	A	Vref+	Vref-	A	A	RA3	RA2	4/2/2
1100	N	N	N	A	Vref+	Vref-	A	A	RA3	RA2	3/2/3
1101	N	N	N	N	Vref+	Vref-	A	A	RA3	RA2	2/2/4
1110	N	N	N	N	N	N	N	A	VDD	VSS	1/0/7
1111	N	N	N	N	Vref+	Vref-	N	A	RA3	RA2	1/2/5

N.B :

Pour les utiliser en E/S numériques, il faut écrire '00000110' dans le registre ADCON1

ANNEXE E :

Temps de conversion :

<i>Quartz</i> <i>div</i>	20Mhz	5Mz	4Mhz	2 Mhz
2	0.1	0.4	0.5	1
8	0.4	1.6	2	4
32	1.6	6.4	8	16

ANNEXE F :

Programme de la commande symétrique :

```
#include <16F877.h>
#include <math.h>
#include <math.h>
#include <math.h>
#include <math.h>
void main()
{
SET_TRIS_D(0x00 );
while(1)
{
output_high(PIN_D0);
output_low(PIN_D1);
delay_ms(10);
output_low(PIN_D0);
output_high(PIN_D1);
delay_ms(10);
}
}
```

ANNEXE G :

Programme de la commande décalée :

```
#include <16F877.h>
#use delay(clock=20M)
#fuses HS #include<math.h>
#use fast_io(D)
void main()
{
SET_TRIS_D(0x00 );
while(1)
{
output_high(PIN_D0);
output_high(PIN_D1);
delay_ms(3);
output_high(PIN_D0);
output_low(PIN_D1);
delay_ms(7);
output_low(PIN_D0);
output_low(PIN_D1);
delay_ms(3);
output_low(PIN_D0);
output_high(PIN_D1);
delay_ms(7);
}
}
```

*B*ibliographie :

Bibliographie :

- [1] R. RATEAU, Convertisseur 12V/220V 50Hz – 220VA, Radio Plans-Electronique, Loisirs N 423, pp. 43.
- [2]-Gy.Chateiger, Michel Boès, Daniel Bouix, Jaque Vaillant (2006) : Manuel de Génie Electrique.(Dunod).
- [3] <http://fabrice.sincere.pagesperso-orange.fr/index.htm> // %cours d'électronique de puissance, Consulté Juin 2019.
- [4] Claude Naudet, Michel Pinard (2000) : Electronique de puissance Etudes expérimentales Essais de systèmes (Dunod).
- [5] <http://www.irf.com>, site internet du fabricant International Rectifier.
- [6] Application Note AN-985, "Six-Output 600V MGDs Simplify 3-Phase Motor Drives", International Rectifier.
- [7] <http://www.technologuepro.com/TP-miniprojet-electronique/miniprojet-2->
- [8] datasheet PIC16F877
- [9] Cours électronique de puissance « conversion continu alternative ». Université Joseph fourrier.
- [10] Hasnaoui othman « cours d'électronique de puissance », université de Tunis
- [11] Benjabar : « commande pleine onde des onduleur » école normale supérieur d'enseignement technique –Oran-
- [12] BRAHIMI. A et GUEZOULI .H « Etude et réalisation d'une carte de commande à base d'un microcontrôleur PIC 16f877 pour ponts redresseurs triphasés à thyristors »
- [13] **Van Den Broucke Geoffroy**, 2010. Etudiant ECAM (Bruxelles)
- [14] Zarour. Z « Réalisation d'une carte de commande d'un convertisseur DC/AC à based'un microcontrôleur PIC 16f877 » 2015 université d'oum el bouagui. FSSA
- [15] P. Barrade, '*Electronique de Puissance : Méthodologie et Convertisseurs Elémentaires*', Lausanne Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Première édition 200

Bibliographie :

- [16] 13Mandal - Power Electronics-MC GRAW HILL INDIA (2014)
- [17] SIABDELHADI AYMEN/KAMLA ABDENOUR « Etude et réalisation d'un onduleur monophasé » Université ibn khaldoun Tiaret 2016 /2017
- [18] Jacques Laroche «ELECTRONIQUE DE PUISSANCE –Convertisseur - Cours et exercices corrigés », Dunod, 2005.
- [19] EL IDRISSE Ramzi, SEMLALI Amine , AGHMADI Ahmed «Réalisation d'un onduleur monophasé Autonome commandé par pic 16F877», mémoire de Licence, université Hassan 1er , 2014
- [20] *Onduleurs et harmoniques*, Cahiers techniques Merlin Gerin N°159.
- [21] *Onduleur de tension: mise en oeuvre et Structures-principes-applications*. Techniques d'ingénieur, Traité de génie électrique D.3176-3177.
- [22] http://physiquejv1.free.fr/Documents/STS2/Cours/Source/Cours_STS2_13_Onduleurs.doc (consultés le 18 avril 2019).
- [23] MECHERI Salah-eddine. Réalisation d'un onduleur de tension monophasé contrôlé par une carte arduino. Mémoire de master. Université de Constantine.2014.
- [24] MANSOURI Abdallah. Commande des Onduleurs Multiniveaux. Mémoire de master. Université de M'sila.2016.
- [25] HELALI Kamelia. Modélisation d'une cellule photovoltaïque: étude comparative. Mémoire de magister. Université Tizi-Ouzou. Juin 2012.
- [26] dokumen.tips_pfe-realisation-dun-onduleur-monophasé-autonome-commande-par-pic-16f877
- [27] F.Berrezzek « Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone » mémoire magister, université badji mokhtar, annaba ,2006

Bibliographie :

[28] A.Djalal : Etude experimental de influence des strategies MLI sur la commande de la machine à induction. Thèse de Magistère de l'université de Batna [2009].

[29] Y. Daili: "contrôle de fréquence de commutation des hystérésis utilise dans les commande d'une machine à induction ", mémoire de magister électrotechnique de l'université de SETIF, 2007.

[30] S. Guy, Philippe Delarue, Francis Labrique, « Électronique de puissance : Structures, fonctions de base, principales applications », Edition Dunod, 2006.

[31] Application Note AN-985, "Six-Output 600V MGDs Simplify 3-Phase Motor Drives", Internation

Résumé :

Les onduleurs monophasés à base d'un microcontrôleur et d'un temporisateur NE555 sont importants pour plusieurs raisons, ce qui est nécessaire dans de nombreux domaines telles que les systèmes de secours d'urgence, où une alimentation de secours fiable est nécessaire. Dans l'ensemble, les onduleurs monophasés à base de microcontrôleur et temporisateur NE555 offrent des avantages significatifs en termes d'efficacité, de précision et de miniaturisation, ce qui en fait une solution importante pour de nombreuses applications critiques en matière d'énergie électrique.

ملخص:

تعد المحولات أحادية الطور القائمة على متحكم وجهاز ضبط الوقت NE555 مهمة لعدة أسباب، وهو أمر ضروري في العديد من المجالات مثل أنظمة النسخ الاحتياطي في حالات الطوارئ، حيث يلزم توفير طاقة احتياطية موثوقة. بشكل عام، يوفر المتحكم الدقيق NE555 والمحولات أحادية الطور القائمة على المؤقت مزايا كبيرة في الكفاءة والدقة والتصغير، مما يجعلها حلاً مهمًا للعديد من تطبيقات الطاقة الكهربائية الهامة.

Summary:

Single phase inverters based on timer NE555 and microcontroller are important for several reasons, which is necessary in many fields such as emergency backup systems, where reliable backup power is required. Overall, the NE555 microcontroller and timer-based single-phase inverters offer significant advantages in efficiency, accuracy and miniaturization, making them an important solution for many critical electrical power applications.