

SESSION 2012

**AGRÉGATION
CONCOURS EXTERNE**

Section : GÉNIE ÉLECTRIQUE

COMPOSITION D'ÉLECTROTECHNIQUE

Durée : 6 heures

Calculatrice électronique de poche - y compris calculatrice programmable, alphanumérique ou à écran graphique – à fonctionnement autonome, non imprimante, autorisée conformément à la circulaire n° 99-186 du 16 novembre 1999.

L'usage de tout ouvrage de référence, de tout dictionnaire et de tout autre matériel électronique est rigoureusement interdit.

Dans le cas où un(e) candidat(e) repère ce qui lui semble être une erreur d'énoncé, il (elle) le signale très lisiblement sur sa copie, propose la correction et poursuit l'épreuve en conséquence.

De même, si cela vous conduit à formuler une ou plusieurs hypothèses, il vous est demandé de la (ou les) mentionner explicitement.

NB : Hormis l'en-tête détachable, la copie que vous rendrez ne devra, conformément au principe d'anonymat, comporter aucun signe distinctif, tel que nom, signature, origine, etc. Si le travail qui vous est demandé comporte notamment la rédaction d'un projet ou d'une note, vous devrez impérativement vous abstenir de signer ou de l'identifier.

Tournez la page S.V.P.

A

Etude Comparative de Convertisseurs Multi-niveaux

Recommandations générales

- Vérifier que le sujet comporte 3 pages de présentation, 23 pages de questionnement, 21 pages de documents réponses et 10 pages de documentation en annexe.
- L'épreuve se compose de 4 parties indépendantes. A l'intérieur de chaque partie, de nombreuses questions sont également indépendantes. *Le candidat est donc invité à lire rapidement et entièrement l'énoncé avant de commencer à composer afin de bien répartir le temps de composition entre les différentes parties.*
- Les parties A, B, C et D doivent être rédigées sur des copies séparées en respectant scrupuleusement la numérotation des questions et les notations de l'énoncé. Une rédaction soignée, une écriture lisible et des résultats encadrés seront appréciés par les correcteurs.
- Si, au cours de l'épreuve, un(e) candidat(e) détecte ce qui lui semble être une erreur d'énoncé, il (elle) le signale par écrit dans sa copie et poursuit sa composition en conséquence. De même, si cela conduit le (la) candidat(e) à formuler une ou plusieurs hypothèses, il lui est demandé de la (ou les) mentionner explicitement.
- Les calculatrices électroniques et alphanumériques ou à écrans graphiques sont autorisées.

Présentation générale

L'Electronique de Puissance connaît depuis une quinzaine d'année un essor très important dans des domaines d'applications couvrant une large gamme de puissance (de quelques watts à plusieurs mégawatts). Les structures de conversion d'énergie, principales actrices de cette évolution, traitent des puissances de plus en plus importantes.

Cette demande croissante de puissance peut se faire par l'augmentation de la tension, du courant et souvent par les deux simultanément. Pour répondre à ces besoins, les composants de puissance ont également beaucoup évolués en particulier au niveau des calibres disponibles.

L'augmentation du calibre en courant s'effectue souvent par une simple mise en parallèle de puces ou boitiers qui conduisent à une augmentation de la surface de silicium. Cette augmentation ne pose pas de problèmes particuliers pour la mise en œuvre.

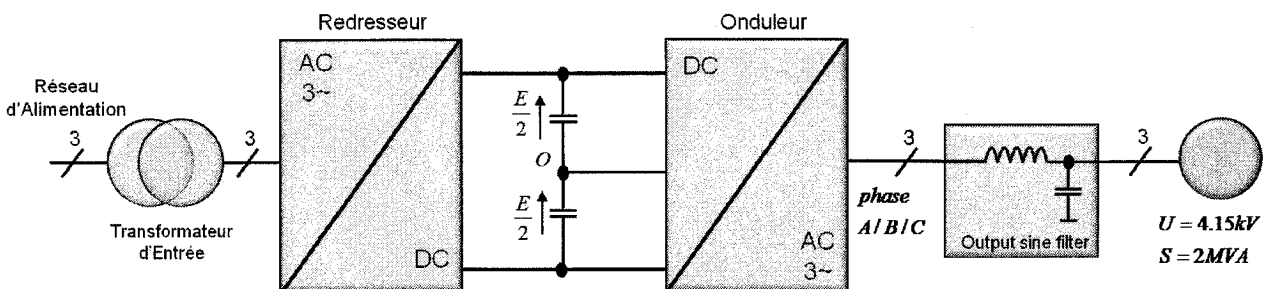
L'augmentation du calibre de tension est beaucoup plus problématique car nécessite une augmentation de l'épaisseur du silicium qui conduit à une dégradation rapide des performances statiques et dynamiques des composants impliquant une augmentation des pertes résultantes.

L'alimentation des machines électriques de forte puissance communément appelé « Medium Voltage Drive » connaît ces dernières années un essor important et nécessite l'alimentation de machines à courant alternatif ayant des niveaux de tension efficace entre phases compris entre 2 et 7 kV pour des puissances pouvant aller de 1 à 10 MVA. La tension du bus continu à traiter par l'onduleur réalisant le pilotage à vitesse variable peut alors aller jusqu'à une dizaine de kilovolts.

Il est alors nécessaire d'envisager l'utilisation de structures de conversion permettant de traiter ces niveaux de tension avec des composants de calibres réduits. Ces structures de conversion se rassemblent sous le nom de structures de conversion multi-niveaux car font apparaître sur les formes d'ondes de sortie plusieurs niveaux de tension contrairement aux convertisseurs classiques où seulement 2 niveaux sont disponibles sur la tension alternative.

Nous allons donc nous intéresser à deux de ces structures qui sont maintenant des produits industriels standards dans le domaine de la moyenne tension.

L'architecture générale du système d'alimentation de moteurs de forte puissance en vitesse variable peut être représentée par la figure ci-dessous.



Le redresseur permet de prélever l'énergie sur le réseau avec la qualité requise et permet également de maintenir la tension du bus continu à sa valeur nominale.

L'onduleur permet le pilotage de la machine à courant alternatif en MLI (modulation de Largeur d'Impulsion).

Caractéristiques principales :

Puissance apparente nominale : 2 MVA

Tension machine entre phase : 4.15kV

Partie A – Etude Préliminaire d'un onduleur 2 niveaux

- *la première partie est consacrée à l'étude et au dimensionnement d'un onduleur 2 niveaux pour l'alimentation d'une machine à courant alternatif forte puissance. L'objectif est d'obtenir une base de comparaison pour montrer l'intérêt des structures multi-niveaux qui seront étudiées dans les parties C et D.*

Partie B – Modulation multi-niveaux

- *la seconde partie est consacrée à l'étude de différentes stratégies de modulation communément utilisées sur les structures de conversion multi-niveaux avec pour objectif une comparaison de la qualité des formes d'ondes obtenues. Cette partie est générique et ne fait appel à aucunes connaissances particulières sur les structures de conversion multi-niveaux.*

Partie C – Etude d'un convertisseur 3 niveaux type NPC (Neutral Point Clamp)

- *la troisième partie est dédiée au dimensionnement d'un bras onduleur de type NPC. On y étudiera en particulier les formes d'ondes en sortie ainsi que les pertes dans les différents composants de la structure.*

Partie D – Etude d'un convertisseur 3 niveaux de type FC (Multicellulaire ou Flying Capacitors)

- *la quatrième partie concerne l'étude d'un convertisseur de type FC. Après l'étude des formes d'ondes et le calcul des pertes, on s'intéressera plus particulièrement au dimensionnement du condensateur « flottant » ainsi qu'à son équilibrage naturel.*

Etude Comparative de Convertisseurs Multi-niveaux

Sommaire

A- CONVERSION 2 NIVEAUX	3
A-1 Pré-dimensionnement.....	3
A-2 Etude monophasée en demi-pont.....	3
A-3 Dimensionnement des semi-conducteurs	4
A-4 Calcul des pertes dans les semi-conducteurs.....	5
B- MODULATION MULTI-NIVEAUX	7
B-1- Modulation à porteuses déphasées et Modulation POD	7
B-2- Modulation PD	10
B-3- Approche Vectorielle	11
C- CONVERTISSEUR NPC 3 NIVEAUX.....	13
C-1- Principe du clamping	13
C-2- Analyse du fonctionnement et dimensionnement des semi-conducteurs	14
C-3- Calcul des pertes dans les semi-conducteurs.....	16
C-4- Dimensionnement des condensateurs du bus d'entrée	17
D- CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE SERIE 3 NIVEAUX	18
D-1- Principe de fonctionnement.....	18
D-2- Dimensionnement et équilibrage naturel de la source flottante	21
D-3- Dimensionnement des semi conducteur – Calcul des pertes.....	23

Notations utilisées :

- lettre minuscule x : valeur électrique instantanée,
- lettre majuscule soulignée \underline{X} : grandeur complexe (tension, courant, impédance),
- lettre majuscule X , X_{eff} : valeur constante ou valeur efficace ou module d'une grandeur complexe ($X = |\underline{X}|$),
- la notation \bar{x} désigne la valeur moyenne de la variable x ,
- la notation \hat{x} désigne la valeur maximale,
- j est l'opérateur complexe.
- p est l'opérateur de Laplace.

Liste des principales grandeurs utilisées :

- v_A : potentiel du point A par rapport au point O
 v_s : potentiel au borne de la charge par rapport au point O
 E : tension du bus continu
 F_{mod} : fréquence de modulation (coté machine)
 T_{mod} : période de modulation (coté machine)
 i_L : courant de sortie de l'onduleur
 Δi_L : ondulation courant de sortie de l'onduleur
 i_s : courant dans la charge
 θ : phases des courants de sortie

α_A : rapport cyclique du bras A

α_{T1} : rapport cyclique de conduction de l'interrupteur T1

m : profondeur de modulation

F_{dec} : fréquence de découpage des convertisseurs étudiés

T_{dec} : période de découpage des convertisseurs étudiés

F_a : fréquence apparente de découpage de la tension de sortie

T_a : période apparente de découpage de la tension de sortie

L : inductance de sortie du convertisseur monophasé

Liste des abréviations couramment utilisées :

- NPC : convertisseur Neutral Point Clamp
- FC : convertisseur multicellulaire série (Flying Capacitor)
- MVD : Medium Voltage Drive
- SC : Semi-conducteurs
- PD : modulation Phase Disposition
- POD : modulation Phase Opposition Disposition
- PS : modulation Phase Shifted

A- CONVERSION 2 NIVEAUX

A-1 Pré-dimensionnement

Le schéma complet de l'application est donné dans le document (DOC présentation page A2). On s'intéresse uniquement à la partie onduleur triphasé.

On souhaite obtenir pour la machine une tension entre phase de $U = 4.15kV$ et une puissance apparente disponible de $S = 2MVA$. Le $\cos(\theta)$ est égal à 0.8AR.

Q1 . On utilise une modulation triphasée sinusoïdale et on impose un indice de modulation maximum de $m_{\max} = 0.97$ sur chaque bras. Exprimer la valeur de la tension efficace entre phase en fonction de la tension de bus continu E . Calculer la valeur du bus continu dans ce cas.

Q2 . En déduire le courant de ligne I_{eff_max}

A-2 Etude monophasée en demi-pont

On se propose d'effectuer quelques rappels sur les convertisseurs 2 niveaux afin d'établir un référentiel de comparaison pour l'étude de structures de conversion 3 niveaux. Dans cette partie, l'étude se limitera à une structure monophasée en demi-pont représentée sur la Figure 1.

Les transistors du bras A sont commandés à fréquence de découpage fixe F_{dec} et à rapport cyclique noté α_A tel que :

- T_1 est commandé pendant $\alpha_A \cdot T_{dec}$ de la période $T_{dec} = 1/F_{dec}$,
- T_2 est commandé pendant le reste de la période T_{dec} .
- $F_{dec} = 500Hz$
- On prendra à partir d'ici $E=7000V$

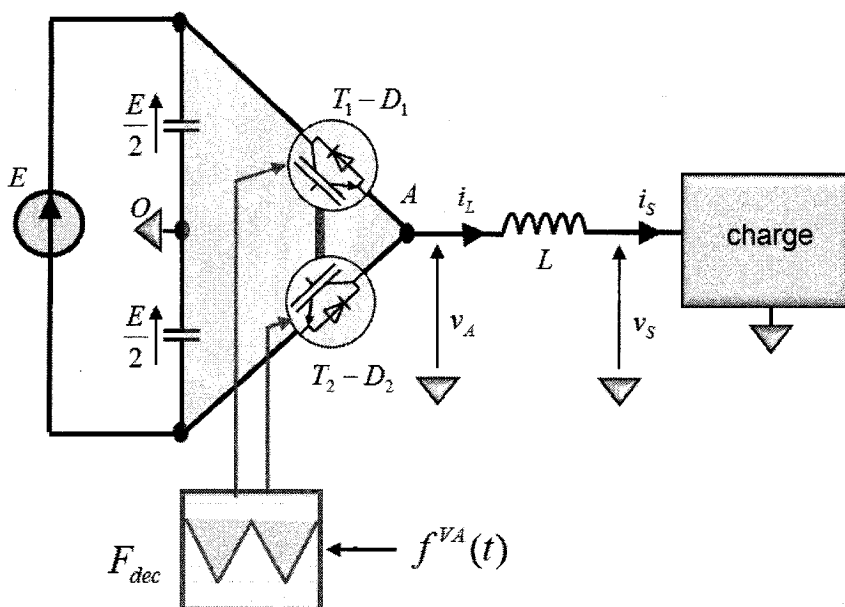


Figure 1 : Convertisseur 2 niveaux Monophasé en demi-pont- Bras A

On utilise une modulation sinusoïdale représentée sur le document réponse DR1 où $f^{VA}(x) = m \cdot \sin(x)$ avec $m = 0.8$ indice de modulation, $x = \omega t$, et $\omega = \frac{2\pi}{T_{\text{mod}}}$ où T_{mod} représente la période de modulation basse fréquence.

La porteuse utilisée est une porteuse triangulaire centrée autour de 0 et d'amplitude 1.

Q3 . Sur le document DR1/figure 1, représenter la tension $v_A(x)$.

Q4 . Exprimer la valeur du rapport cyclique instantané $\alpha_A(x)$ de la tension $v_A(x)$ en fonction de $f^{VA}(x)$. Reporter cette fonction de modulation sur le document DR1/figure 2.

Q5 En supposant la tension $v_s(x)$ parfaitement filtrée, donner l'expression de l'ondulation du courant Δi_L en fonction de E et α_A . Tracer Δi_L en fonction de α_A sur le document DR2.

Q6 On souhaite une ondulation du courant inférieure à 5% du courant instantané maximum. Calculer la valeur de L.

A-3 Dimensionnement des semi-conducteurs

Hypothèse :

On pose comme hypothèse que le rapport entre F_{dec} et F_{mod} est suffisamment grand. Dans ce cas on assimile le courant dans le composant T_1 au produit du courant de charge et de son rapport cyclique instantané.

On néglige également l'ondulation de courant pour les tracés et le calcul des pertes. On aura donc pour cette partie $i_L(x) = i_s(x)$.

Enfin pour simplifier les calculs, l'ensemble inductance L associée à la charge est remplacé par une source de courant alternative dont l'amplitude dépend de l'indice de modulation

$$i_s(x) = I\sqrt{2} \sin(x - \theta) \text{ avec } I = m \times I_{\text{eff_max}}$$

Pour l'ensemble des applications numériques, on prendra $m = 0.9$.

Q7 . Sur le document DR1/figure 3 et 4, représenter le courant $i_{T1}(x)$ ainsi que $i_{D1}(x)$

Q8 . Exprimer le rapport cyclique de conduction de $T1$ noté $\alpha_{T1}(x)$ en fonction m

Q9 En prenant en compte les hypothèses, donner l'expression de $i_{T1}(x)$.

Q10 . Indiquer sur le document DR3/tableau 1, les plages de commutation des semi-conducteurs T_1, T_2, D_1 et D_2 .

Q11 . Donner la valeur moyenne $\overline{i_{T1}}$ de i_{T1} .

Q12 . Exprimer le rapport cyclique de conduction de T_2 noté $\alpha_{T2}(x)$ en fonction m

Q13 . En déduire la valeur moyenne $\overline{i_{T2}}$ de i_{T2} .

Q14 . Exprimer le rapport cyclique de conduction de D_2 noté $\alpha_{D2}(x)$ en fonction m

Q15 . Calculer la valeur moyenne $\overline{i_{D2}}$ de i_{D2} .

Q16 . En déduire la valeur moyenne $\overline{i_{D1}}$ de i_{D1} .

Q17 . Poser le calcul pour le courant efficace dans l'interrupteur T1 : i_{T1eff} .

Q18 . Poser le calcul pour le courant efficace dans la diode D2 : i_{D2eff} .

Pour les applications numériques, on prendra

$$i_{T1eff} = i_{T2eff} = I \sqrt{\frac{m}{12\pi} \left(\frac{3\pi}{m} + 8 \cdot \cos(\theta) \right)} \text{ et } i_{D1eff} = i_{D2eff} = I \sqrt{\frac{m}{12\pi} \left(\frac{3\pi}{m} - 8 \cdot \cos(\theta) \right)}$$

Q19 . Pour un index de modulation $m = 0.9$, effectuer les applications numériques pour

$$\overline{i_{T1}}, \overline{i_{D1}}, i_{T1eff}, i_{D1eff}$$

Renseigner le tableau 1 proposé dans DR 4

Q20 . Quelle tenue en tension devront avoir les IGBT et les diodes.

Renseigner le tableau 1 proposé dans DR 4

Q21 . On utilise les composants dont la documentation est fournie en annexe 2. Proposer une solution pour obtenir les tensions de blocage nécessaires.

Q22 . Proposer un schéma de votre bras d'onduleur en représentant tous les composants. Que se passe-t-il si un composant commute plus rapidement qu'un autre.

Q23 . En prenant en compte l'architecture interne du composant **5SNA 0400J650100** (annexe 2), redessiner le schéma de l'onduleur pour la phase A.

A-4 Calcul des pertes dans les semi-conducteurs

Les pertes seront estimées à l'aide de la documentation constructeur relative au module **5SNA 0400J650100** de chez ABB (annexe 2).

Les pertes en conduction seront exprimées à l'aide du principe proposé en annexe 1.

Q24 . A l'aide de la documentation fournie (Annexe 2), donner les valeurs de V_{CE0} et R_T pour T1 ainsi que V_{F0} et R_D pour D1

Q25 . A l'aide du tableau 1 de DR4 et des paramètres exprimés en Q24, calculer les pertes par conduction d'un IGBT (P_{T_cond}) et d'une diode (P_{D_cond}).

Q26 . Calculer les pertes par conduction totales en fonction des associations éventuelles retenues.

Compléter la première partie du diagramme 1 DR5.

Nous allons maintenant nous attacher au calcul des pertes par commutations pour cet onduleur selon le principe proposé dans l'annexe 1.

Q27 . En supposant que le courant est de la forme $i_s(x) = I\sqrt{2} \sin(x - \theta)$ avec $I = m \times I_{eff_max}$, calculer $\overline{I_{T1com}}$ et I_{T1com_eff} pour le composant T1.

Q28 . De la même façon, calculer $\overline{I_{D1com}}$ et I_{D1com_eff} pour la diode D1.

Q29 . Calculer les applications numériques pour $\overline{I_{T1com}}$, I_{T1com_eff} , $\overline{I_{D1com}}$ et I_{D1com_eff}

Renseigner le tableau 2 du document DR4

Q30 . A partir de ces résultats, calculer les pertes par commutation pour les composants T1 et D1.

Q31 . Calculer les pertes par commutation totales en fonction des associations éventuelles retenues. Compléter la première partie du diagramme 1 DR5.

Q32 . Dans le cas d'une application monophasée et pour une profondeur de modulation de $m=0.9$, Calculer le rendement du convertisseur en ne prenant en compte que les pertes totales par commutation et conduction.

B- MODULATION MULTI-NIVEAUX

Nous allons nous intéresser dans cette partie aux principes de modulation utilisés pour obtenir une forme d'onde multi-niveaux.

B-1- Modulation à porteuses déphasées et Modulation POD

On appelle N nombre de niveaux souhaité. On s'intéressera dans notre étude à $N = 3$.

La première solution pour réaliser une forme d'onde N niveaux consiste à utiliser la somme de plusieurs formes d'ondes 2 niveaux. Pour cela, on utilise $(N - 1)$ porteuses déphasées (Phase Shifted) de $\frac{2\pi}{N-1}$. Chaque porteuse triangulaire sera notée $P_k^{T_{dec}}(x)$ avec $k \in [0 \dots N - 2]$ et T_{dec} la période de ces

porteuses. Chaque porteuse aura donc une phase égale à $\left(-k \frac{2\pi}{N-1}\right)$.

Le signal de modulation unique est comparé à chaque porteuse donnant $(N - 1)$ signaux 2 niveaux.

Q33 . On souhaite réaliser une modulation 3 niveaux par l'utilisation de deux porteuses $P_0^{T_{dec}}(x)$ et $P_1^{T_{dec}}(x)$ représentées sur le document DR6/figure 1. La fonction de modulation utilisée prendra la forme $f^{VA}(x) = m \cdot \sin(x)$.

Le résultat des 2 comparaisons nous permet d'obtenir 2 signaux $S_0(x)$ et $S_1(x)$:

<p>Pour le signal $S_0(x)$:</p> <p>Si $f^{VA}(x) > P_0^{T_{dec}}(x)$ alors $S_0(x) = 1$</p> <p>Si $f^{VA}(x) \leq P_0^{T_{dec}}(x)$ alors $S_0(x) = 0$</p>	<p>Pour le signal $S_1(x)$:</p> <p>Si $f^{VA}(x) > P_1^{T_{dec}}(x)$ alors $S_1(x) = 1$</p> <p>Si $f^{VA}(x) \leq P_1^{T_{dec}}(x)$ alors $S_1(x) = 0$</p>
---	---

Compléter DR6/figure 2 et DR6/figure 3 avec les signaux issues des comparaisons entre la modulateur et chacune des 2 porteuses $S_0(x)$ et $S_1(x)$.

Représenter sur la figure DR6/figure 4 la fonction $S_{3N}^{VA}(x) = S_0(x) + S_1(x) - 1$.

Q34 . Quelle est la fréquence découpage de $S_{3N}^{VA}(x)$. Cette fréquence sera noté F_a . (Fréquence apparente)

Q35 . Quelle est la fréquence découpage dans le cas particulier où $m = 0$.

Q36 . On suppose qu'un générateur de fonction de puissance est capable de nous fournir une tension $u_G(x) = \frac{E}{2} \cdot S_{3N}^{VA}(x)$. La tension $v_s(x)$ est supposée parfaitement filtrée. On pose $K = \frac{E}{LF_{dec}}$

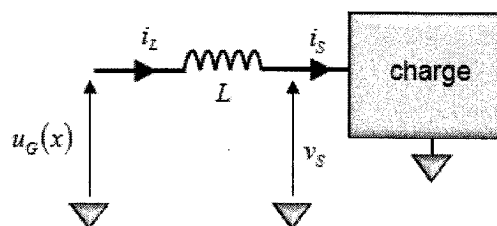


Figure 2 : Application du générateur u_G à une charge monophasée

A partir de l'expression de l'ondulation de courant $\Delta I_{L_{2N}}$ dans l'inductance pour une forme d'onde 2 niveau, en déduire l'expression $\Delta I_{L_{3N}} = f(\alpha_{3N}, K)$ où α_{3N} représente le rapport cyclique équivalent de la tension de sortie.

Tracer $\Delta I_{L_{2N}}$ et $\Delta I_{L_{3N}}$ sur le document DR7/figure 1.

Calculer le rapport $\frac{\Delta I_{L_{3N_max}}}{\Delta I_{L_{2N_max}}}$

Q37 . On représente de façon détaillée les deux porteuses (document DR7/figure 2). Donner dans les rectangles le niveau de la sortie observé sur S_{3N} pour ces différentes zones (les niveaux seront notés -1, 0 et +1).

Q38 . On appelle $Lev_0(x)$ la limite entre le niveau -1 et le niveau 0 de $S_{3N}^{VA}(x)$ et $Lev_1(x)$ la limite entre le niveau 0 et le niveau 1 de $S_{3N}^{VA}(x)$. Exprimer $Lev_0(x)$ et $Lev_1(x)$ en fonction de $P_0^{T_{dec}}(x)$ et $P_1^{T_{dec}}(x)$

La modulation POD (Phase Opposition Disposition) utilise ces nouvelles porteuses.

On représente de façon détaillée les deux porteuses sur une période $T_a = \frac{1}{F_a}$ pour les cas particuliers où $f^{VA}(x) = \alpha^{VA}$ et $f^{VA}(x) = -\alpha^{VA}$ avec $\alpha^{VA} = 0.8 = cte$.

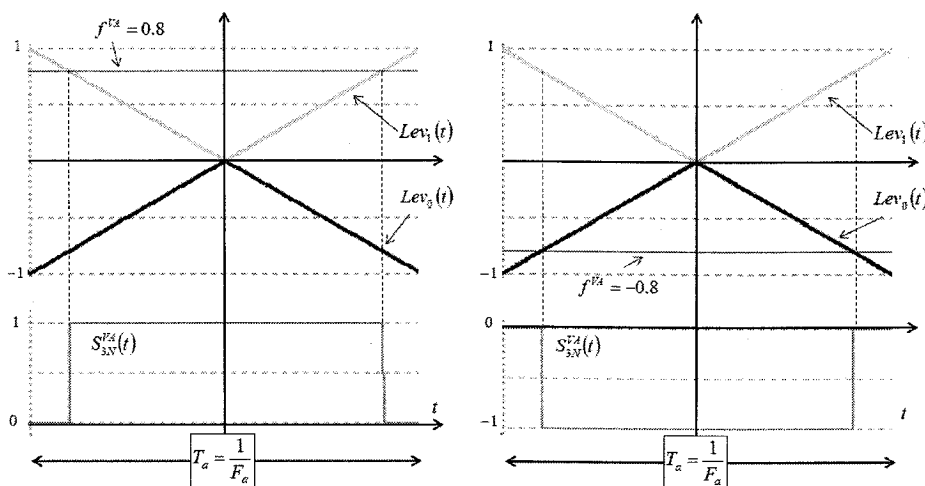


Figure 3 : Période de découpage où $f^{VA} = +\alpha^{VA}$ et $f^{VA} = -\alpha^{VA}$

Q39 . A partir de la Figure 3, donner le développement en série de fourrier du signal $S_{3N}^{VA}(t)$ dans les deux cas.

On mette le résultat sous la forme $S_{3N}^{VA}(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} [c_n^{VA} \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t - \varphi_n)]$

Exprimer l'amplitude de l'harmonique n en fonction de α^{VA} et $\beta = n \cdot \alpha^{VA} \cdot \pi$.

Q40 . On s'intéresse au premier harmonique du signal $S_{3N}^{VA}(t)$ que l'on souhaite réécrire sous la forme

$S_{3N_H1}^{VA}(t) = c_1^{VA} \cdot \cos(\omega.t)$. Donner les valeurs de c_1^{VA} pour les cas où $f^{VA} > 0$ et $f^{VA} < 0$. En déduire une expression quel que soit le signe de f^{VA} .

Pour une période de modulation basse fréquence, il est possible de calculer la valeur de l'amplitude de c_1 à chaque période de découpage. En négligeant le régime transitoire et en gardant l'hypothèse que $F_{mod} \ll F_a$, on représentera l'évolution de c_1 à l'aide de fonction continue.

Q41 . Sachant que le rapport cyclique α^{VA} du signal $S_{3N}^{VA}(x)$ varie selon $\alpha^{VA}(x) = 0.8 \cdot |\sin(x)|$. Réécrire les valeurs de c_1^{VA} quel que soit le signe de f^{VA} . Calculer la valeur maximale de c_1^{VA} .

Q42 . Sur le document DR8/figure 2, représenter la valeur de $c_1^{VA}(x)$. Que représente cette courbe ?

On souhaite maintenant évaluer la différence de 2 signaux $S_{3N}^{UAB}(x) = S_{3N}^{VA}(x) - S_{3N}^{VB}(x)$ possédant chacun trois niveaux et décalés dans le temps de $\left(\frac{2.\pi}{3}\right)$. (Equivalent de la tension entre phase pour un système triphasé).

A l'aide du même réseau de porteuse que précédemment (modulation POD) et selon le même principe de comparaison, on obtient :

- $S_{3N}^{VA}(x)$ avec la fonction de modulation $f^{VA}(x) = 0.8 \times \sin(x)$
- $S_{3N}^{VB}(x)$ avec la fonction de modulation $f^{VB}(x) = 0.8 \times \sin\left(x - \frac{2.\pi}{3}\right)$
- $S_{3N}^{VC}(x)$ avec la fonction de modulation $f^{VC}(x) = 0.8 \times \sin\left(x - \frac{4.\pi}{3}\right)$

Les fonctions de modulation $f^{VA}(x)$, $f^{VB}(x)$ et $f^{VC}(x)$ sont représentées sur le document DR8.

Q43 . A l'aide des réponses à la question Q41, écrire les valeurs de c_1^{VB} quel que soit le signe de f^{VB} . Sur le document DR8/figure 3, représenter la valeur de $c_1^{VB}(x)$.

Q44 . A partir des résultats précédents, donner l'expression $c_1^{UAB}(x)$ de l'amplitude du premier harmonique du signal $S_{3N}^{UAB}(x) = S_{3N}^{VA}(x) - S_{3N}^{VB}(x)$. Sur le document DR8/figure 4, représenter la valeur de $c_1^{UAB}(x)$. En déduire la valeur maximale de $c_1^{UAB}(x)$.

On souhaite maintenant évaluer la somme de 3 signaux $S_{3N}^{SOM}(x) = S_{3N}^{VA}(x) + S_{3N}^{VB}(x) + S_{3N}^{VC}(x)$ possédant chacun trois niveaux et décalés dans le temps de $\left(\frac{2.\pi}{3}\right)$.

Q45 . A partir des résultats précédents, donner l'expression $c_1^{COM}(x)$ de l'amplitude du premier harmonique du signal $S_{3N}^{SOM}(x) = S_{3N}^{VA}(x) + S_{3N}^{VB}(x) + S_{3N}^{VC}(x)$. Sur le document DR8/figure 5, représenter la valeur de $c_1^{COM}(x)$.

En déduire la valeur maximale de $c_1^{COM}(x)$.

B-2- Modulation PD

La modulation PD consiste à modifier les porteuses Lev_0 et Lev_1 comme proposé sur la Figure 4 afin de les remettre en phase.

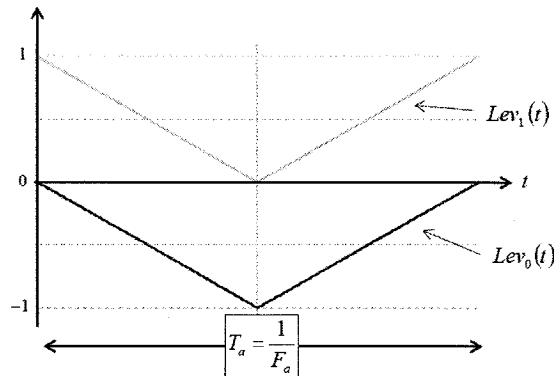


Figure 4 : Porteuses $Lev_0(t)$ et $Lev_1(t)$ en modulation PD

Q46 . Pour une modulation égale à $f^{VA} = +\alpha^{VA}$ et $f^{VA} = -\alpha^{VA}$ avec $\alpha^{VA} = 0.8$ donner le développement en série de fourrier du signal $S_{3N}^{VA-PD}(t)$ dans les deux cas.

On mettra le résultat sous la forme $S_{3N}^{VA-PD}(t) = c_0^{PD} + \sum_{n=1}^{+\infty} [c_n^{VA-PD} \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t - \varphi_n^{PD})]$

Exprimer l'amplitude de l'harmonique n en fonction de α^{VA} et $\beta = n \cdot \alpha^{VA} \cdot \pi$.

Que remarque-t-on par rapport aux résultats de la question 39 ?

Q47 . Sachant que le rapport cyclique α^{VA} du signal $S_{3N}^{VA-PD}(x)$ varie selon $\alpha^{VA}(x) = 0.8 \cdot |\sin(x)|$. Réécrire les valeurs de $c_1^{VA-PD}(x)$ quelque soit le signe de f^{VA} . Sur le document DR9/figure 2, représenter la valeur de $c_1^{VA-PD}(x)$.

Q48 . En déduire l'expression de $c_1^{VB-PD}(x)$ quelque soit le signe de f^{VB} . Sur le document DR9/figure 3, représenter la valeur de $c_1^{VB-PD}(x)$.

Q49 . Déduire des résultats précédents l'expression $c_1^{UAB-PD}(x)$ de l'amplitude du premier harmonique du signal $S_{3N}^{UAB-PD}(x) = S_{3N}^{VA-PD}(x) - S_{3N}^{VB-PD}(x)$. Sur le document DR9/figure 4, représenter la valeur de $c_1^{UAB-PD}(x)$.

En déduire la valeur maximale de $c_1^{UAB-PD}(x)$. Comparer par rapport à la valeur obtenue en Q44.

Q50 . De la même façon qu'à la question 45 et à partir des résultats précédents, donner l'expression $c_1^{COM-PD}(x)$ de l'amplitude du premier harmonique du signal $S_{3N}^{SOM}(x) = S_{3N}^{VA}(x) + S_{3N}^{VB}(x) + S_{3N}^{VC}(x)$. Sur le document DR9/figure 5, représenter la valeur de $c_1^{COM}(x)$.

En déduire la valeur maximale de $c_1^{COM}(x)$. Comparer par rapport à la valeur obtenue en Q45.

Q51 . Tracer sur le document DR10A/figure 2,3,4 les valeurs respectives de $S_{3N}^{VB}(x)$, $S_{3N}^{VB}(x)$ et $S_{3N}^{UAB}(x)$ pour une modulation POD.

Tracer sur le document DR10B/figure 2,3,4 les valeurs respectives de $S_{3N}^{VB}(x)$, $S_{3N}^{VB}(x)$ et $S_{3N}^{UAB-PD}(x)$ pour une modulation PD.

Combien de niveau apparaissent sur les 2 formes d'ondes. Quelle est la particularité de la modulation PD par rapport à la modulation POD ?

Que peut-on conclure sur les deux stratégies de modulation ?

B-3- Approche Vectorielle

On considère les trois signaux $S_{3N}^{VA}(x)$, $S_{3N}^{VB}(x)$ et $S_{3N}^{VC}(x)$. Ces trois signaux possèdent $N=3$ niveaux différents $-1,0,+1$ et sont régulièrement déphasés de $\left(\frac{2\pi}{3}\right)$. Chaque signal est issu d'une fonction de modulation :

- $S_{3N}^{VA}(x)$ avec la fonction de modulation $f^{VA}(x) = m \cdot \sin(x)$
- $S_{3N}^{VB}(x)$ avec la fonction de modulation $f^{VB}(x) = m \cdot \sin\left(x - \frac{2\pi}{3}\right)$
- $S_{3N}^{VC}(x)$ avec la fonction de modulation $f^{VC}(x) = m \cdot \sin\left(x - \frac{4\pi}{3}\right)$

On rappelle que $[C_{32}] = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

Q52 . Sur le document DR11/figure 1, représenter dans le plan (α, β) l'ensemble des possibilités pour le vecteur $\begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix}$. Chaque possibilité sera noté $[L^A \ L^B \ L^C]$ où L^A, L^B, L^C représente les niveaux respectifs des signaux $S_{3N}^{VA}(x)$, $S_{3N}^{VB}(x)$ et $S_{3N}^{VC}(x)$. On précisera les coordonnées de chaque vecteur dans le nouveau repère.

Exprimer le nombre de vecteurs total N_{VT} en fonction de N .

Q53 . Certaines possibilités conduisent à un vecteur identique dans le plan (α, β) . Combien existe-t-il de vecteurs différents N_V . Exprimer ce nombre en fonction de N . En déduire N_{VR} le nombre de vecteurs redondants. Représenter N_{VT} et N_V sur le document DR11/Figure 2 en fonction de N pour N allant de 2 à 7.

Q54 . Pour $m=0.7$, représenter sur le document DR11/Figure 1 la trajectoire du point de fonctionnement.

Q55 . Sur cette trajectoire, on s'intéresse plus particulièrement au point GG défini par $x=1.8221$ rd qui conduit à

$$\begin{cases} f^{VA}(x) = 0.6780 \\ f^{VB}(x) = -0.1882 \\ f^{VC}(x) = -0.4898 \end{cases} \text{ On notera } \begin{bmatrix} S_\alpha^{GG} \\ S_\beta^{GG} \end{bmatrix} \text{ les coordonnées de ce point dans le repère } (\alpha, \beta).$$

Identifier ce point sur la trajectoire (document DR11/Figure 1).

Ce point de fonctionnement représente la valeur moyenne du vecteur de tension sur une période de découpage. Il est obtenu par une composition vectorielle des trois vecteurs les plus proches dans le plan (α, β) .

Q56 . Identifiez les trois vecteurs V_1, V_2 et V_3 utilisés pour la réalisation du point GG . On prendra soin de choisir V_3 comme le vecteur le plus proche du point GG .

Q57 . Donner les rapports cyclique d'application sur une période de découpage de ces trois vecteurs notés $\alpha_{V_1}, \alpha_{V_2}$ et α_{V_3} . On choisira $V_3 = [0 \quad -1 \quad -1]$ et $\alpha_{V_3} = 1 - \alpha_{V_1} - \alpha_{V_2}$

Q58 . Pour le point GG en modulation de type POD, tracer les signaux S_{3N}^{VA} , S_{3N}^{VB} et S_{3N}^{VC} pour une période de modulation sur le document DR12/figure 1. Comparer les vecteurs et les temps d'application issus de la modulation POD par rapport aux résultats des questions Q56 et Q57. Que peut-on en conclure pour la modulation POD ?

Q59 . Pour le point GG en modulation de type PD, tracer les signaux S_{3N}^{VA} , S_{3N}^{VB} et S_{3N}^{VC} pour une période de modulation sur le document DR12/figure 2. Comparer les vecteurs et les temps d'application issus de la modulation PD par rapport aux résultats des questions Q56 et Q57. Que peut-on en conclure pour la modulation PD ?

C- CONVERTISSEUR NPC 3 NIVEAUX

Le convertisseur NPC est principalement utilisé dans des applications triphasées pour le pilotage de machines alternatives en vitesse variable. Nous ne nous intéresserons dans cette partie qu'au fonctionnement monophasé de cette structure sur un seul bras noté bras A .

La structure NPC utilise le principe de mise en série de composant semi-conducteur afin d'augmenter la capacité de blocage du macro-interrupteur ainsi réalisé. Ainsi pour un bus continu de tension E , on utilise deux semi-conducteurs T_1, T_2 en série ayant une tenue en tension moitié. Le potentiel intermédiaire F entre les deux interrupteurs est ensuite « clampé » au point milieu du bus continu par deux diodes DC_1 et DC_2 comme proposé sur la Figure 5. Le bus continu est dans un premier temps parfaitement filtré conduisant à deux demi-tensions $E/2$ parfaitement équilibrées.

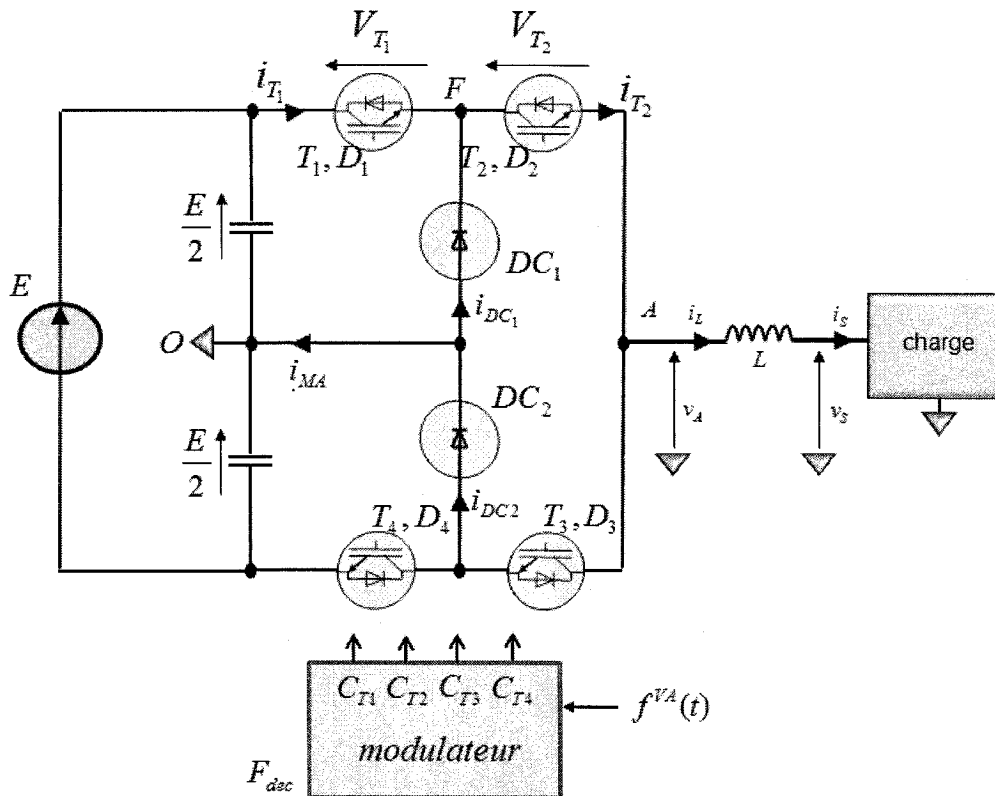


Figure 5 : Convertisseur 3 niveaux NPC Monophasé

C-1- Principe du clamping

Le modulateur utilisé est dans un premier temps un modulateur 2 niveaux. Ainsi les ordres de commande de T_1 et T_2 notées C_{T1} et C_{T2} sont identiques ainsi que les commandes complémentaires pour T_3 et T_4 (C_{T3} et C_{T4}).

On s'intéresse d'abord à l'aspect statique. On suppose le courant $i_L(t)$ positif. On impose $C_{T1} = C_{T2} = 0$ et $C_{T3} = C_{T4} = 1$.

Q60 . On suppose le courant $i_L(t)$ positif. Donner les transistors et/ou les diodes qui conduisent. Quelle est la tension mesuré sur $v_A(t)$.

Q61 . Dans cet état, quelle est la répartition de la tension aux bornes de T_1 et T_2 .

Q62 . Dans cet état, une dissymétrie des composants T_1 et T_2 impose que $V_{T1} > V_{T2}$. Que se passe-t-il alors ?

Q63 . On a maintenant la dissymétrie inverse des composants T_1 et T_2 qui impose que $V_{T2} > V_{T1}$. Que se passe-t-il alors ?

On s'intéresse maintenant à l'aspect dynamique d'une commutation de $C_{T1} = C_{T2} = 0$ et $C_{T3} = C_{T4} = 1$ vers $C_{T1} = C_{T2} = 1$ et $C_{T3} = C_{T4} = 0$. On suppose le courant $i_L(t)$ toujours positif.

Q64 . La commande C_{T1} de l'interrupteur T_1 possède un retard à l'amorçage de $T_{dec} / 5 = 0.4ms$. Sur le document DR13/figure 1, représenter les tensions V_{T1}, V_{T2} et v_A . Quelles sont les contraintes relevées sur les 2 interrupteurs. Qu'y-a-t-il de particulier sur la tension $v_A(t)$?

Q65 . La commande C_{T2} de l'interrupteur T_2 possède un retard à l'amorçage de $T_{dec} / 5 = 0.4ms$. Sur le document DR13/figure 2, représenter les tensions V_{T1}, V_{T2} et v_A . Quelles sont les contraintes relevées sur les 2 interrupteurs. Que peut-on en déduire ?

C-2- Analyse du fonctionnement et dimensionnement des semi-conducteurs

On utilise le principe de modulation décrit dans l'annexe 3.

D'après la Figure 5, on obtient les niveaux de la manière suivante :

- Niveau -1 : $C_{T1} = C_{T2} = 0$; $C_{T3} = C_{T4} = 1$
- Niveau 0 : $C_{T1} = C_{T4} = 0$; $C_{T3} = C_{T2} = 1$
- Niveau +1 : $C_{T1} = C_{T2} = 1$; $C_{T3} = C_{T4} = 0$

Q66 . Expliciter le contenu de l'étage 2 de la modulation sous la forme d'une machine à états simplifiée. Les sorties des états seront les ordres de commande, les transitions seront caractérisées par le niveau imposé par le signal d'entrée $S_{3N}^{VA}(x)$

Q67 . Représenter :

- sur le document DR14, les grandeurs suivantes : $C_{T1}(x), C_{T3}(x), i_{T1}(x), i_{D1}(x)$
- sur le document DR15, les grandeurs suivantes : $C_{T2}(x), C_{T4}(x), i_{T2}(x), i_{DC1}(x)$

Hypothèse :

On utilise une modulation sinusoïdale où $f^{VA}(x) = m \cdot \sin(x)$ avec m l'indice de modulation, $x = \omega t$, et $\omega = \frac{2\pi}{T_{\text{mod}}}$ où T_{mod} représente la période de modulation basse fréquence.

On pose comme hypothèse que le rapport entre F_{dec} et F_{mod} est suffisamment grand. Dans ce cas on assimile le courant dans le composant T_1 au produit du courant de charge $i_s(x)$ et de son rapport cyclique instantané $f^{T1}(x)$.

On néglige également l'ondulation de courant pour les tracés et le calcul des pertes. On aura donc pour cette partie $i_L(x) = i_s(x)$.

Afin de simplifier les calculs, l'ensemble inductance L associée à la charge est remplacé par une source de courant alternative dont l'amplitude dépend de l'indice de modulation

$$i_s(x) = I\sqrt{2} \sin(x - \theta) \text{ avec } I = m \times I_{\text{eff_max}}$$

On supposera acquis les égalités suivantes :

$$\overline{i_{T1}} = \overline{i_{T4}} ; \overline{i_{D1}} = \overline{i_{D2}} = \overline{i_{D3}} = \overline{i_{D4}} ; \overline{i_{DC1}} = \overline{i_{DC2}}$$

$$i_{T1_eff} = i_{T4_eff} ; i_{D1_eff} = i_{D2_eff} = i_{D3_eff} = i_{D4_eff} ; i_{DC1_eff} = i_{DC2_eff}$$

Pour l'ensemble des applications numériques, on prendra $m = 0.9$

Q68 . A partir des documents DR14 et DR15 et pour une période de modulation, donner les phases de conduction et de commutation des composants T_1 , D_1 , T_2 et DC_1 .

Compléter les tableaux proposés en DR16 en prenant soin de donner pour chaque phase de conduction ou de commutation la valeur du courant conduit ou commuté.

Q69 . Donner la valeur moyenne $\overline{i_{T1}}$ et la valeur efficace i_{T1_eff} de i_{T1} .

Q70 . Donner la valeur moyenne $\overline{i_{D1}}$ et la valeur efficace i_{D1_eff} de i_{D1} .

Q71 . Poser le calcul de la valeur moyenne $\overline{i_{T2}}$ et la valeur efficace i_{T2_eff} de i_{T2} .

Après calcul, on obtient :

$$\overline{i_{T2}} = \frac{I\sqrt{2}}{\pi} \left(1 + \frac{m}{4} (\theta \cdot \cos(\theta) - \sin(\theta)) \right)$$

$$i_{T2_eff} = \frac{I}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{\pi}{2} - \frac{m}{3} (\cos(\theta) - 1)^2}$$

Q72 . Poser le calcul de la valeur moyenne $\overline{i_{DC1}}$ et la valeur efficace i_{DC1_eff} de i_{DC1} .

Après calcul, on obtient :

$$\overline{i_{DC1}} = \frac{I\sqrt{2}}{\pi} \left(2 + m \left(\theta \cdot \cos(\theta) - \sin(\theta) - \frac{\pi}{2} \cdot \cos(\theta) \right) \right)$$

$$i_{DC1_eff} = \frac{I}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{\pi}{2} - \frac{2 \cdot m}{3} \cdot (1 + \cos(\theta))^2}$$

Compléter le document DR17/Tableau 1.

C-3- Calcul des pertes dans les semi-conducteurs

Les pertes seront estimées à l'aide de la documentation constructeur relative au module **5SNA 0400J650100** de chez ABB (annexe 2).

Les pertes en conduction seront exprimées à l'aide du principe proposé en annexe 1.

Pour la diode de clamp DC1, on prendra les paramètres correspondants de la diode de l'IGBT.

Q73 . A l'aide de la documentation fournie (Annexe 2), donner les valeurs de V_{CE0} et R_T pour T1 ainsi que V_{F0} et R_D pour D1

Q74 . Calculer les pertes par conduction des IGBT T_1, T_2 (P_{T1_cond}, P_{T2_cond}) et des diodes ($P_{D1_cond}, P_{DC1_cond}$).

Q75 . Calculer les pertes par conduction totales.

Compléter la partie correspondante du diagramme 1 DR5.

Nous allons maintenant nous attacher au calcul des pertes par commutations pour cet onduleur selon le principe proposé dans l'annexe 1.

Q76 . En utilisant le document DR16/tableau 2 et en supposant que le courant est de la forme $i_s(x) = I\sqrt{2} \sin(x - \theta)$ avec $I = m \times I_{eff_max}$, calculer $\overline{I_{T1com}}, \overline{I_{T2com}}$ et $I_{T1com_eff}, I_{T2com_eff}$ pour les composants T1 et T2.

On prendra également $\overline{I_{T1com}} = \overline{I_{T4com}}$ et $\overline{I_{T2com}} = \overline{I_{T3com}}$ ainsi que $I_{T1com_eff}, I_{T4com_eff}$ et $I_{T2com_eff}, I_{T3com_eff}$.

Q77 . De la même façon, calculer $\overline{I_{D1com}}$ et I_{D1com_eff} pour la diode D1 et $\overline{I_{DC1com}}$ et I_{DC1com_eff} pour la diode de clamp DC1.

On propose de prendre également $\overline{I_{D1com}} = \overline{I_{D2com}} = \overline{I_{D3com}} = \overline{I_{D4com}}$ et $\overline{I_{DC1com}} = \overline{I_{DC2com}}$

Q78 . Calculer les applications numériques pour $\overline{I_{T1com}}, \overline{I_{T2com}}, I_{T1com_eff}, \overline{I_{D1com}}$ et I_{D1com_eff}

Renseigner le tableau 2 du document DR17

Q79 . A partir de ces résultats, calculer les pertes par commutation pour les composants T1, T2 (P_{T1_com}, P_{T2_com}) et D1, DC1 (P_{D1_com}, P_{DC1_com}).

Q80 . Calculer les pertes par commutation totales.

Compléter la partie correspondante du diagramme 1 DR5.

Q81 . Pour une profondeur de modulation de $m=0.9$, Calculer le rendement du convertisseur en ne prenant en compte que les pertes totales par commutation et conduction.

C-4- Dimensionnement des condensateurs du bus d'entrée

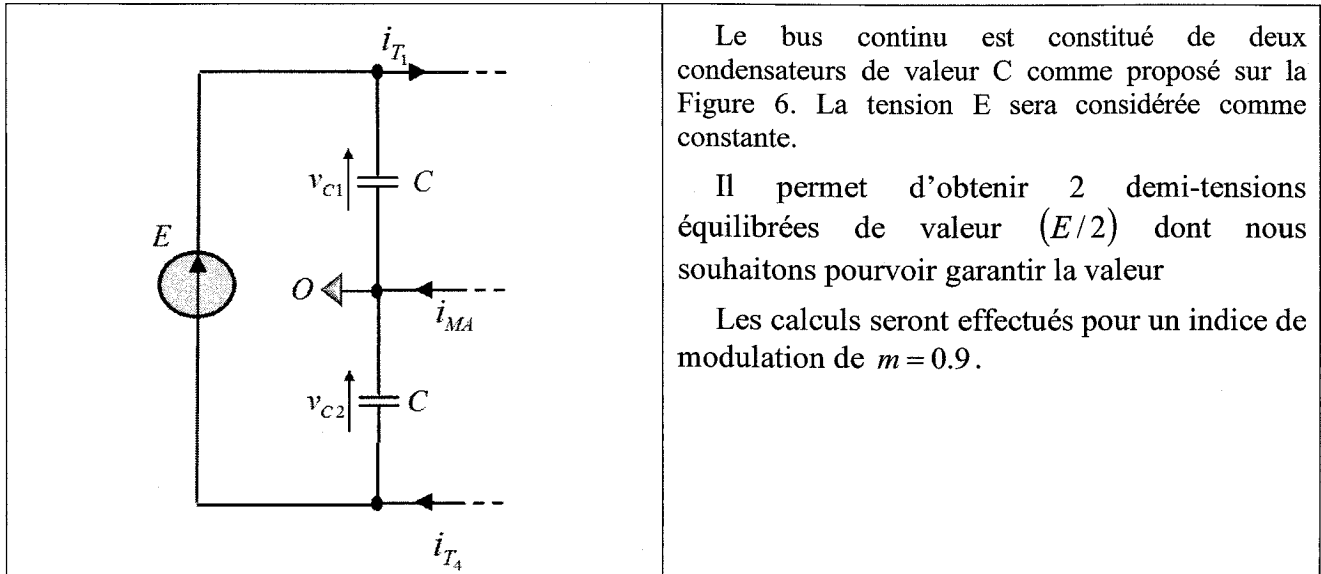


Figure 6 : Bus continu pour convertisseur NPC

Le bus continu est constitué de deux condensateurs de valeur C comme proposé sur la Figure 6. La tension E sera considérée comme constante.

Il permet d'obtenir 2 demi-tensions équilibrées de valeur $(E/2)$ dont nous souhaitons pourvoir garantir la valeur

Les calculs seront effectués pour un indice de modulation de $m = 0.9$.

Q82 . Montrer que la circulation d'un courant $i_{MA}(t)$ influe sur les deux tensions $v_{C1}(t)$ et $v_{C2}(t)$.

On s'intéresse à l'ondulation basse fréquence des tensions condensateurs.

Q83 . Exprimer V_{C1_eff} et V_{C2_eff} en fonction de C et I_{MA_eff}

Q84 . Calculer C pour obtenir une ondulation maximale crête-crête de 5% de la valeur $(E/2)$.

On souhaite effectuer la régulation de la tension $v_{C1}(t)$ en injectant sur la modulation une composante continue u_{REG} . On a alors $f^{VA}(x) = u_{REG} + m \cdot \sin(x)$.

Q85 . Montrer que cette composante continue u_{REG} a une influence sur le courant moyen $\overline{i_{MA}}$.

Q86 . On limite la variation de u_{REG} entre -0.1 et $+0.1$. Pour un déséquilibre de 200V sur la valeur moyenne de $v_{C1}(t)$ et un indice de modulation égal à 0.9, donner le temps de rééquilibrage du système.

Q87 . Proposer un schéma de principe sous forme de bloc pour la régulation. On intégrera un correcteur permettant d'annuler l'erreur en régime permanent. En déduire les paramètres du correcteur proposé.

Q88 . Quelle précaution devra-t-on prendre pour la mesure de v_{C1} ?

Q89 . Dans le cas triphasé, comment peut-on intégrer cette correction ?

D- CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE SERIE 3 NIVEAUX

Le convertisseur Multicellulaire Série est principalement utilisé dans des applications triphasées pour le pilotage de machines alternatives en vitesse variable. Nous ne nous intéresserons dans cette partie qu'au fonctionnement monophasé de cette structure sur un seul bras noté bras A .

La structure Multicellulaire Série utilise le principe de mise en série de composant semi-conducteur afin d'augmenter la capacité de blocage du macro-interrupteur ainsi réalisé. Ainsi pour un bus continu de tension E , on utilise deux semi-conducteurs $T_1 T_2$ en série ayant une tenue en tension moitié. Les points intermédiaires F et G entre les interrupteurs mis en série sont ensuite relié à l'aide d'une source de tension flottante comme proposé sur la Figure 7. La tension aux bornes de la source flottante est fixée à $V_{CF} = E/2$ est sera dans un premier temps considérée comme constante.

Le bus continu est parfaitement filtré conduisant à deux demi-tensions $E/2$ parfaitement équilibrées.

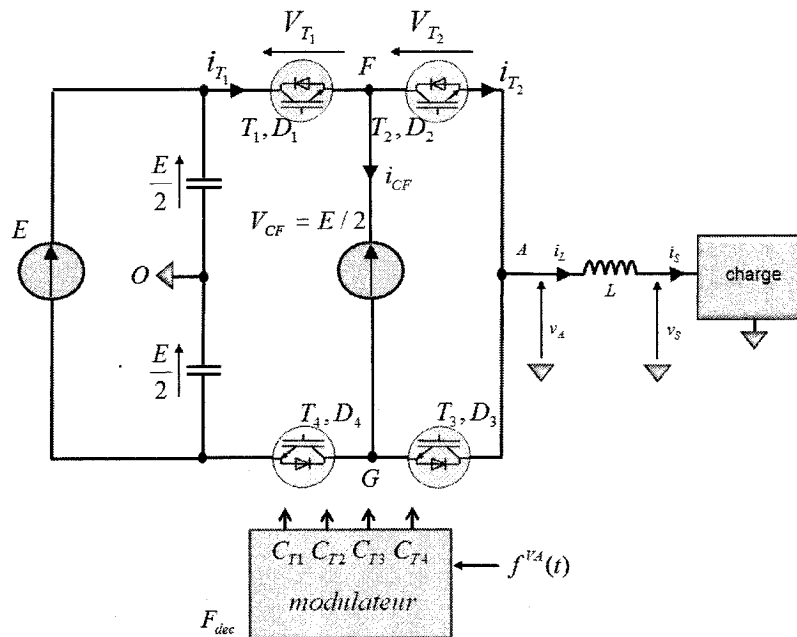


Figure 7 : Convertisseur 3 niveaux FC Monophasé

D-1- Principe de fonctionnement

Q90 . Que se passe-t-il si $C_{T1} = C_{T4} = 1$ ou $C_{T2} = C_{T3} = 1$

Les couples d'interrupteurs $(T_1 T_4)$ et $(T_2 T_3)$ forment maintenant deux cellules de commutation et seront donc pilotés de façon complémentaires. $C_{T4} = \overline{C_{T1}}$ et $C_{T3} = \overline{C_{T2}}$.

Q91 . En fonction de l'état possible des différents interrupteurs, combien existe-t-il de configurations N_c possibles pour cette structure ?

Q92 . Pour chacune des ces possibilités, donner la valeur de la tension v_A . Combien existe de valeurs différentes ? Quelles sont pour chaque cas les contraintes en tension pour les interrupteurs bloqués ?

Q93 . En fonction de l'état des différentes cellules de commutation, donner l'expression de $i_{CF}(t)$ en fonction de $i_S(t)$.

Conformément au principe d'association énoncé dans le cas de 2 cellules, il est possible d'augmenter le nombre de cellule ainsi mises en série (Figure 8).

On appelle

$N_{CELLULE}$ le nombre de cellules

N_C le nombre de combinaisons possibles

N_{LEVEL} le nombre de niveaux de tension différents obtenus sur la tension v_A

$V_{CONTRAINTE}$ la contrainte en tension sur chaque interrupteur

N_{SOURCE} le nombre de sources flottantes nécessaires

V_{CK} la tension de la $K^{ième}$ source flottante

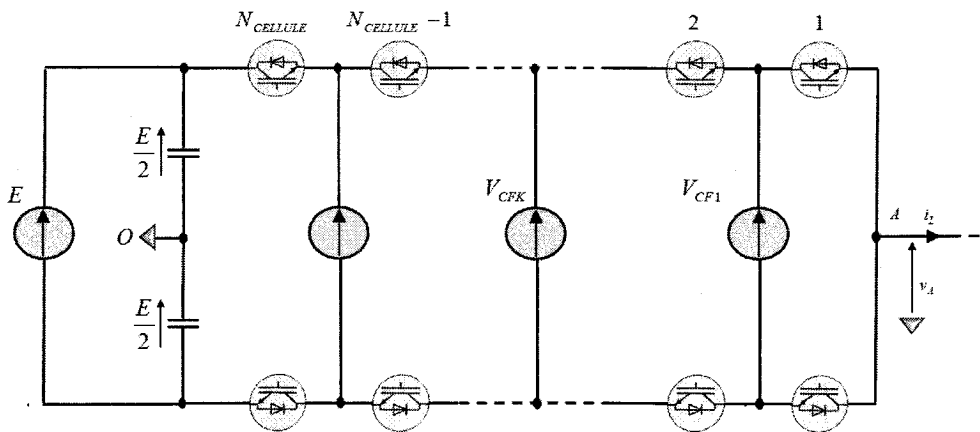


Figure 8 : Convertisseur $N_{CELLULE}$ FC Monophasé

Q94 . Exprimer N_C , N_{LEVEL} , $V_{CONTRAINTE}$, V_{CK} , N_{SOURCE} en fonction de $N_{CELLULE}$.

Dans le cas de la figure 7 pour un bras 3 niveaux, les différents niveaux seront réalisés de la façon suivante:

- Niveau -1 : $C_{T1} = C_{T2} = 0$; $C_{T3} = C_{T4} = 1$
- Niveau 0 : $C_{T1} = C_{T3} = 1$; $C_{T2} = C_{T4} = 0$ ou $C_{T1} = C_{T3} = 0$; $C_{T2} = C_{T4} = 1$
- Niveau +1 : $C_{T1} = C_{T2} = 1$; $C_{T3} = C_{T4} = 0$

Le signal idéal multi-niveaux servant de référence $S_{3N}^{VA}(x)$ (voir annexe 3) possède 3 niveaux. La concrétisation du niveau 0 peut être réalisée par 2 configurations différentes qu'il est nécessaire d'utiliser de façon alternative.

Ainsi pour l'alternance de niveau exprimées dans le tableau suivant sur $S_{3N}^{VA}(x)$, on proposera les configurations d'interrupteurs correspondantes.

$S_{3N}^{VA}(x)$	+1	0	+1	0	+1
Etat interrupteurs	$C_{T1} = 1$ $C_{T2} = 1$ $C_{T3} = 0$ $C_{T4} = 0$	$C_{T1} = 1$ $C_{T2} = 0$ $C_{T3} = 1$ $C_{T4} = 0$ (config 1)	$C_{T1} = 1$ $C_{T2} = 1$ $C_{T3} = 0$ $C_{T4} = 0$	$C_{T1} = 0$ $C_{T2} = 1$ $C_{T3} = 0$ $C_{T4} = 1$ (config 2)	$C_{T1} = 1$ $C_{T2} = 1$ $C_{T3} = 0$ $C_{T4} = 0$
$S_{3N}^{VA}(x)$	-1	0	-1	0	-1
Etat interrupteurs	$C_{T1} = 0$ $C_{T2} = 0$ $C_{T3} = 1$ $C_{T4} = 1$	$C_{T1} = 1$ $C_{T2} = 0$ $C_{T3} = 1$ $C_{T4} = 0$ (config 1)	$C_{T1} = 0$ $C_{T2} = 0$ $C_{T3} = 1$ $C_{T4} = 1$	$C_{T1} = 0$ $C_{T2} = 1$ $C_{T3} = 0$ $C_{T4} = 1$ (config 2)	$C_{T1} = 0$ $C_{T2} = 0$ $C_{T3} = 1$ $C_{T4} = 1$

Q95 . A l'aide de l'annexe 3, expliciter le contenu de l'étage 2 de la modulation sous la forme d'une machine à états simplifiée. Les sorties des états seront les ordres de commande, les transitions seront caractérisées par le niveau imposé par le signal d'entrée $S_{3N}^{VA}(x)$.

La fonction de modulation est de la forme $f^{VA}(x) = m \cdot \sin(x)$

On néglige également l'ondulation de courant pour les tracés. On prendra donc $i_L(x) = i_S(x)$.

avec $i_S(x) = I\sqrt{2} \sin(x - \theta)$ avec $I = m \times I_{eff_max}$

Pour l'ensemble des applications numériques, on prendra $m = 0.9$.

Q96 . Représenter sur le document DR18, les grandeurs suivantes : $C_{T1}(x), C_{T2}(x), i_{CF}(x)$

Q97 . Quelle est la fréquence de commutation des interrupteurs ?

D-2- Dimensionnement et équilibrage naturel de la source flottante

On remplace la source flottante par un condensateur de valeur CF .

Q98 . Calculer le courant efficace I_{CF_eff} du courant $i_{CF}(x)$ circulant dans le condensateur.

Q99 . Le document en annexe 4 nous montre les formes d'ondes de S_{3N}^{VA} , C_{T1} , C_{T2} , i_{CF} et v_{CF} pour un essai dans les conditions suivantes qui seront conservées pour les questions suivantes:

$$f^{VA}(x) = 0.5$$

$$i_s = 319 A$$

A partir de ce relevé, montrer que l'ondulation de la tension Δv_{CF} dépend du courant de charge et de la fonction de modulation.

Q100 . Calculer C pour avoir une ondulation $\Delta v_{CF} = 150V$.

On néglige maintenant cette ondulation pour étudier l'équilibrage naturel de cette source de tension flottante. On se place dans une condition de déséquilibre de cette source flottante par rapport à sa tension idéale $v_{CF} = \frac{E}{2}$. La tension aux bornes du condensateur CF est donc égale à $v_{CF} = \frac{E}{2} + Dv_{CF}$ avec $Dv_{CF} = 500V$ le déséquilibre de la tension v_{CF} . On se place dans les conditions de la question Q99, c'est-à-dire

$$f^{VA}(x) = 0.5$$

$$i_s = 319 A$$

Q101 . On utilise le principe de superposition pour représenter le déséquilibre de la tension $v_A(x)$. Montrer que la tension de sortie $v_A(x)$ est la somme d'une tension idéale $v_{A_ideale}(x)$ et d'une perturbation $Dv_A(x)$ due au déséquilibre de CF . Sur le document DR19, la figure 1 représente la tension idéale $v_{A_ideale}(x)$ sans déséquilibre et la figure 2 représente la tension réelle $v_A(x)$. Compléter sur DR19/figure 3 la représentation de $Dv_A(x)$.

Q102 . A quelle fréquence F_D oscille la tension $Dv_A(x)$? Donner la décomposition en série de fourrier du signal $Dv_A(x)$. Que vaut la valeur efficace Dv_A^{H1} du premier harmonique à la fréquence F_D de Dv_{CF} ?

Q103 . Que vaut la valeur Dv_A^{H1} si $Dv_{CF} = 0$?

Le principe de superposition nous permet donc de nous intéresser seulement à l'effet de l'harmonique de $Dv_A^{H1}(x)$ à la fréquence F_D (Figure 9).

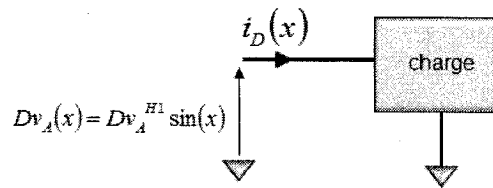


Figure 9 : Etude de l'effet du premier harmonique de $Dv_A^{H1}(x)$

La charge est linéaire et son impédance à la fréquence F_D vaut $Z_{charge}^{F_D} e^{j\psi_D}$. Cet harmonique de tension génère au travers de cette impédance un courant $i_D(x)$.

Q104 . Exprimer le courant harmonique $i_D(x)$. Quelle est sa fréquence ?

Q105 . Ce courant circule également dans le condensateur CF . Sur le document DR19/Figure 4, représenter le courant vu $i_{CF}(x)$ par le condensateur en utilisant l'enveloppe proposée représentant le courant $i_D(x)$ pour une phase $\psi_D = 0$.

Q106 . On donne l'impédance $Z_{charge}^{F_D} = 5.3\Omega$. Calculer la valeur de I_D .

Q107 . Calculer la valeur moyenne du courant dans le condensateur. En déduire l'évolution de la tension aux bornes du condensateur.

Q108 . Calculer la valeur moyenne du courant dans le condensateur pour un déséquilibre de $Dv_{CF} = -500V$. En déduire l'évolution de la tension aux bornes du condensateur.

Q109 . Pour un déséquilibre de $Dv_{CF} = +500V$ et une phase ψ_D égale à successivement $\left(-\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{6}, 0, \frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}\right)$, donner la valeur du courant moyen $\overline{i_{CF}}$. Tracé cette valeur en fonction de ψ_D sur le document DR20. Que peut-on en déduire sur $Z_{charge}^{F_D} e^{j\psi_D}$ pour obtenir un équilibrage naturel de la tension v_{CF} ?

Afin de favoriser le ré-équilibrage de la tension flottante quelque soient la charge, on souhaite ajouter en parallèle de la charge un filtre RLC (Figure 10). Ce filtre devra avoir les propriétés suivantes :

- favoriser les courants harmoniques à la fréquence F_D afin d'améliorer la dynamique d'équilibrage
- apporter un déphasage nul pour les harmoniques à la fréquence F_D
- Présenter une impédance infinie pour toutes les autres fréquences.

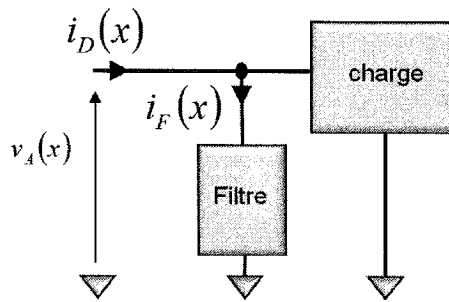


Figure 10 : Filtre de ré-équilibrage

Q110 . Proposer une structure de filtre RLC permettant d'assurer ces objectifs.

Q111 . Dimensionner les éléments de ce filtre pour un coefficient de qualité de $Q = 4$ en limitant le courant efficace harmonique à la fréquence F_D à 30 A eff pour un déséquilibre de $Dv_{CF} = 500V$. Combien vaut le facteur d'amortissement ?

D-3- Dimensionnement des semi conducteur – Calcul des pertes

Q112 . Par une analyse qualitative des courants circulants dans les interrupteurs, exprimer les pertes par conduction totales $P_{cond_totales}^{FC}$ rapport à celles d'un convertisseur 2 niveaux $(P_{cond_totales}^{2N})$.

Après calcul, on donne $P_{cond_totales}^{FC} = 1867W$

Nous allons maintenant nous attacher au calcul des pertes par commutations pour cet onduleur selon le principe proposé dans l'annexe 1. On prend toujours comme hypothèse que le courant est de la forme $i_s(x) = I\sqrt{2} \sin(x - \theta)$ avec $I = m \times I_{eff_max}$.

Q113 . Calculer $\overline{I_{T1com}}$ et I_{T1com_eff} pour le composant T1.

On prendra également $\overline{I_{T1com}} = \overline{I_{T2com}}$ ainsi que $I_{T1com_eff} = I_{T2com_eff}$.

Q114 . De la même façon, calculer $\overline{I_{D1com}}$ et I_{D1com_eff} pour la diode D1.

On propose de prendre également $\overline{I_{D1com}} = \overline{I_{D2com}}$ et $I_{D1com_eff} = I_{D2com_eff}$

Q115 . Calculer les applications numériques pour $\overline{I_{T1com}}$, I_{T1com_eff} , $\overline{I_{D1com}}$ et I_{D1com_eff}

Renseigner le tableau 1 du document DR21

Q116 . A partir de ces résultats, calculer les pertes par commutation pour les composants T1 (P_{T1_com}) et D1 (P_{D1_com}).

Renseigner le tableau 2 du document DR21

Q117 . Calculer les pertes par commutation totales.
Compléter la partie correspondante du diagramme 1 DR5.

Q118 . Pour une profondeur de modulation de $m=0.9$, Calculer le rendement du convertisseur en ne prenant en compte que les pertes totales par commutation et conduction.

Nom : <i>(Suivi, s'il y a lieu, du nom d'épouse)</i>	<input type="text"/>																							
Prénom :	<input type="text"/>																							
N° d'inscription :	<input type="text"/>								Né(e) le :	<input type="text"/>		/	<input type="text"/>		/	<input type="text"/>								

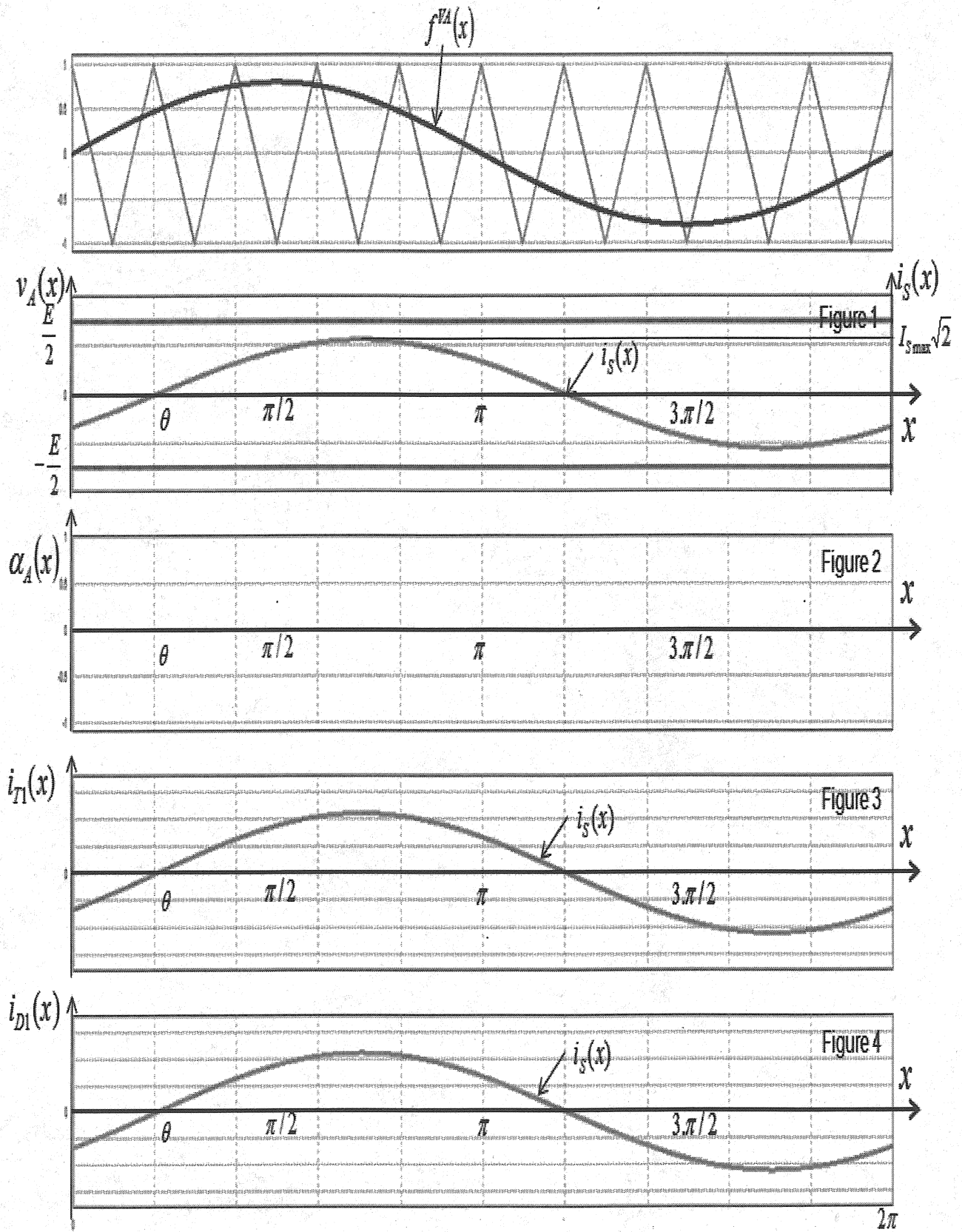
(Le numéro est celui qui figure sur la convocation ou la feuille d'émargement)

<input type="checkbox"/>	Concours	<input type="text"/>	Section/Option	<input type="text"/>	Epreuve	<input type="text"/>	Matière	<input type="text"/>
--------------------------	-----------------	----------------------	-----------------------	----------------------	----------------	----------------------	----------------	----------------------

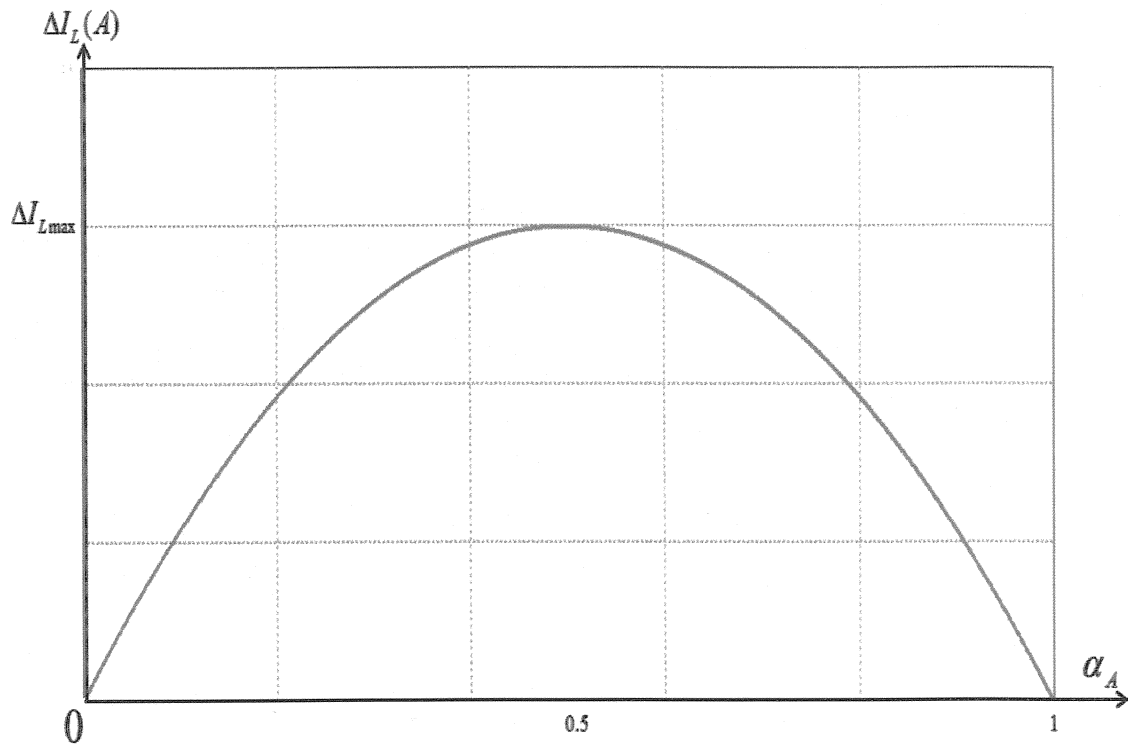
EAE GEE 3

DR 1 - 2 - 3 - 4

Document réponse DR1



Document réponse DR2



Document réponse DR3

Tableau 1

Composant	Début plage de commutation	Fin plage de commutation
T1		
D1		
T2		
D2		

Document réponse DR4

Tableau 1

	BRAS A	
	IGBT	Diode
Courant moyen		
Courant Efficace		
Tenue en tension		

Tableau 2

	BRAS A	
	IGBT T1	Diode D1
Courant moyen commuté		
Courant Efficace commuté		

Nom : <i>(Suivi, s'il y a lieu, du nom d'épouse)</i>																						
Prénom :																						
N° d'inscription :										Né(e) le :			/			/						

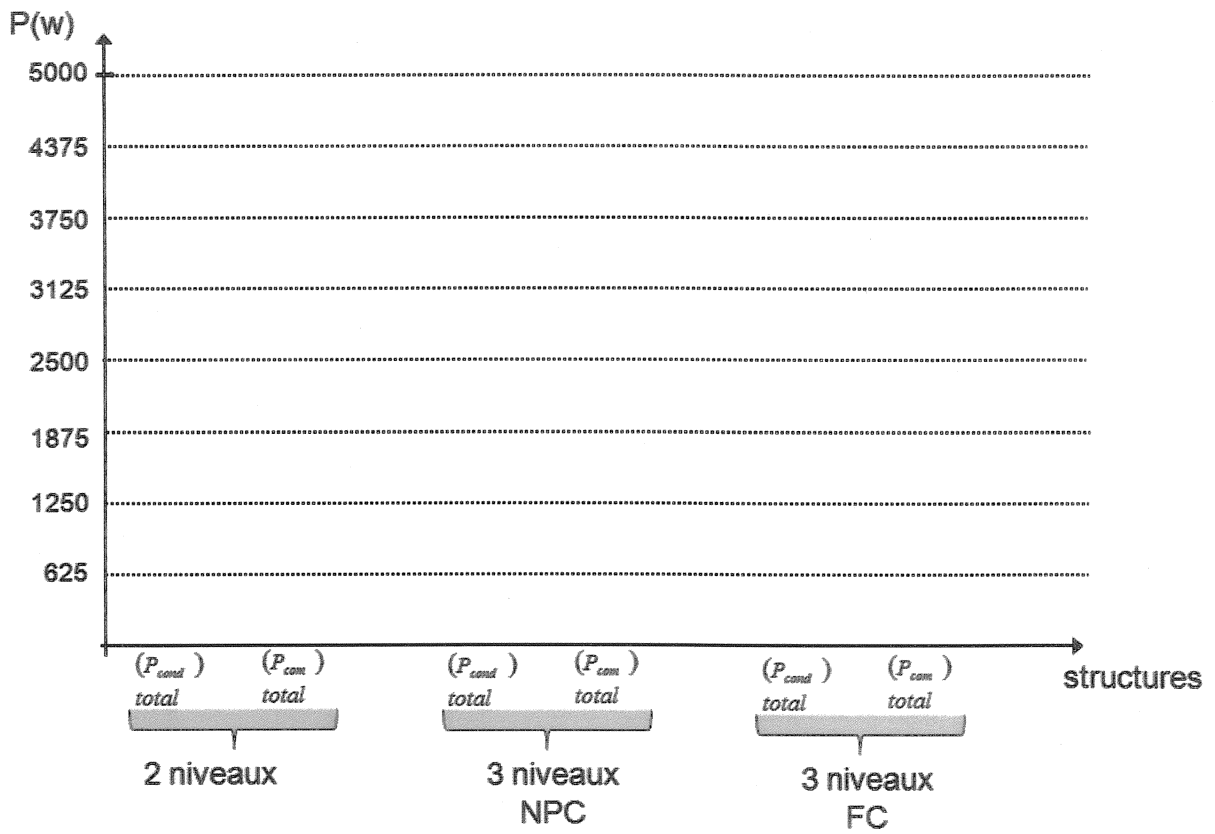
(Le numéro est celui qui figure sur la convocation ou la feuille d'émargement)

Concours	Section/Option	Epreuve	Matière

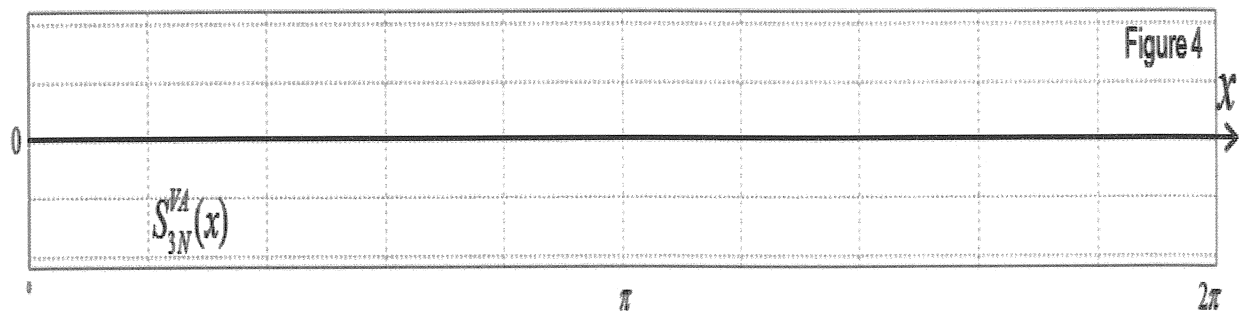
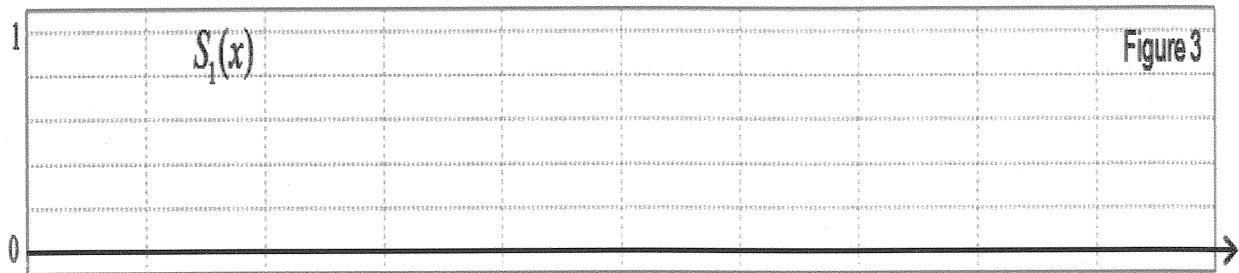
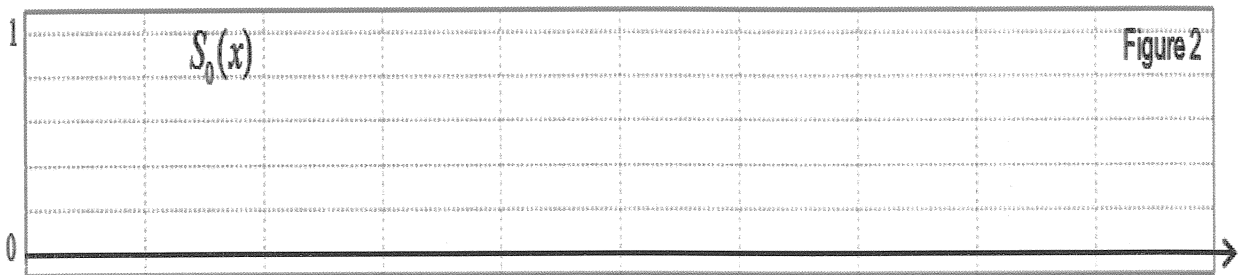
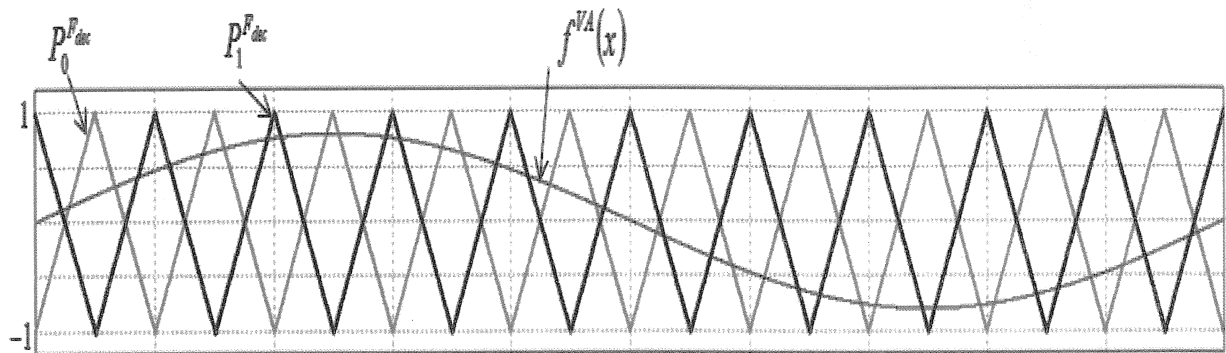
EAE GEE 3

DR 5 - 6 - 7

Document réponse DR5



Document réponse DR6



Document réponse DR7

Figure 1

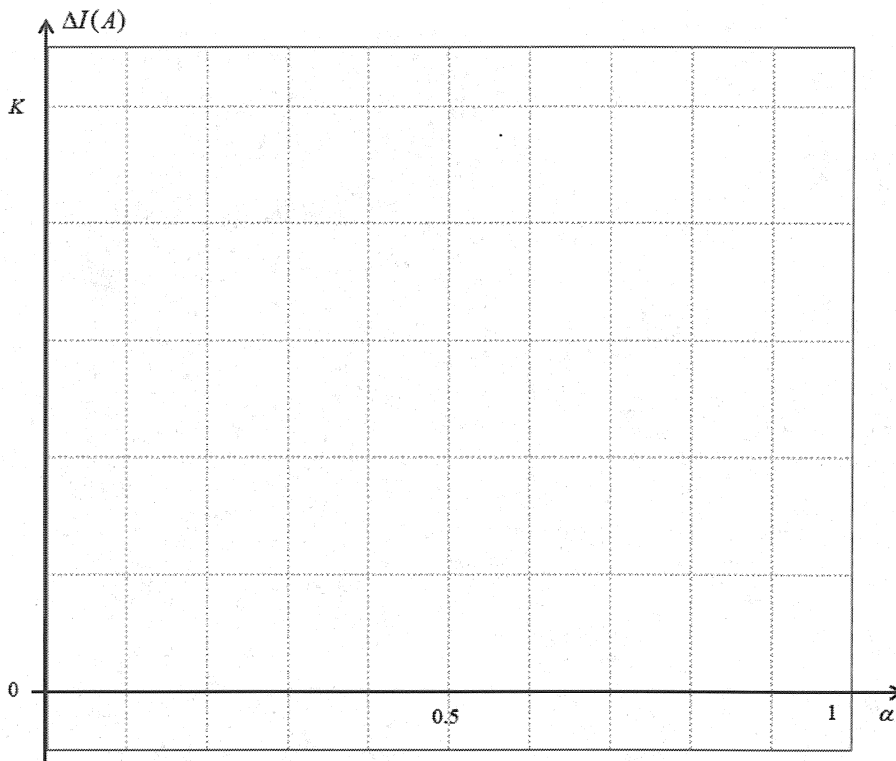
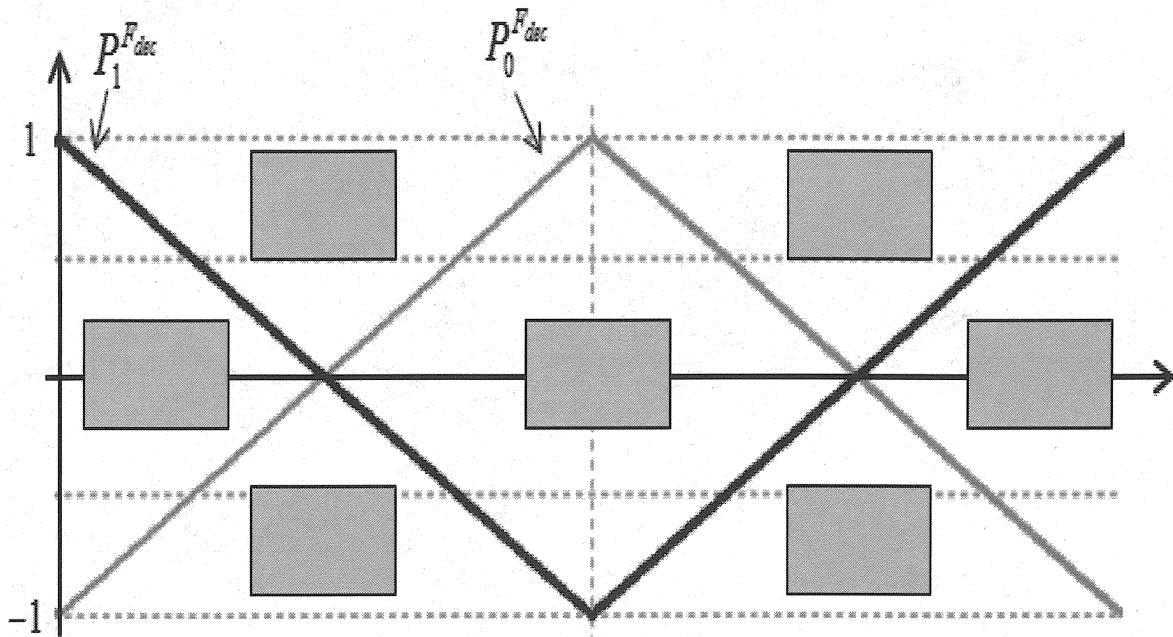


Figure 2



Nom :

(Suivi, s'il y a lieu, du nom d'épouse)

Prénom :

N° d'inscription :

Né(e) le : / /

(Le numéro est celui qui figure sur la convocation ou la feuille d'émargement)

Concours

Section/Option

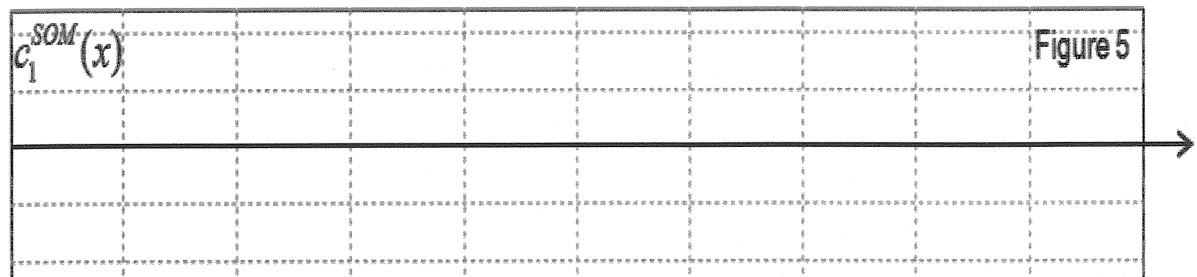
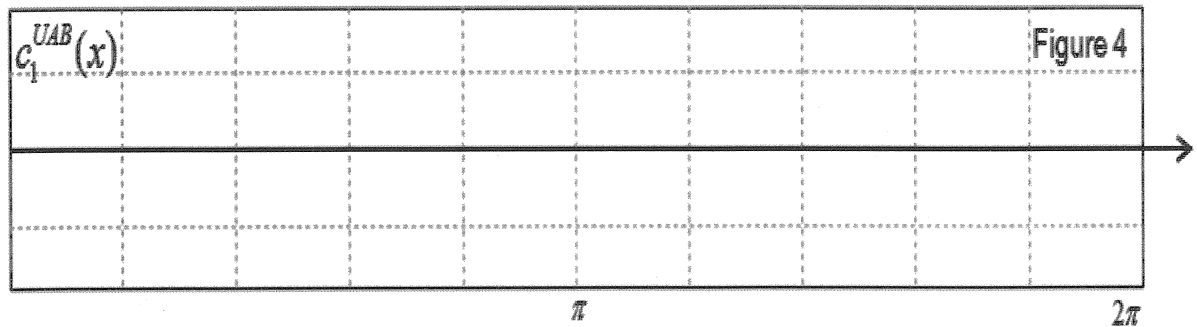
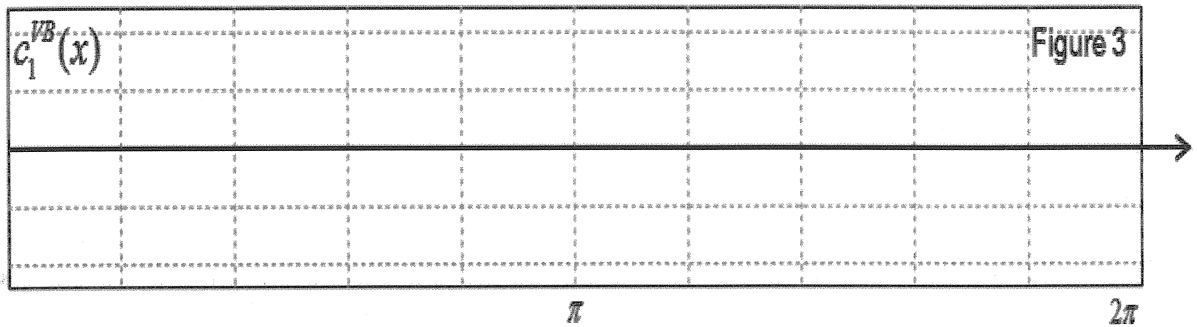
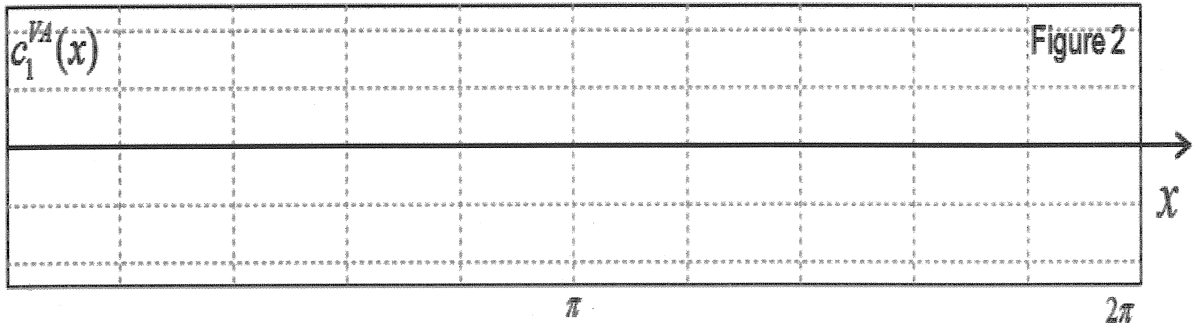
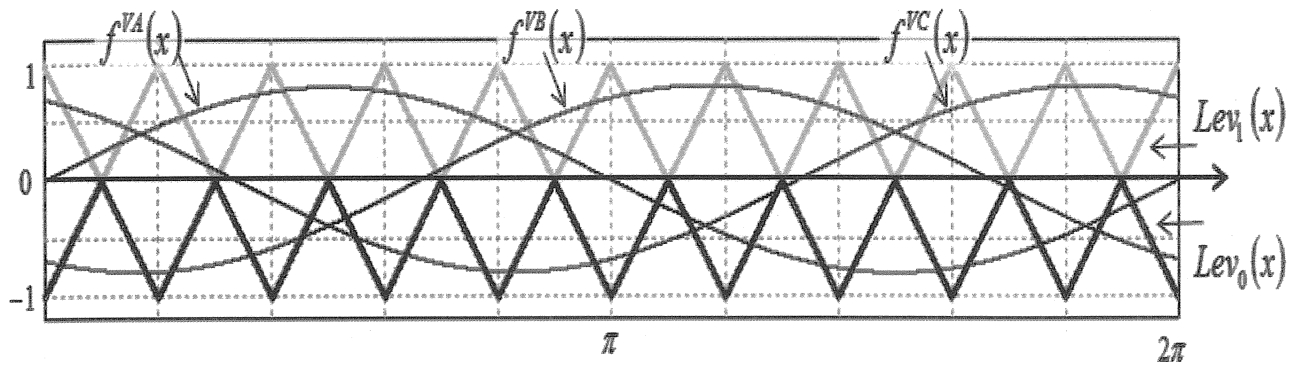
Epreuve

Matière

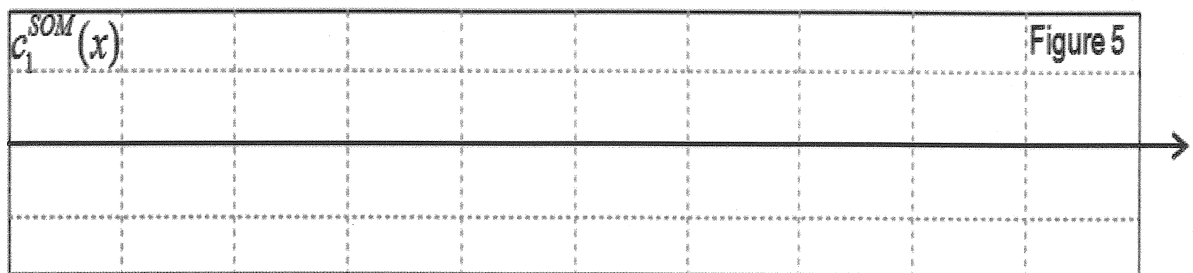
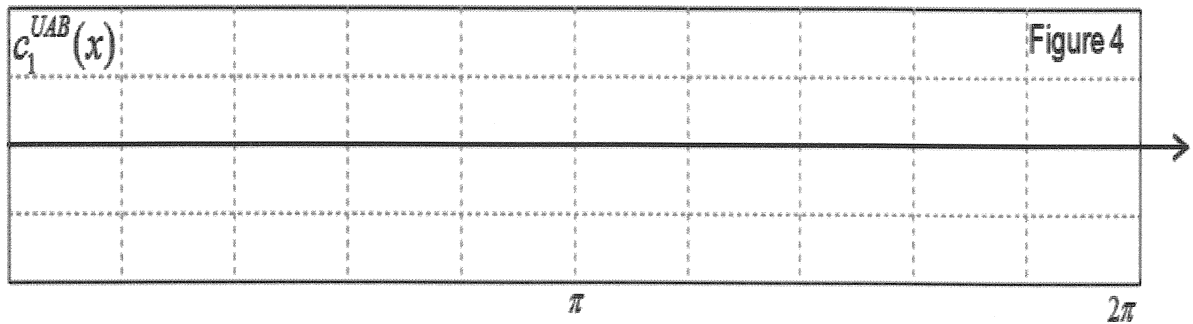
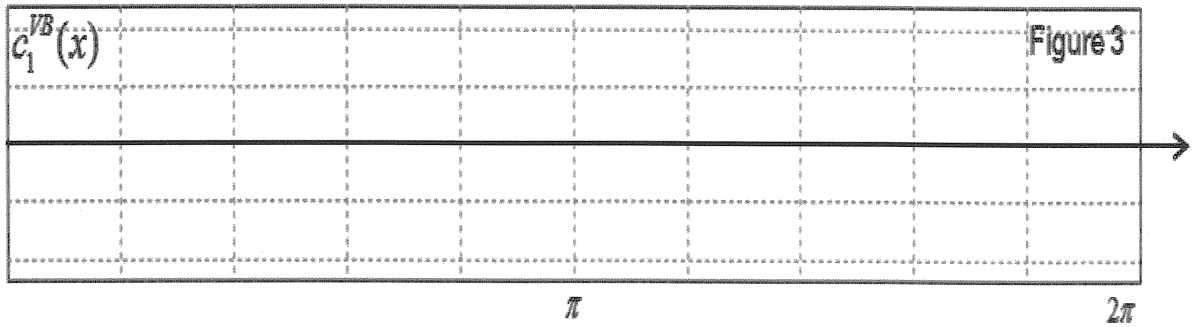
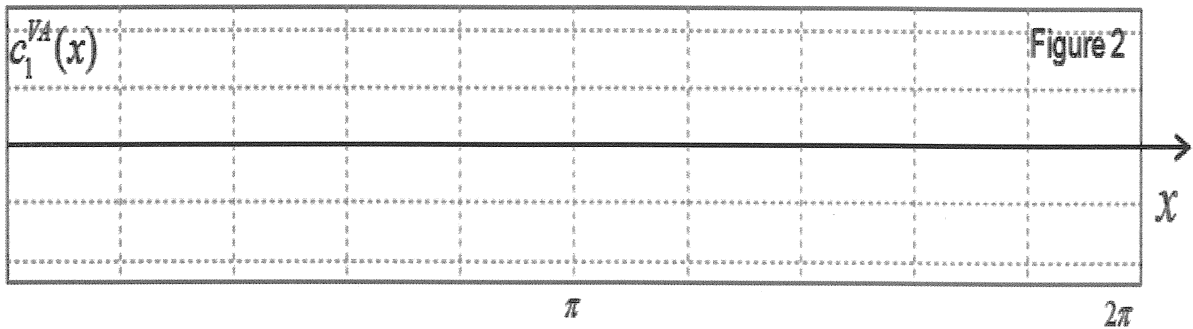
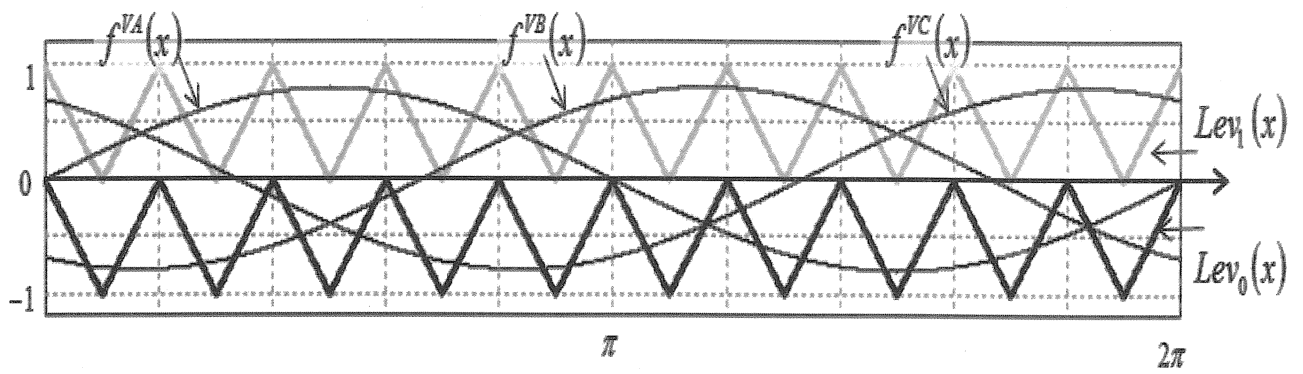
EAE GEE 3

DR 8 - 9 - 10A

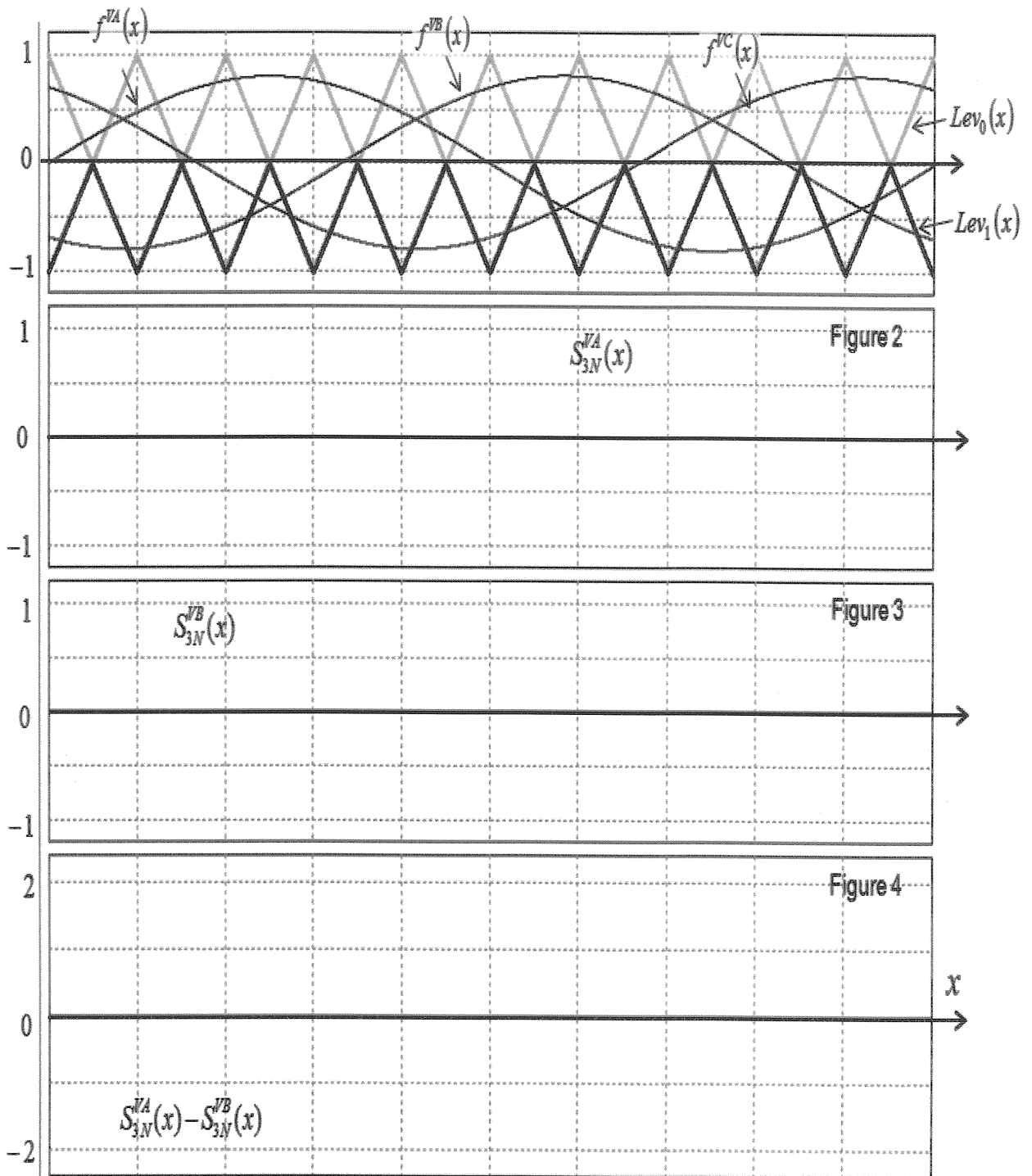
Document réponse DR8



Document réponse DR9



Document réponse DR10 A



Nom : <i>(Suivi, s'il y a lieu, du nom d'épouse)</i>	<input type="text"/>																							
Prénom :	<input type="text"/>																							
N° d'inscription :	<input type="text"/>								Né(e) le :	<input type="text"/>		/	<input type="text"/>		/	<input type="text"/>								

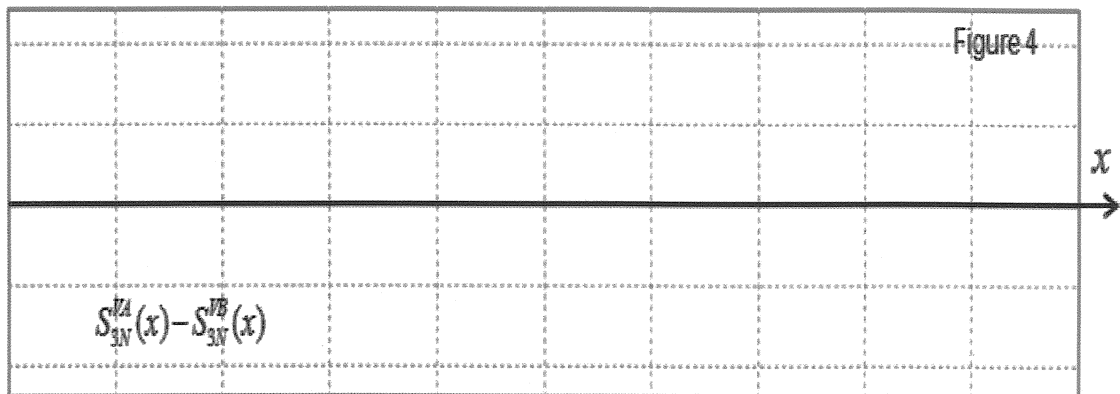
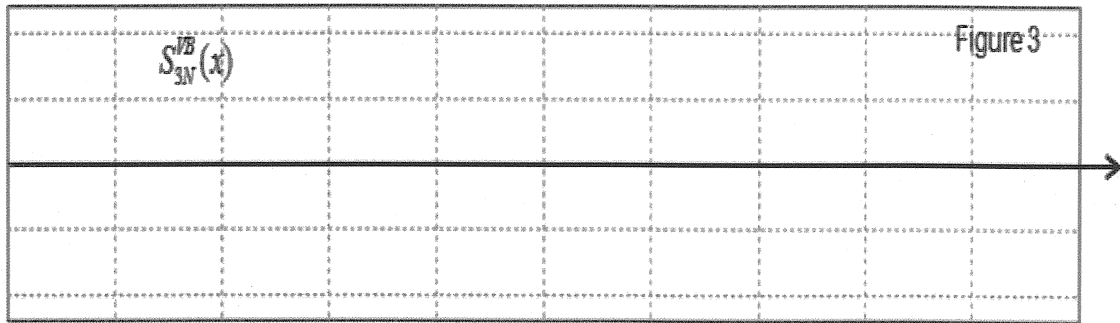
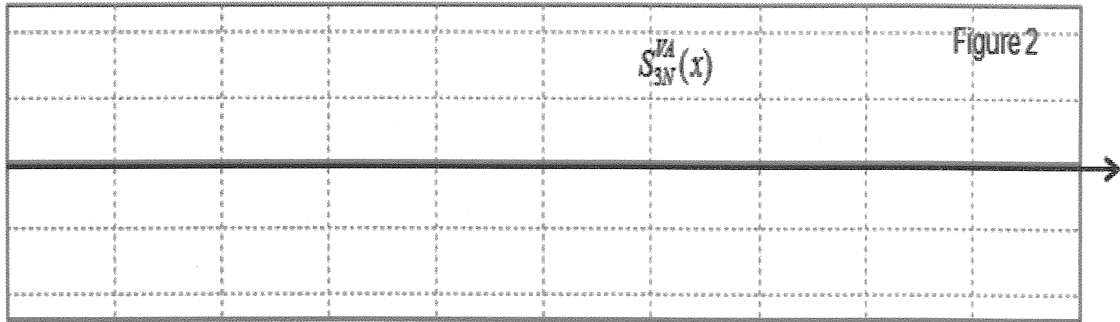
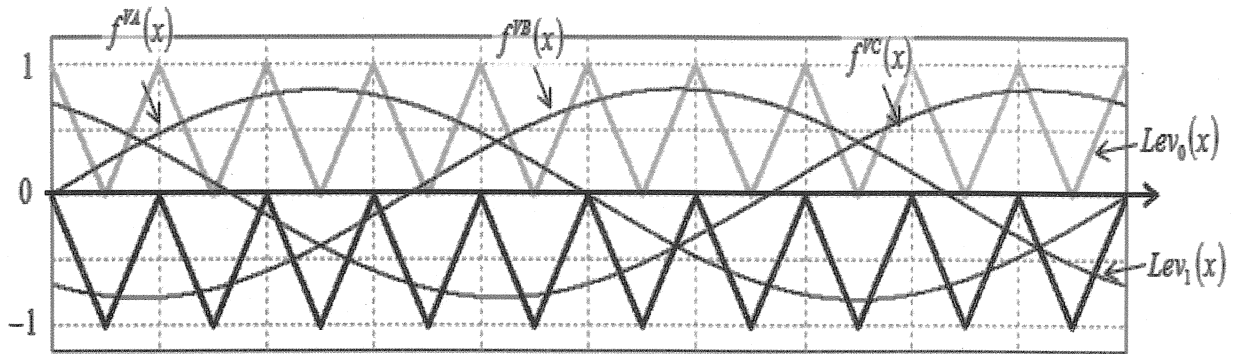
(Le numéro est celui qui figure sur la convocation ou la feuille d'émargement)

Concours	Section/Option	Epreuve	Matière
<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>

EAE GEE 3

DR 10B - 11 - 12

Document réponse DR10 B



Document réponse DR11

Figure 1

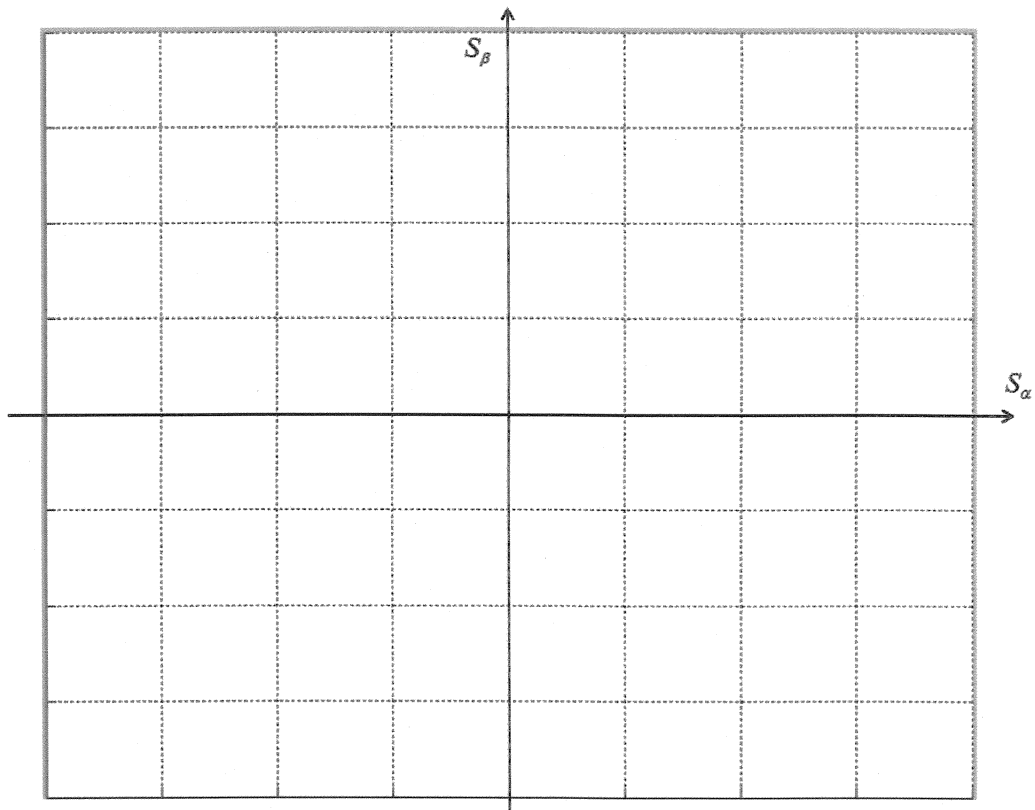
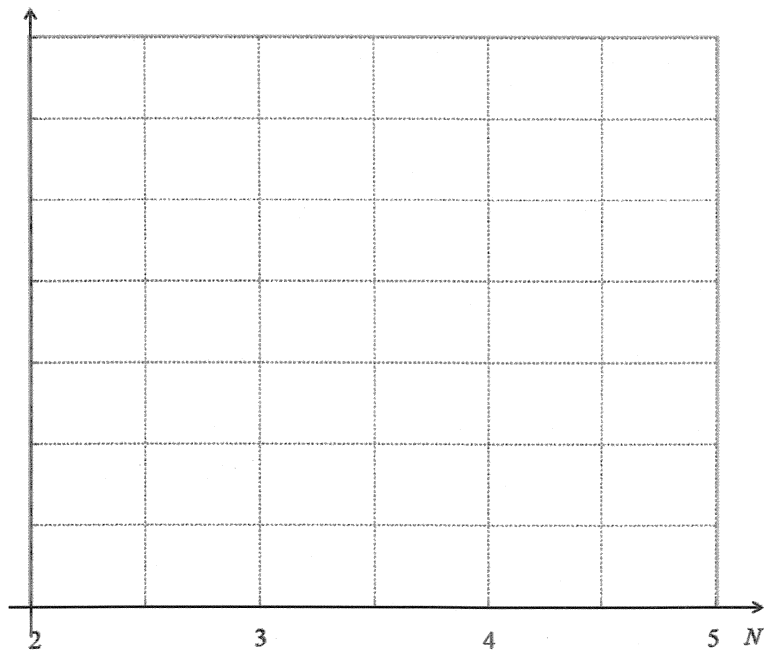


Figure 2



Document réponse DR12

Figure 1

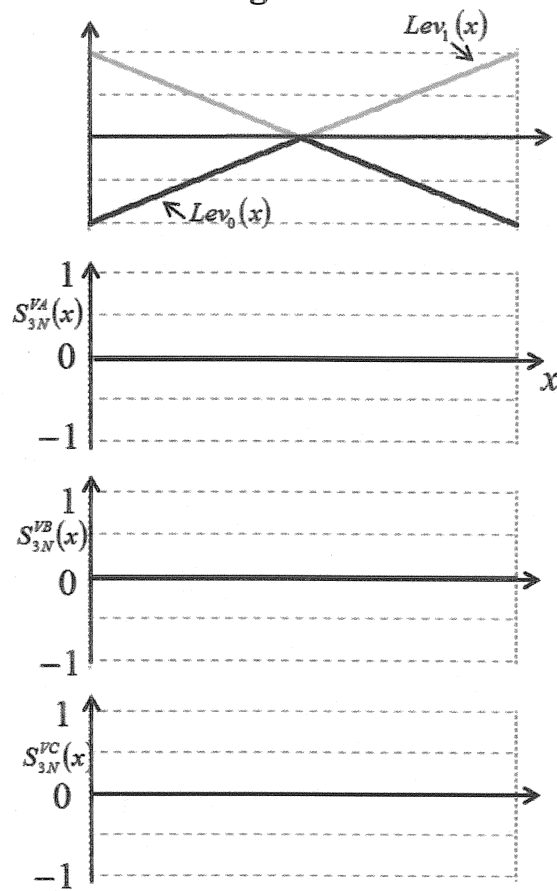
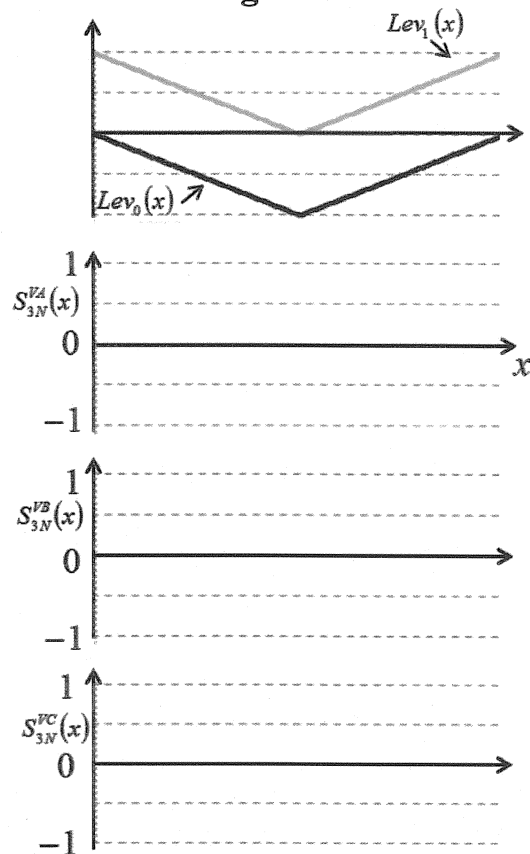


Figure 2



Document réponse DR13

Figure 1

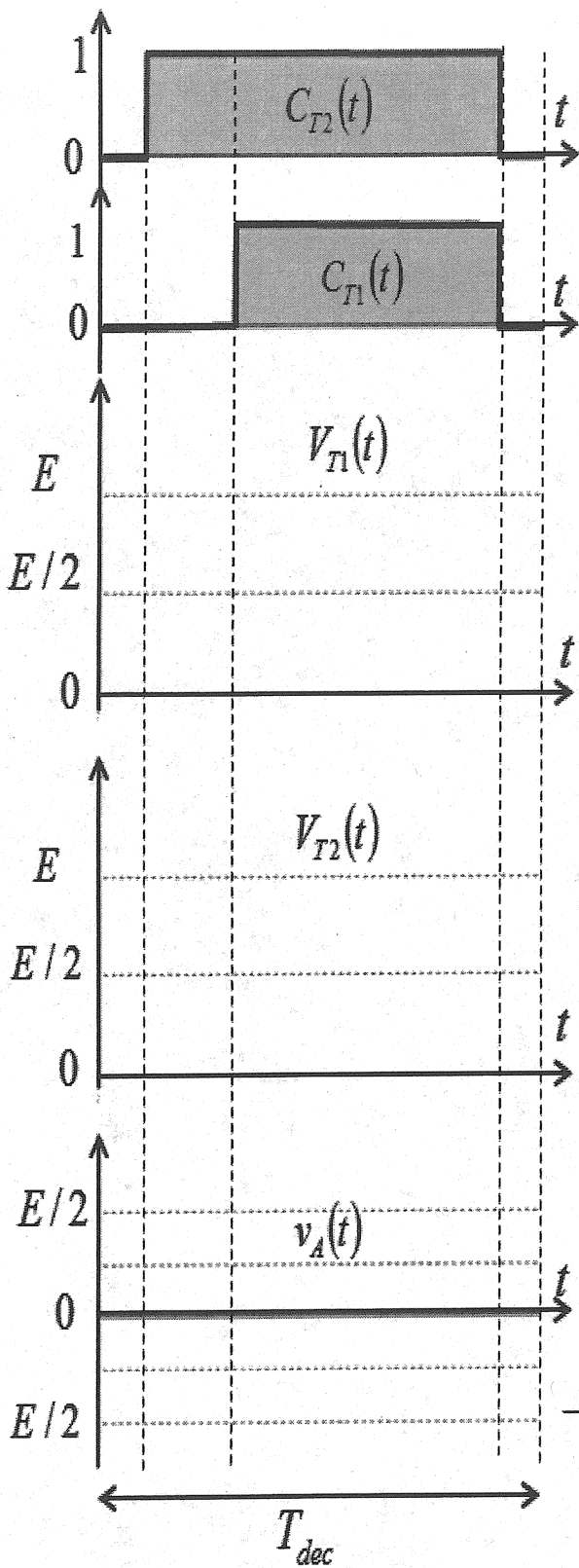
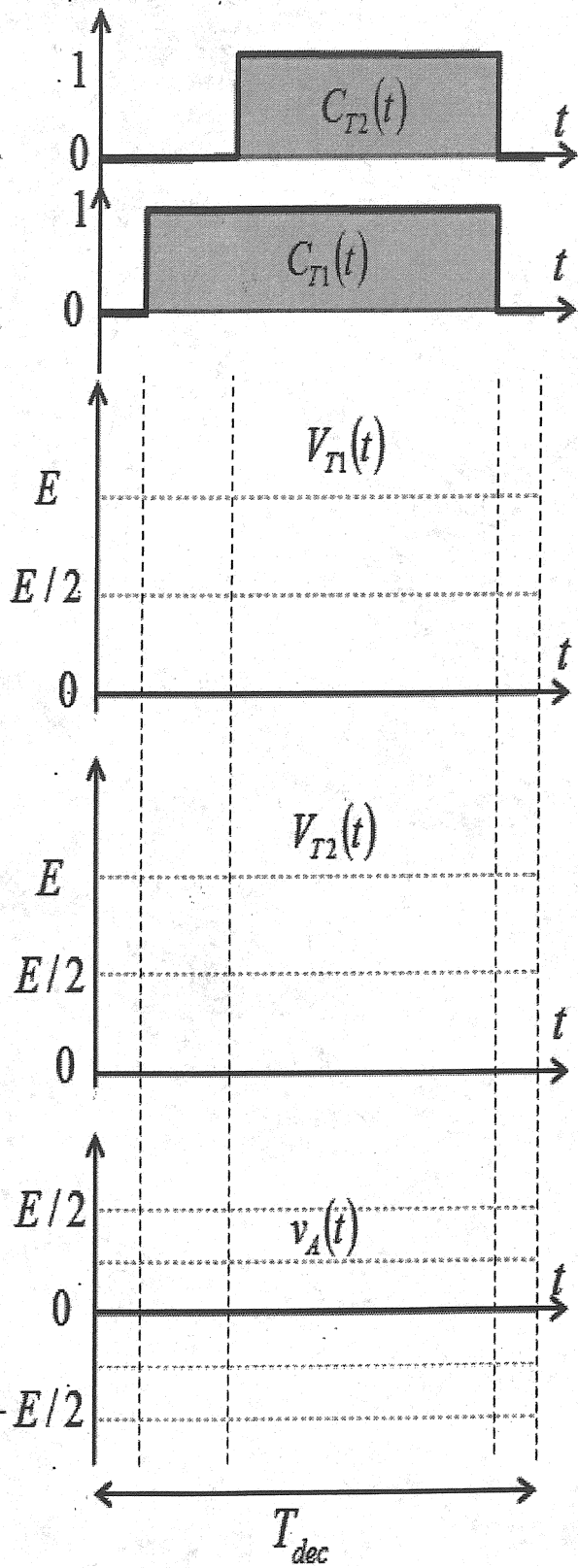
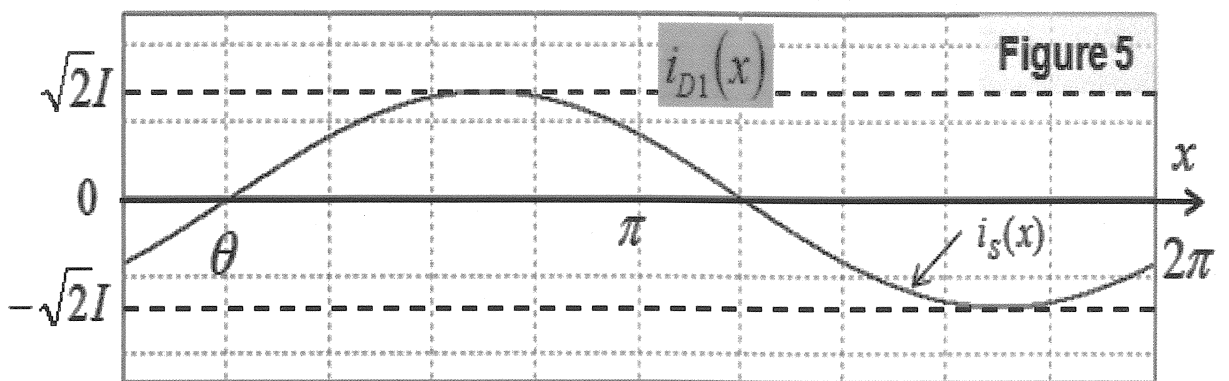
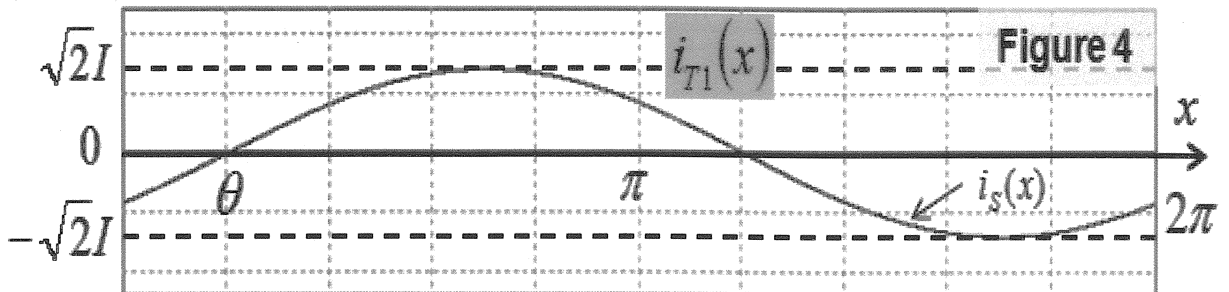
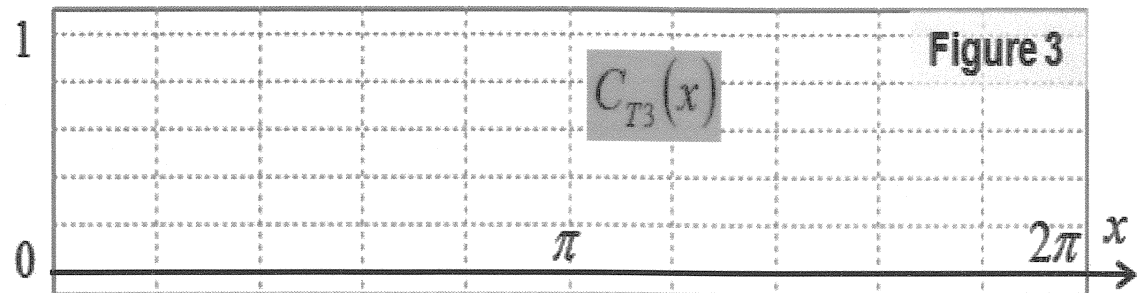
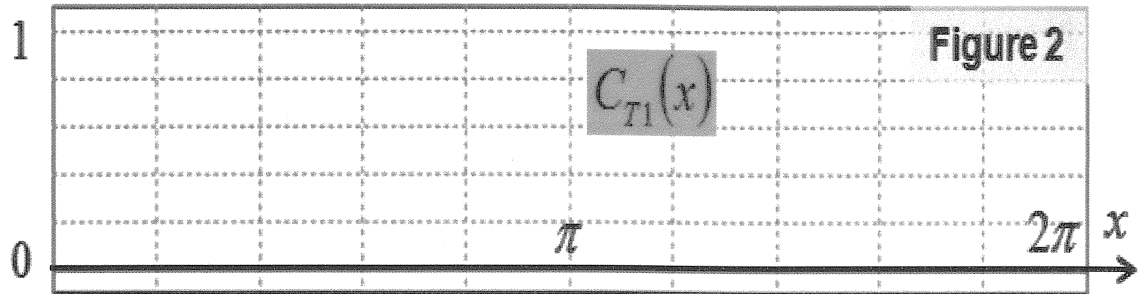
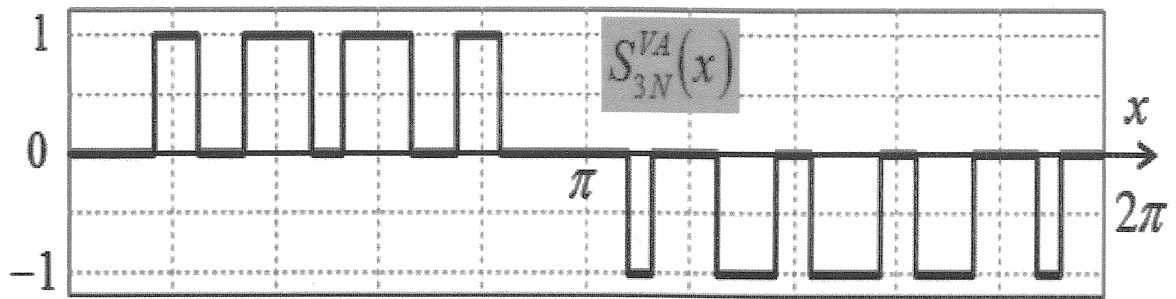


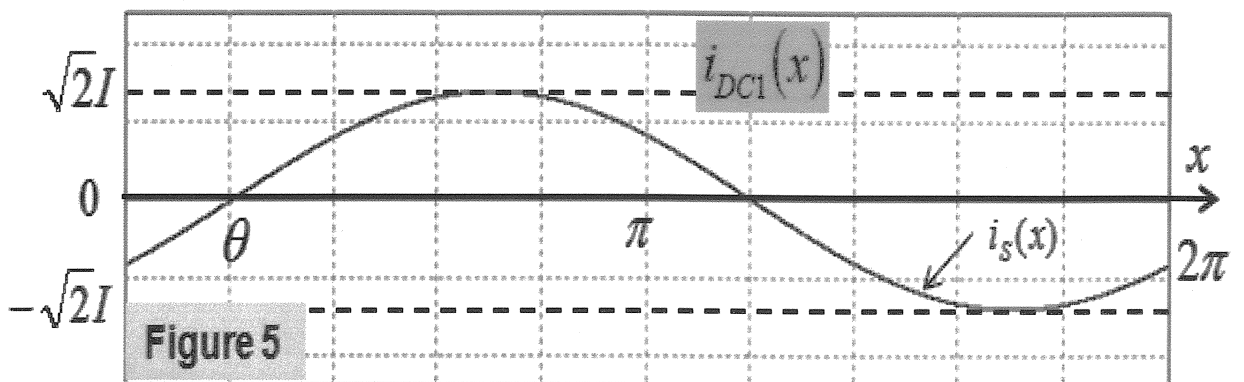
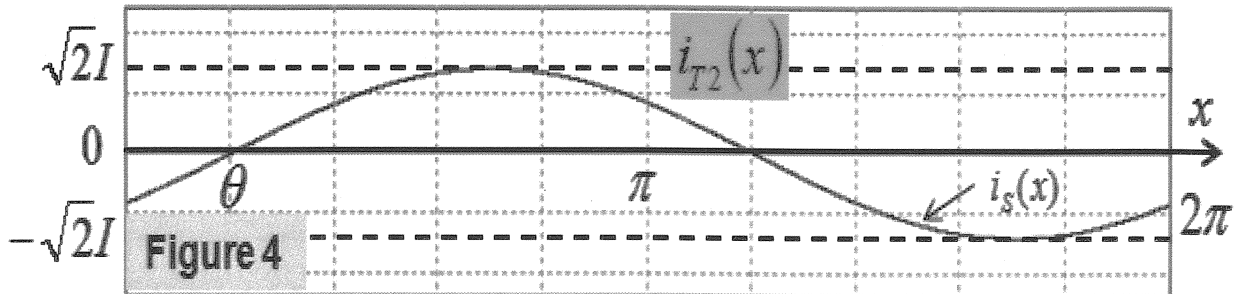
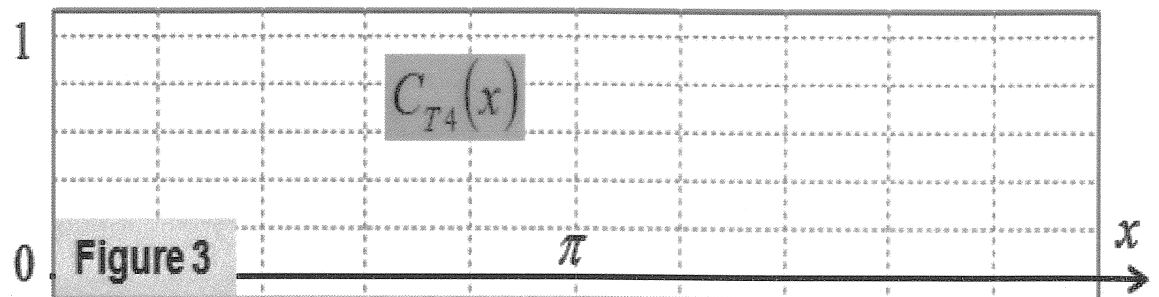
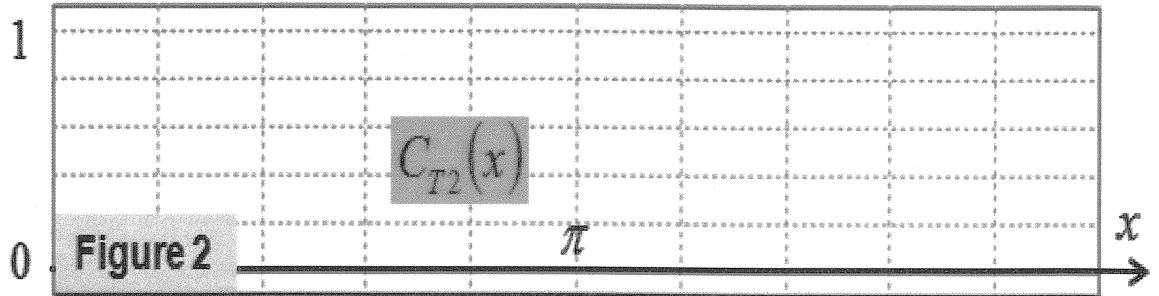
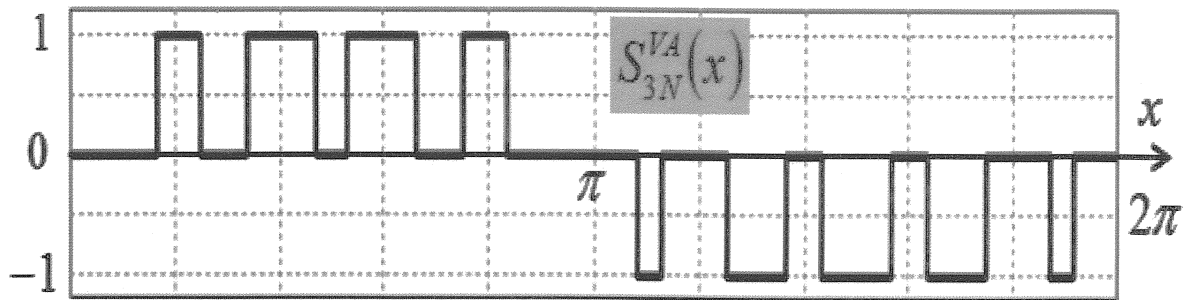
Figure 2



Document réponse DR14



Document réponse DR15



Nom :
(Suivi, s'il y a lieu, du nom d'épouse)

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

Prénom :

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

N° d'inscription :

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

Né(e) le :

		/			/				
--	--	---	--	--	---	--	--	--	--

(Le numéro est celui qui figure sur la convocation ou la feuille d'émargement)

Concours

--	--	--

Section/Option

--	--	--	--

Epreuve

--	--	--	--

Matière

--	--	--	--

EAE GEE 3

DR 16 - 17 - 18

Document réponse DR16

**Tableau1
Courant conduit**

	$[0 \ \theta[$	$[\theta \ \pi[$	$[\pi \ \pi + \theta[$	$[\pi + \theta \ 2\pi]$
T_1	0	$i_s(x)m \cdot \sin(x)$	0	0
D_1				
T_2				
DC_1				

**Tableau2
Courant commuté**

	$[0 \ \theta[$	$[\theta \ \pi[$	$[\pi \ \pi + \theta[$	$[\pi + \theta \ 2\pi]$
T_1	0	$i_s(x)$	0	0
D_1				
T_2				
DC_1				

Document réponse DR17

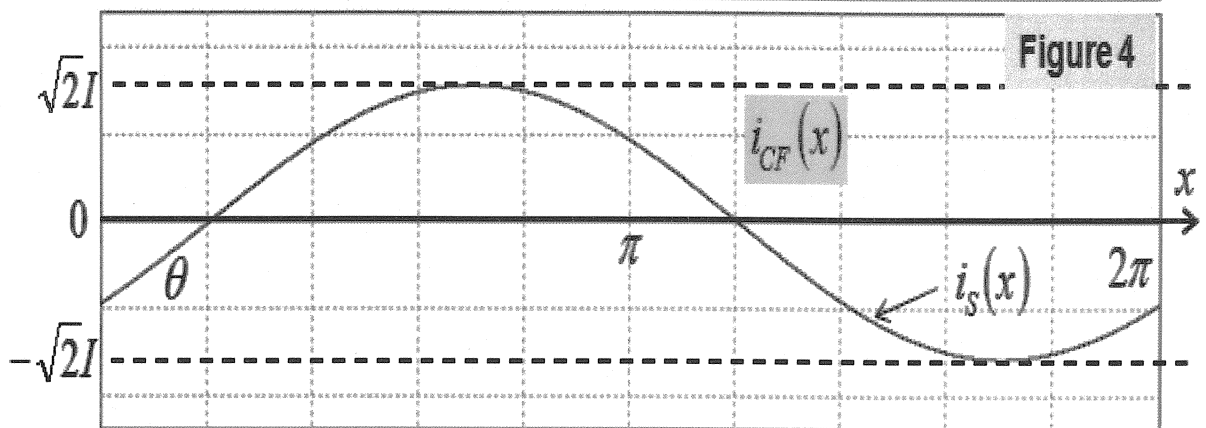
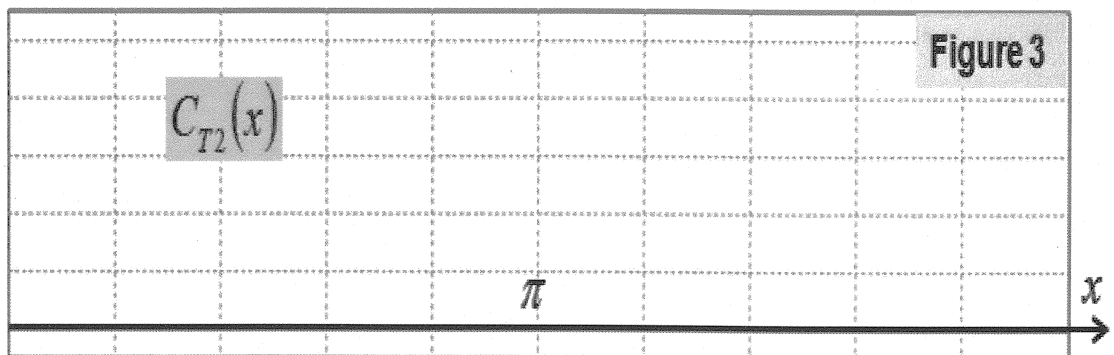
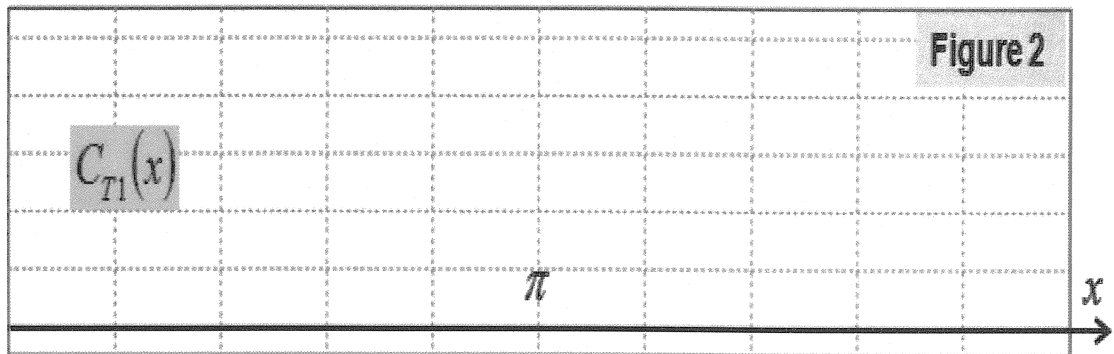
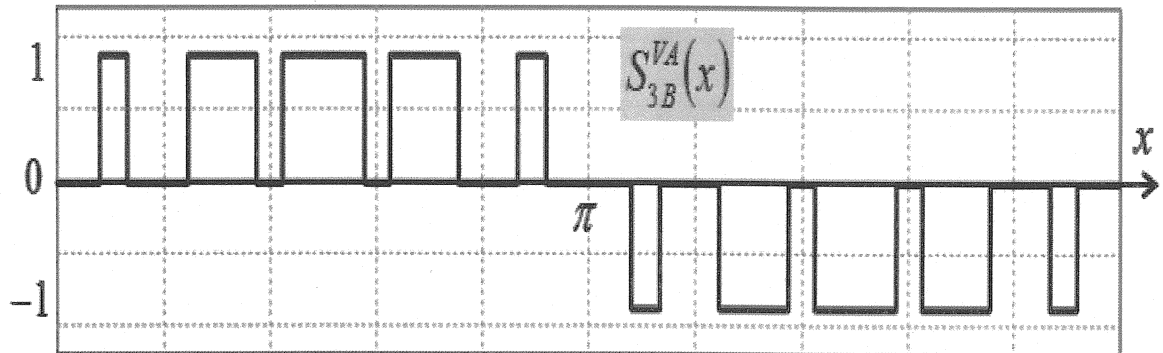
Tableau 1 - Conduction

	BRAS A			
	T1	D1	T2	DC1
Courant moyen				
Courant Efficace				

Tableau 2 - Commutation

	BRAS A			
	T1	D1	T2	DC1
Courant moyen commuté				
Courant Efficace commuté				

Document réponse DR18



Nom :
(Suivi, s'il y a lieu, du nom d'épouse)

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

Prénom :

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

N° d'inscription :

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

Né(e) le :

		/			/				
--	--	---	--	--	---	--	--	--	--

(Le numéro est celui qui figure sur la convocation ou la feuille d'émargement)

Concours

--	--	--

Section/Option

--	--	--	--

Epreuve

--	--	--	--

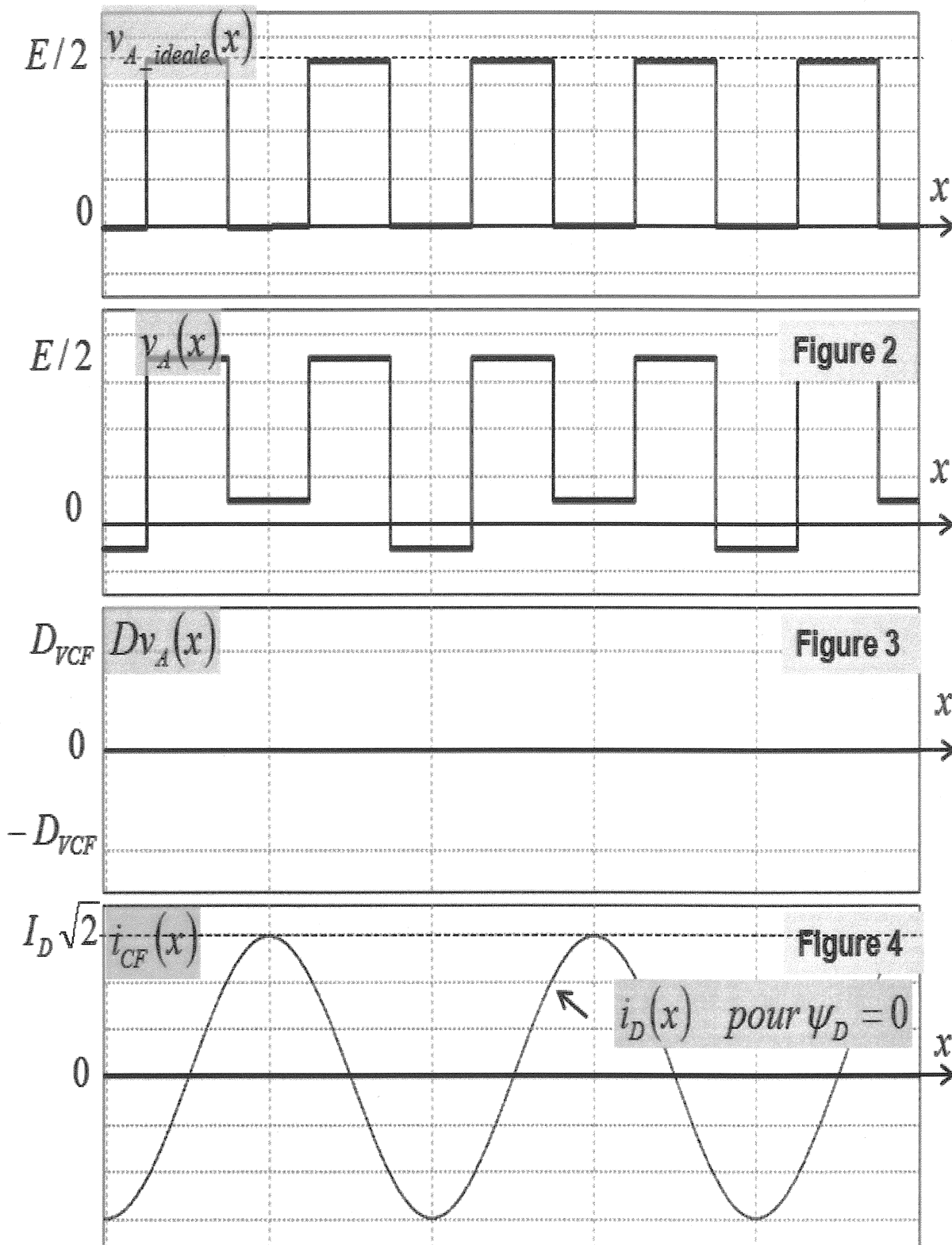
Matière

--	--	--	--

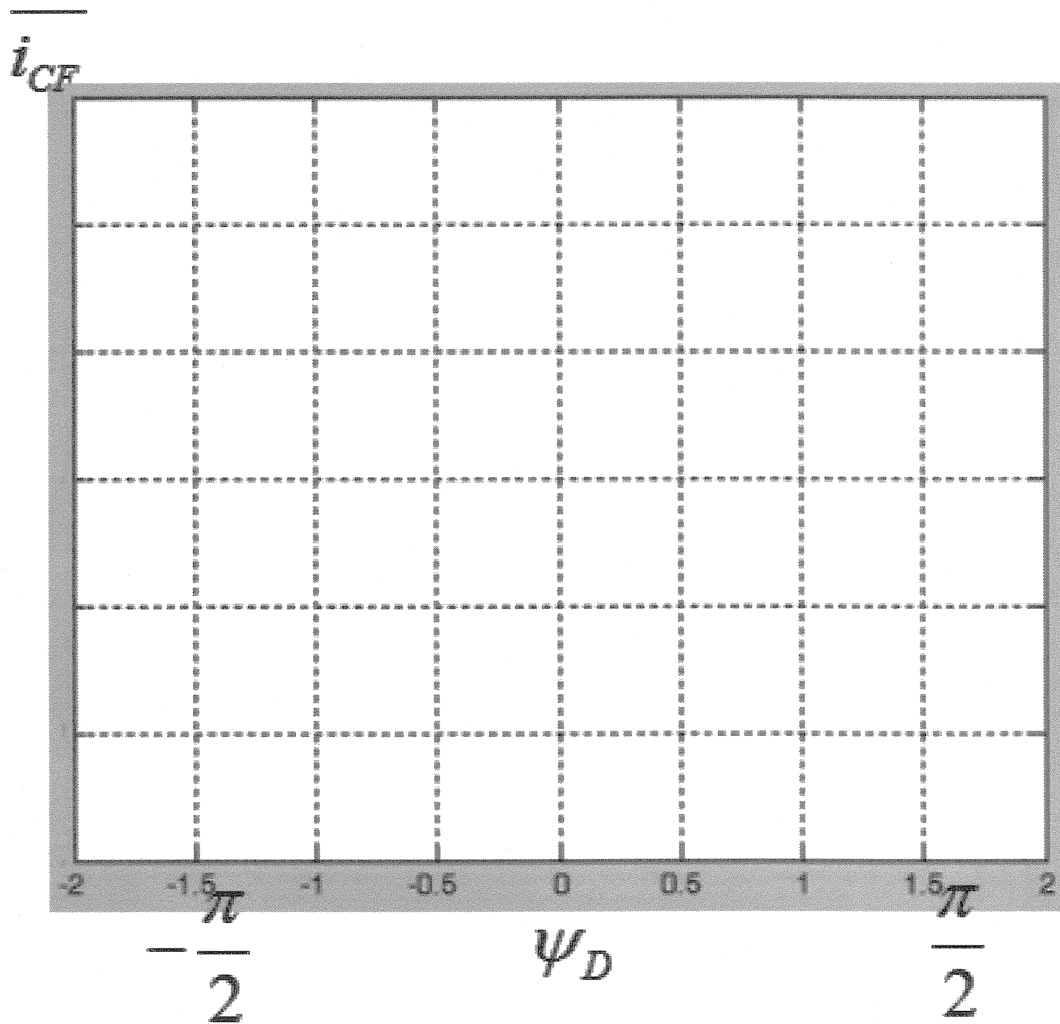
EAE GEE 3

DR 19 - 20 - 21

Document réponse DR19



Document réponse DR20



Document réponse DR21

Tableau 1 - Commutation

	BRAS A	
	T1	D1
Courant moyen commuté		
Courant Efficace commuté		

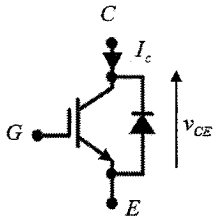
Tableau 2 - Pertes

	BRAS A	
	T1	D1
Pertes par commutation		

Annexe 1

Calcul des pertes en conduction

Les pertes en conduction seront estimées à l'aide du modèle classique linéarisé :

	$V_{CE} = V_{CE0} + R_T \cdot I_c \quad \text{pour l'IGBT}$ $V_F = V_{F0} + R_D \cdot I_D \quad \text{pour la diode}$ <p>On travaillera avec les données à 125°C</p>
---	--

Calcul des pertes en commutation

L'énergie totale absorbée sur une période de découpage sera approximée par une parabole dépendant du courant. Une simple loi de proportionnalité sera utilisée pour tenir compte de la valeur réelle de la tension commutée par rapport à la tension de définition du composant.

$E(V_{COM}, I) = \frac{V_{com}}{V_{DEF}} (C + B \cdot I_c + A \cdot I_c^2)$ <p>A, B, C paramètres constructeur</p>	<p>Avec :</p> <p>V_{DEF} tension de définition du composant (calibre tension IGBT/2)</p> <p>V_{com} tension de blocage réelle</p> <p>I_c Courant commuté</p>
---	---

Pour un semi-conducteur commutant à une fréquence de découpage (F_{dec}) durant un intervalle $[t_1 \dots t_2]$ de chaque période de modulation (T_{mod}), on approxime les pertes par commutation par l'intégrale suivante en prenant comme hypothèse que le rapport entre F_{dec} et F_{mod} est grand.

$$P_{com}(V_{COM}, I) = \frac{F_{dec}}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left(\frac{V_{com}}{V_{DEF}} (C + B \cdot I_c(x) + A \cdot I_c^2(x)) \right) dx$$

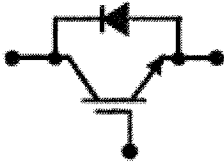
Soit après intégration sur l'intervalle de commutation

$P_{com}(V_{COM}, I) = F_{dec} \cdot \frac{V_{com}}{V_{DEF}} \cdot (C \cdot \Delta_{com} + B \cdot \overline{I_{com}} + A \cdot I_{com_eff}^2)$	<p>$\Delta_{com} = \frac{\theta_2 - \theta_1}{T_{mod}}$ rapport entre l'intervalle de commutation et période de modulation</p> <p>$\overline{I_{com}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} i_s(x) dx$ courant moyen commuté</p> <p>$I_{com_eff}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} (i_s(x))^2 dx$ courant efficace commuté</p>
--	--

Annexe 2

$V_{CE} = 6500 \text{ V}$
 $I_C = 400 \text{ A}$

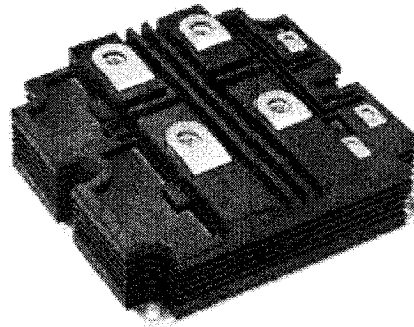
ABB HiPak™



IGBT Module
5SNA 0400J650100

Doc. No. 5SVA 1592-02 Jan 09

- Low-loss, rugged SPT chip-set
- Smooth switching SPT chip-set for good EMC
- High insulation package
- AlSiC base-plate for high power cycling capability
- AlN substrate for low thermal resistance



Maximum rated values ¹⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	max	Unit
Collector-emitter voltage	V_{CES}	$V_{GE} = 0 \text{ V}, T_{vj} \geq 25 \text{ °C}$		6500	V
DC collector current	I_C	$T_c = 85 \text{ °C}$		400	A
Peak collector current	I_{CM}	$t_b = 1 \text{ ms}, T_c = 85 \text{ °C}$		800	A
Gate-emitter voltage	V_{GES}		-20	20	V
Total power dissipation	P_{tot}	$T_c = 25 \text{ °C}$, per switch (IGBT)		7350	W
DC forward current	I_F			400	A
Peak forward current	I_{FRM}			800	A
Surge current	I_{FSM}	$V_R = 0 \text{ V}, T_{vj} = 125 \text{ °C}$, $t_b = 10 \text{ ms}$, half-sinewave		4000	A
IGBT short circuit SOA	t_{sc}	$V_{OC} = 4400 \text{ V}, V_{CEM,CHP} \leq 6500 \text{ V}$ $V_{GE} \leq 15 \text{ V}, T_{vj} \leq 125 \text{ °C}$		10	μs
Isolation voltage	V_{iso}	1 min, $f = 50 \text{ Hz}$		10200	V
Junction temperature	T_{vj}			125	°C
Junction operating temperature	$T_{vj,op}$		-40	125	°C
Case temperature	T_c		-40	125	°C
Storage temperature	T_{stg}		-40	125	°C
Mounting torques ²⁾	M_s	Base- heatsink, M6 screws	4	6	Nm
	M_{t1}	Main terminals, M8 screws	8	10	
	M_{t2}	Auxiliary terminals, M4 screws	2	3	

¹⁾ Maximum rated values indicate limits beyond which damage to the device may occur per IEC 60747

²⁾ For detailed mounting instructions refer to ABB Document No. 5SVA2039

ABB Switzerland Ltd, Semiconductors reserves the right to change specifications without notice.

IGBT characteristic values ³⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Collector (-emitter) breakdown voltage	$V_{IBR/ICES}$	$V_{GE} = 0 \text{ V}$, $I_C = 10 \text{ mA}$, $T_{vj} = 25 \text{ °C}$	6500			V
Collector-emitter ⁴⁾ saturation voltage	$V_{CE\text{sat}}$	$I_C = 400 \text{ A}$, $V_{GE} = 15 \text{ V}$				
		$T_{vj} = 25 \text{ °C}$		4.2	4.8	V
		$T_{vj} = 125 \text{ °C}$		5.4	5.9	V
Collector cut-off current	I_{CES}	$V_{CE} = 6500 \text{ V}$, $V_{GE} = 0 \text{ V}$			8	mA
		$T_{vj} = 125 \text{ °C}$		35	80	mA
Gate leakage current	I_{GES}	$V_{CE} = 0 \text{ V}$, $V_{GE} = \pm 20 \text{ V}$, $T_{vj} = 125 \text{ °C}$	-500		500	nA
Gate-emitter threshold voltage	$V_{GE(TH)}$	$I_C = 160 \text{ mA}$, $V_{CE} = V_{GE}$, $T_{vj} = 25 \text{ °C}$	6	7.4	8	V
Gate charge	Q_{GE}	$I_C = 400 \text{ A}$, $V_{CE} = 3600 \text{ V}$, $V_{GE} = -15 \text{ V} \dots 15 \text{ V}$		5.3		μC
Input capacitance	C_{ies}	$V_{CE} = 25 \text{ V}$, $V_{GE} = 0 \text{ V}$, $f = 1 \text{ MHz}$, $T_{vj} = 25 \text{ °C}$		95.3		nF
Output capacitance	C_{oes}			4.41		
Reverse transfer capacitance	C_{res}			0.85		
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 3600 \text{ V}$, $I_C = 400 \text{ A}$, $R_G = 5.6 \text{ }\Omega$, $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$, $L_s = 280 \text{ nH}$, inductive load	$T_{vj} = 25 \text{ °C}$	700		ns
			$T_{vj} = 125 \text{ °C}$	630		
Rise time	t_r		$T_{vj} = 25 \text{ °C}$	250		ns
			$T_{vj} = 125 \text{ °C}$	220		
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$	$V_{CC} = 3600 \text{ V}$, $I_C = 400 \text{ A}$, $R_G = 5.6 \text{ }\Omega$, $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$, $L_s = 280 \text{ nH}$, inductive load	$T_{vj} = 25 \text{ °C}$	1410		ns
			$T_{vj} = 125 \text{ °C}$	1700		
Fall time	t_f		$T_{vj} = 25 \text{ °C}$	650		ns
			$T_{vj} = 125 \text{ °C}$	980		
Turn-on switching energy	E_{on}	$V_{CC} = 3600 \text{ V}$, $I_C = 400 \text{ A}$, $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$, $R_G = 5.6 \text{ }\Omega$, $L_s = 280 \text{ nH}$, inductive load	$T_{vj} = 25 \text{ °C}$	2250		mJ
			$T_{vj} = 125 \text{ °C}$	2800		
Turn-off switching energy	E_{off}	$V_{CC} = 3600 \text{ V}$, $I_C = 400 \text{ A}$, $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$, $R_G = 5.6 \text{ }\Omega$, $L_s = 280 \text{ nH}$, inductive load	$T_{vj} = 25 \text{ °C}$	1340		mJ
			$T_{vj} = 125 \text{ °C}$	2120		
Short circuit current	I_{SC}	$t_{psc} \leq 10 \text{ }\mu\text{s}$, $V_{GE} = 15 \text{ V}$, $T_{vj} = 125 \text{ °C}$, $V_{CC} = 4400 \text{ V}$, $V_{CEM\text{CHIP}} \leq 6500 \text{ V}$		1800		A
Module stray inductance	$L_{s\text{CE}}$			20		nH
Resistance, terminal-chip	R_{CC+EE}		$T_C = 25 \text{ °C}$	0.1		m Ω
			$T_C = 125 \text{ °C}$	0.15		

³⁾ Characteristic values according to IEC 60747 - 9⁴⁾ Collector-emitter saturation voltage is given at chip level

Diode characteristic values ^{*)}

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Forward voltage ^{*)}	V_F	$I_F = 400 \text{ A}$	$T_K = 25 \text{ °C}$	3.2	3.8	V
			$T_K = 125 \text{ °C}$	3.4	4.0	
Reverse recovery current	I_{rr}		$T_K = 25 \text{ °C}$	510		A
			$T_K = 125 \text{ °C}$	680		
Recovered charge	Q_{rr}	$V_{CC} = 3600 \text{ V}$, $I_F = 400 \text{ A}$, $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$,	$T_K = 25 \text{ °C}$	450		μC
			$T_K = 125 \text{ °C}$	770		
Reverse recovery time	t_{rr}	$R_G = 5.8 \ \Omega$ $L_G = 280 \text{ nH}$ inductive load	$T_K = 25 \text{ °C}$	1840		ns
			$T_K = 125 \text{ °C}$	2120		
Reverse recovery energy	E_{rec}		$T_K = 25 \text{ °C}$	670		mJ
			$T_K = 125 \text{ °C}$	1380		

*) Characteristic values according to IEC 60747 – 2

*) Forward voltage is given at chip level

Package properties ^{*)}

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
IGBT thermal resistance junction to case	$R_{th(j-c)IGBT}$				0.016	K/W
Diode thermal resistance junction to case	$R_{th(j-c)DIODE}$				0.032	K/W
IGBT thermal resistance ^{*)} case to heatsink	$R_{th(c-s)IGBT}$	IGBT per switch, λ grease = $1\text{W/m}^2\text{K}$		0.012		K/W
Diode thermal resistance ^{*)} case to heatsink	$R_{th(c-s)DIODE}$	Diode per switch, λ grease = $1\text{W/m}^2\text{K}$		0.024		K/W
Partial discharge extinction voltage	V_e	$f = 50 \text{ Hz}$, $Q_{FD} \leq 10\text{pC}$ (acc. to IEC 61287)	5100			V
Comparative tracking index	CTI			≥ 600		

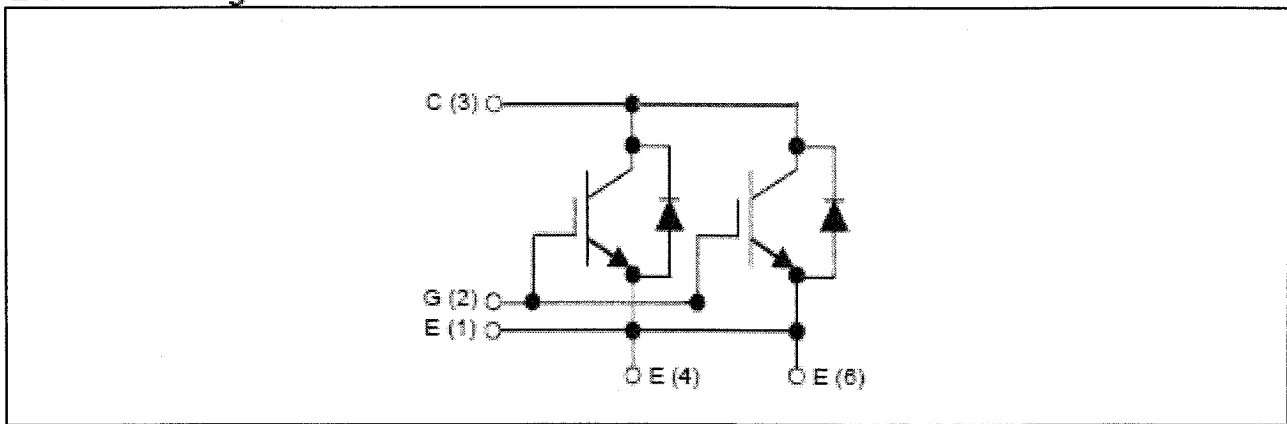
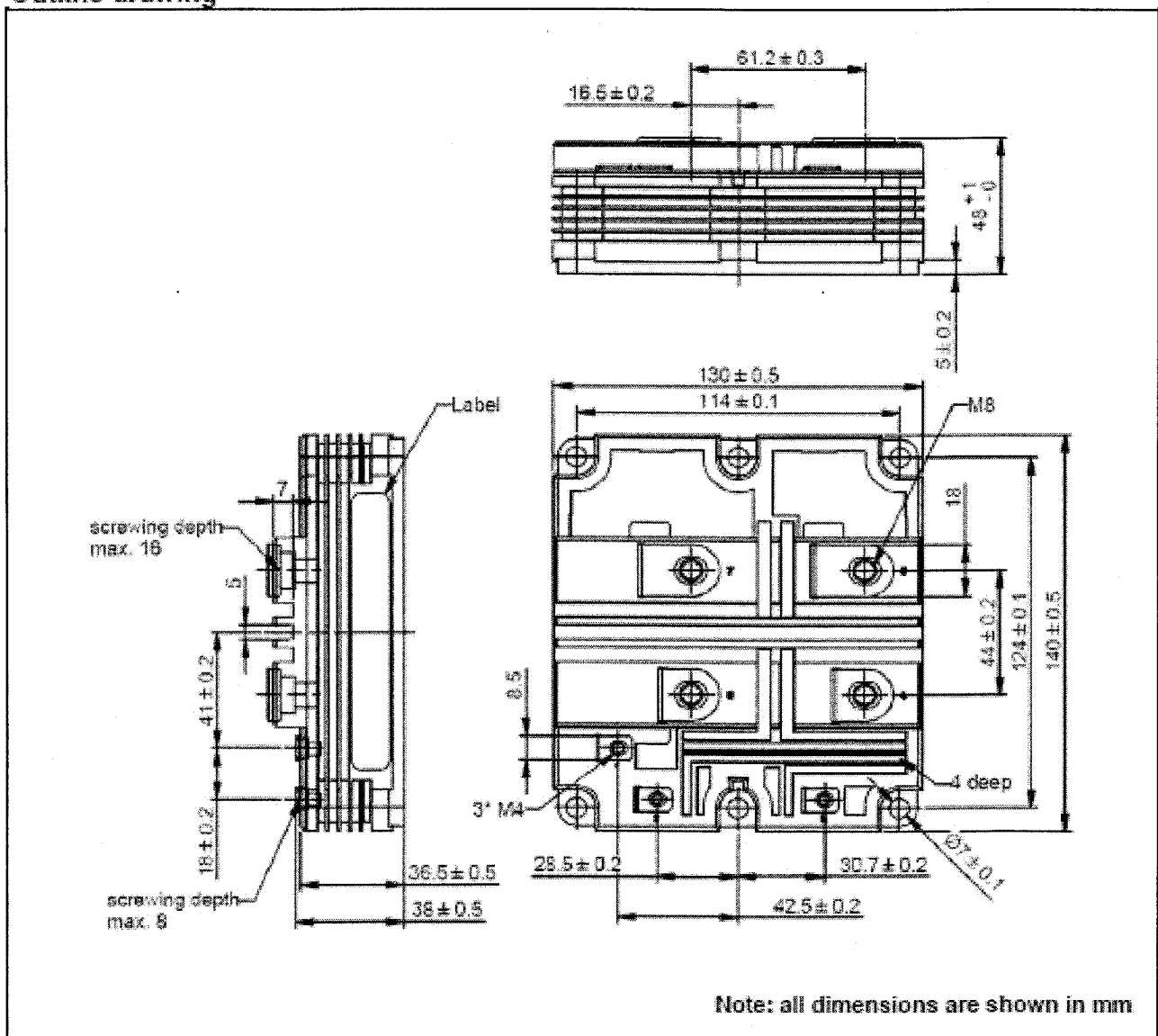
*) For detailed mounting instructions refer to ABB Document No. 5SVA2039

Mechanical properties ^{*)}

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Dimensions	$L \times W \times H$	Typical, see outline drawing	130 × 140 × 48			mm
Clearance distance in air	d_s	according to IEC 60664-1 and EN 50124-1	Term. to base:	40		mm
			Term. to term:	26		
Surface creepage distance	d_s	according to IEC 60664-1 and EN 50124-1	Term. to base:	64		mm
			Term. to term:	56		
Mass	m			1150		g

*) Package and mechanical properties according to IEC 60747 – 15

Electrical configuration

Outline drawing ²⁾

²⁾ For detailed mounting instructions refer to ABB Document No. 5SVA2039

This is an electrostatic sensitive device, please observe the international standard IEC 60747-1, chap. IX.

This product has been designed and qualified for Industrial Level.

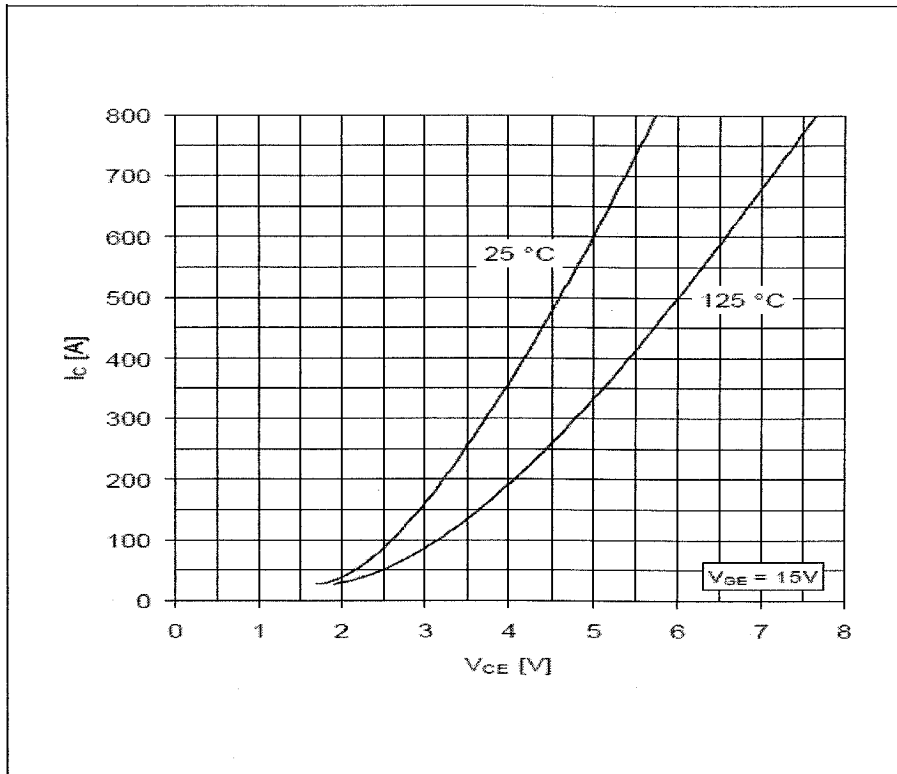


Fig. 1 Typical on-state characteristics, chip level

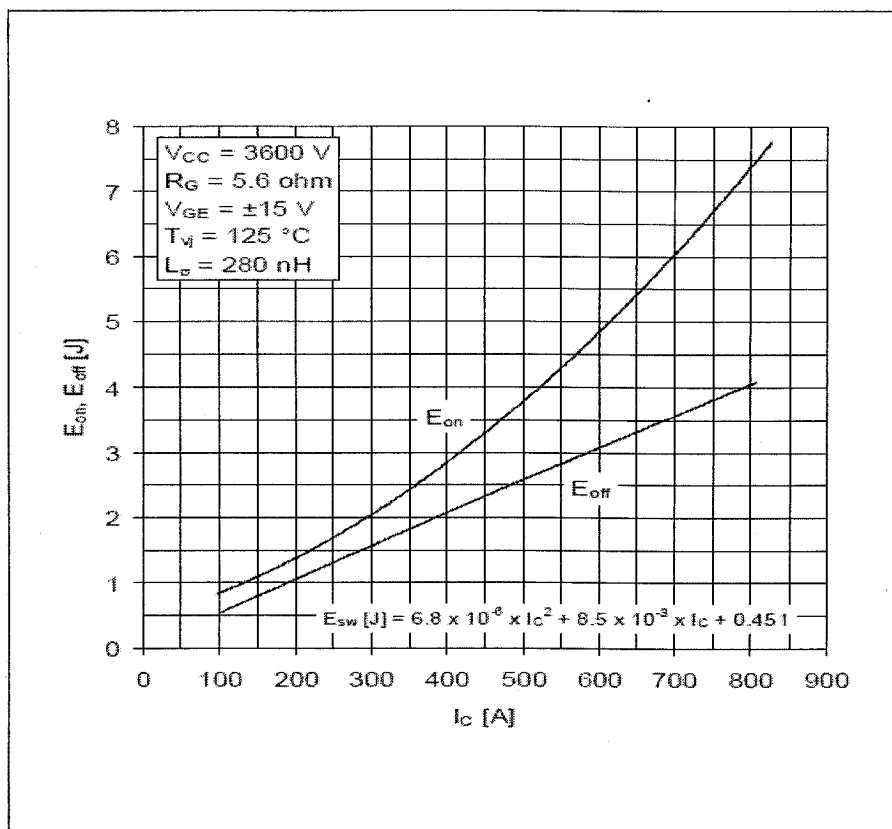


Fig. 5 Typical switching energies per pulse vs collector current

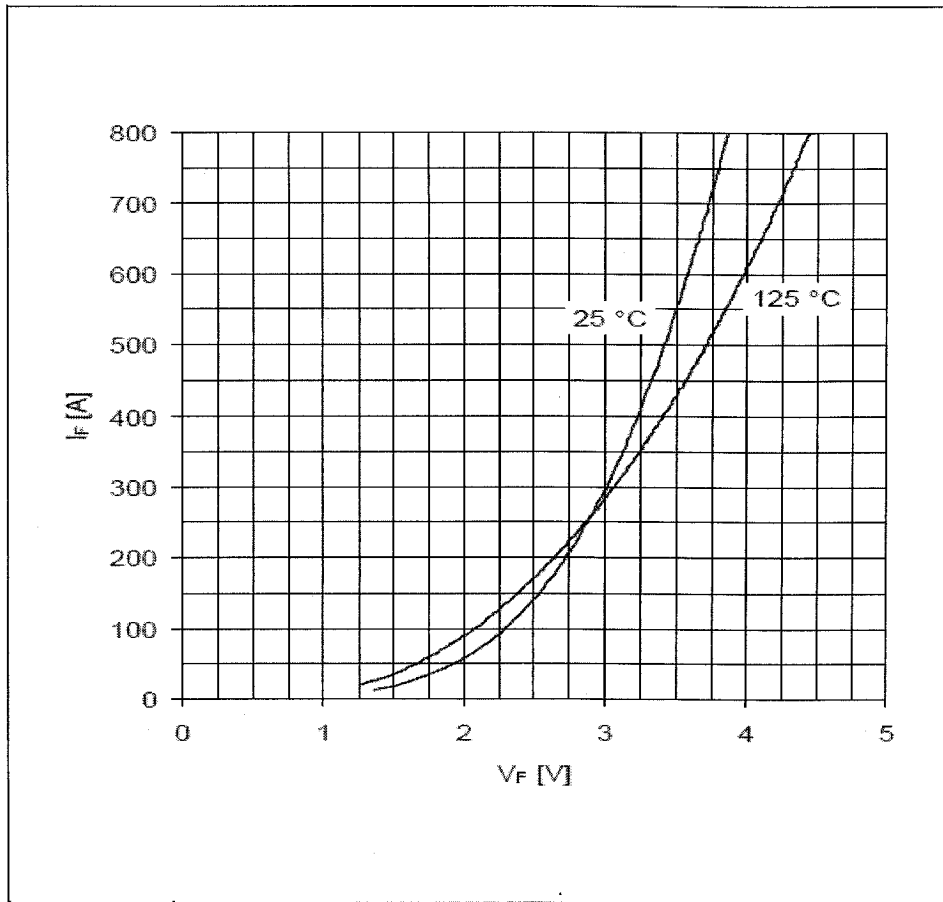


Fig. 14 Typical diode forward characteristics, chip level

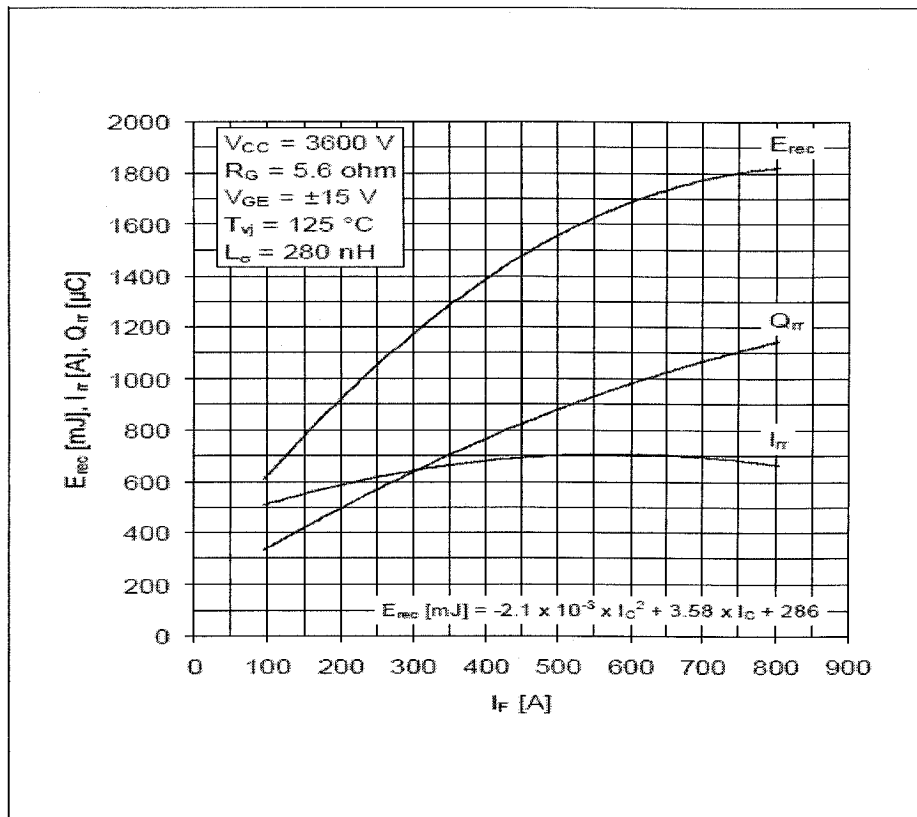


Fig. 12 Typical reverse recovery characteristics vs forward current

Annexe 3 Principe de modulation

La commande des interrupteurs du convertisseur est issue d'un modulateur générique à deux étages. Le premier étage est constitué d'un modulateur et génère une forme d'onde idéale N niveaux. Le second étage dépend de la structure du convertisseur et effectue un décodage de cette forme d'onde idéale et génère les ordres de commande à envoyer à la structure de conversion.

Exemple 2 niveaux

Pour un convertisseur 2 niveaux, le principe de modulation est représenté sur la Figure 1. Le premier étage génère un signal idéal $S_{2N}^{VA}(x)$ (possédant 2 niveaux $(-1 \quad +1)$) à partir d'un indice de modulation donné par la fonction $f^{VA}(x)$ comprise entre -1 et 1.

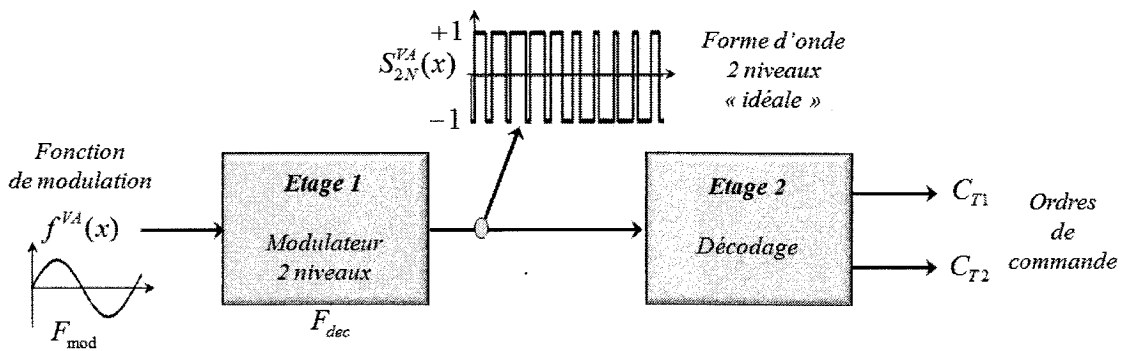


Figure 1 : Cas 2 niveaux : Principe de modulation à 2 étages

Dans le cas 2 niveaux, l'étage 2 (Figure 2) réalisant le décodage est très simple et constitué de 2 états permettant de réaliser les niveaux -1 et +1 associées par 2 transitions données par le signal $S_{2N}^{VA}(x)$.

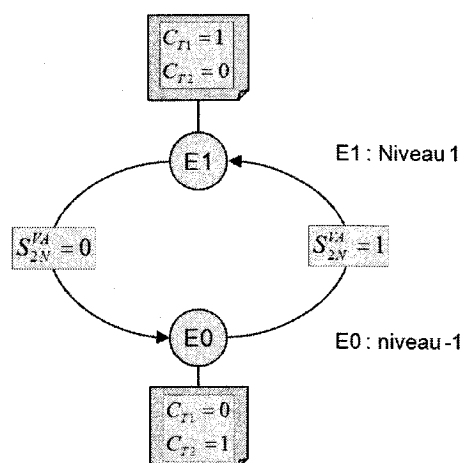


Figure 2 : Cas 2 niveaux : Etage 2 : Machine à états simplifiée

Exemple 3 niveaux

Pour un convertisseur 3 niveaux, le principe de modulation est représenté sur la Figure 3. Le premier étage génère un signal idéal $S_{3N}^{VA}(x)$ (possédant 3 niveaux $(-1 \ 0 \ 1)$) à partir d'un indice de modulation donné par la fonction $f^{VA}(x)$ comprise entre -1 et 1.

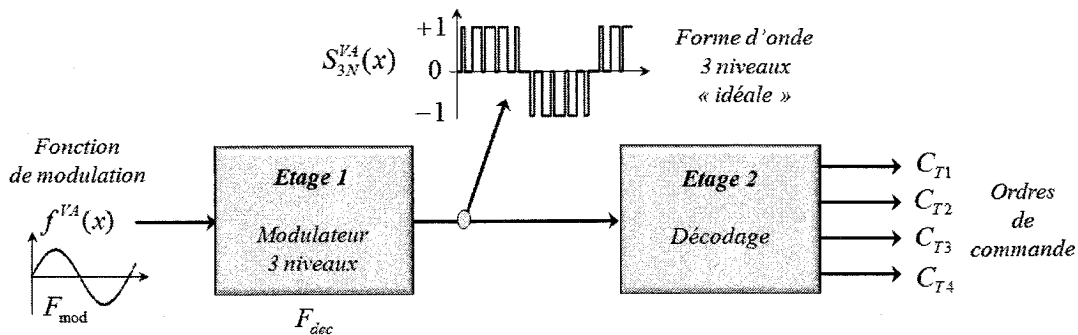


Figure 3 : Cas 3 niveaux : Principe de modulation à 2 étages

Ce signal $S_{3N}^{VA}(x)$ est ensuite envoyé à un second étage qui effectue le décodage du niveau et impose au convertisseur l'état des interrupteurs afin de réaliser le niveau de tension demandé par le signal $S_{3N}^{VA}(x)$.

Le premier étage de ce modulateur est étudié dans la partie 2 de ce sujet.

La description du second étage dépend de la structure du convertisseur utilisé et se fait sous la forme de machine à états simplifiée.

Le second étage sera pour sa part étudiée dans les parties 3 et 4 dans le cas des convertisseurs NPC (Neutral Point Clamp) et FC (Flying Capacitor).

Annexe 4 Forme d'ondes bras FC

