

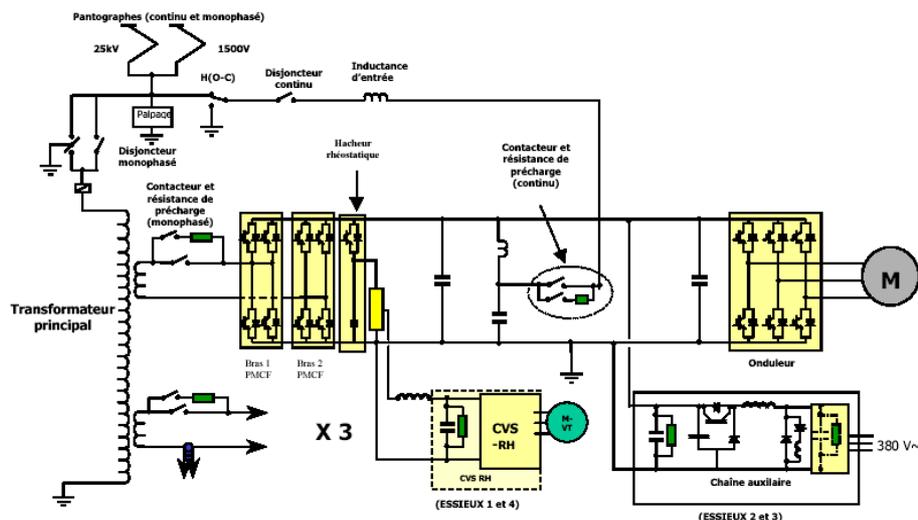
Chapitre 2

Les onduleurs de tension en commutation commandée

1. PRINCIPE DE BASE D'UN ONDULEUR DE TENSION MONOPHASE

BUT : génération d'une onde de tension ayant des caractéristiques spécifiques d'amplitude de fréquence et de contenu harmonique. Un onduleur est donc une source de tension contrôlable en amplitude fréquence et « forme ». De par sa structure mettant en œuvre au moins deux cellules de commutation bidirectionnelles en courant, l'onduleur de tension est réversible à condition que la source DC d'entrée le soit. L'essentiel des applications consiste à générer une onde de tension sinusoïdale. Selon le type d'application, ceci nécessite d'adjoindre parfois un dispositif de filtrage. Les grands domaines d'application concernent :

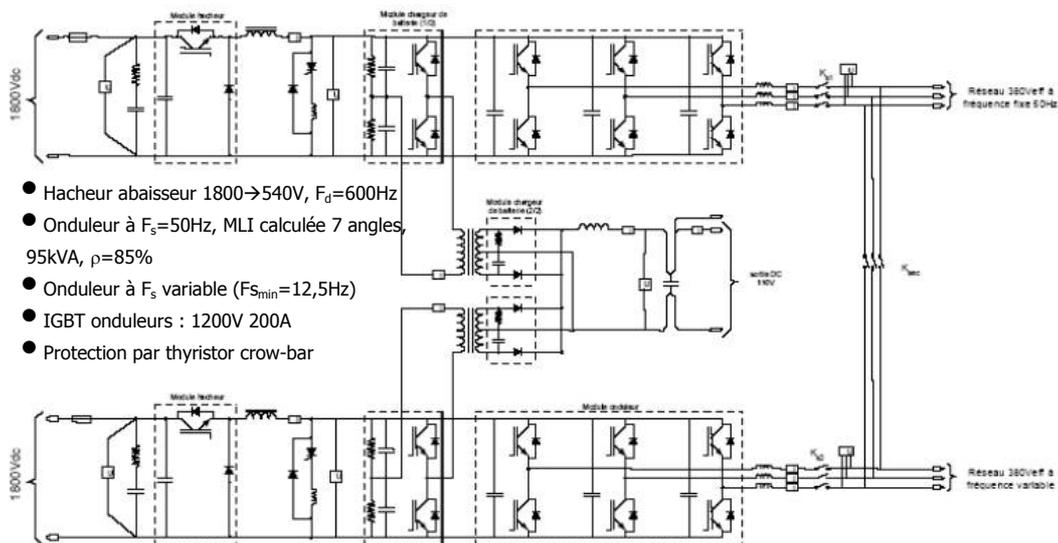
- ✓ La variation de vitesse de machines alternatives en traction électrique ou dans des applications industrielles : amplitude et fréquence doivent être variables, le contenu harmonique de l'onde doit être minimisé.
- ✓ L'absorption sinusoïdale et correction du facteur de puissance : les normes harmoniques imposent que les équipements connectés au réseau rejettent un faible niveau d'harmonique et par ailleurs l'onde de courant peut être mise en phase avec l'onde de tension d'entrée pour atteindre un facteur de puissance unitaire. Un onduleur de tension utilisant ses propriétés de réversibilité muni d'une commande adaptée permet ces fonctionnalités.



Chaîne d'énergie d'une locomotive BB 27000

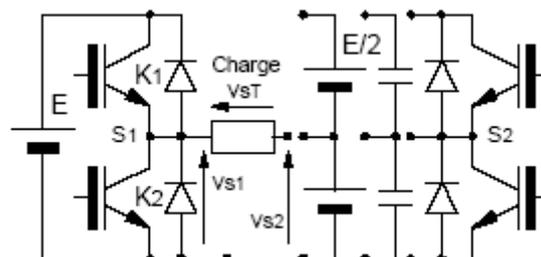
L'exemple présenté à la figure ci-dessus illustre ces deux premiers aspects : on note la présence de deux onduleurs de tension, l'un monophasé en entrée qui assure une absorption quasi-sinusoïdale de courant, le second triphasé qui permet l'alimentation de la machine asynchrone de traction à tension et fréquence variable.

- ✓ Les alimentations de secours : il s'agit de reconstituer un réseau à partir d'une source DC, fréquence et amplitude sont fixes, le contenu harmonique doit être extrêmement faible, c'est un critère important. La figure ci-dessous présente un exemple d'utilisation d'onduleurs triphasés pour reconstituer le réseau de bord 400V/50Hz sur une locomotive BB 27000 à partir de la tension DC 1500V. On notera la présence de filtres (L) en sortie destinés à éliminer les harmoniques de tension.



1.1. La structure élémentaire de l'onduleur de tension

Pour obtenir une tension alternative, on a vu qu'il fallait utiliser une cellule de commutation et un pont capacitif à point milieu, la dynamique de la tension aux bornes de la charge est limitée, elle évolue entre $\pm E/2$. On utilise plutôt deux cellules de commutation en mode différentiel, comme représenté ci-dessous.



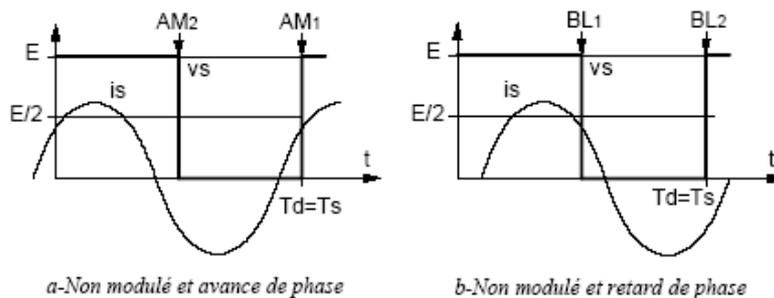
structures d'un onduleur de tension monophasé à une cellule et point milieu capacitif ou à deux cellules de commutation

On remarque que les interrupteurs sont bidirectionnels en courant, ce qui est nécessaire puisque le courant de sortie l'est systématiquement. Cette propriété confère donc un comportement de réversibilité en puissance de la structure.

dans tous les cas, les états des interrupteurs sont complémentaires avec parfois un temps mort destiné à éviter la conduction simultanée du bras.

1.2. Modes de fonctionnement des cellules avec hypothèse de courant sinus en sortie

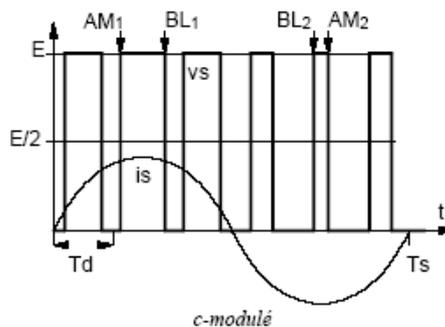
On suppose que les interrupteurs sont commandés en pleine onde (fréquence de la tension de sortie = fréquence du courant de charge) et que la charge filtre suffisamment le courant de sortie pour qu'il soit quasi-sinusoïdal, c'est par exemple le cas d'un récepteur fortement inductif. Dans ce régime, l'onde de courant peut être en avance ou en retard de phase par rapport à l'onde de tension. Les interrupteurs étant bidirectionnels en courant, ils possèdent une commande d'amorçage lorsque le courant est en avance, au blocage pour le courant en retard et mixte lorsque le déphasage peut changer de signe.



exemple de commande pleine onde avec courant en avance (a) et en retard (b)

Certaines applications utilisent ce mode de fonctionnement dans des applications à haute fréquence où il serait difficile d'ajouter de sur-moduler la commande, c'est par exemple le cas en chauffage par induction.

En régime de modulation de largeur d'impulsion, la fréquence de l'onde de tension est différente de la fréquence du courant de charge (voir figure ci-dessous). Ce mode de commande est utilisé généralement quand l'onde de courant doit être à basse fréquence. Il en résulte que les interrupteurs doivent obligatoirement posséder une commande d'amorçage et de blocage.



exemple de commande en modulation de largeur d'impulsion

On rappelle que la tension de sortie et le courant absorbé peuvent s'exprimer grâce à la fonction de modulation de:

$$V_s(t) = E \cdot F_m(t)$$

$$I_e(t) = I_s \cdot F_m(t)$$

La fonction F_m est définie par :

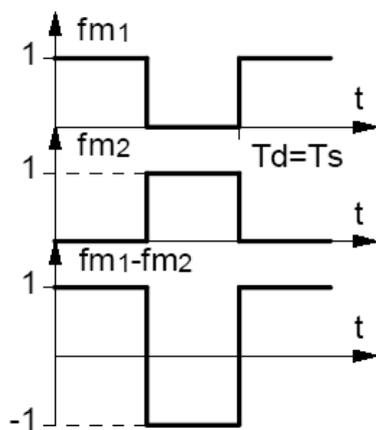
$$F_m(t) = f_{m1}(t) - f_{m2}(t)$$

Où $f_{m1}(t)$ et $f_{m2}(t)$ sont les fonctions de modulation de chaque cellule de commutation.

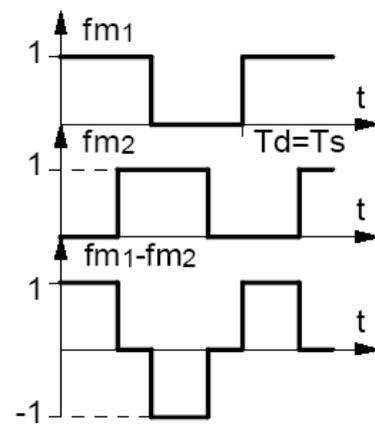
Pour un onduleur constitué de deux cellules de commutation, on définit :

- ✓ la commande bipolaire si $f_{m2} = 1 - f_{m1}$
- ✓ la commande unipolaire si $f_{m2} > f_{m1}$ ou $f_{m2} < f_{m1}$

La figure suivante présente ces deux principes de modulation.



commande pleine onde bipolaire

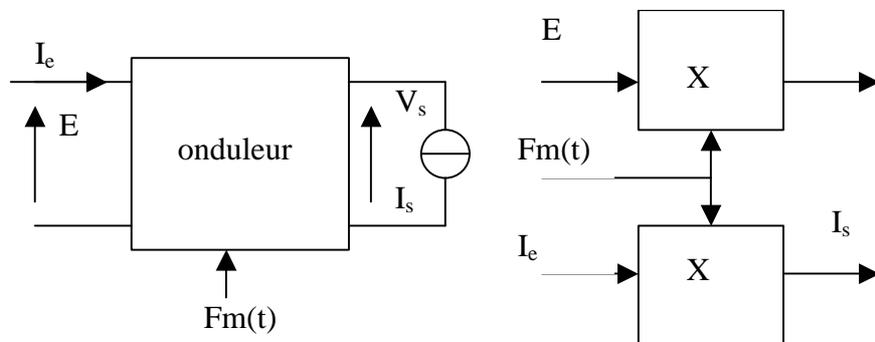


commande pleine onde unipolaire

L'intérêt de la commande unipolaire est de permettre la variation de la valeur efficace de la tension de sortie par décalage des deux fonctions de modulations f_{m1} et f_{m2} .

Modélisation de l'onduleur

La structure d'onduleur réalise une double fonction de multiplication vis-à-vis des grandeurs d'entrée et de sortie, le modèle du convertisseur est représenté par :



modèle de l'onduleur

Il est facilement implantable dans les modèles de commande de machine pour étudier par exemple le fonctionnement d'un système complet.

1.3. Deux modes de génération de la tension de sortie

La tension de sortie d'un onduleur peut être obtenue de deux façons :

- par modulation de largeur d'impulsion,
- par modulation de niveau,

Ces deux techniques impliquent des différences dans la complexité de la structure et dans le contenu harmonique de la tension de sortie résultante.

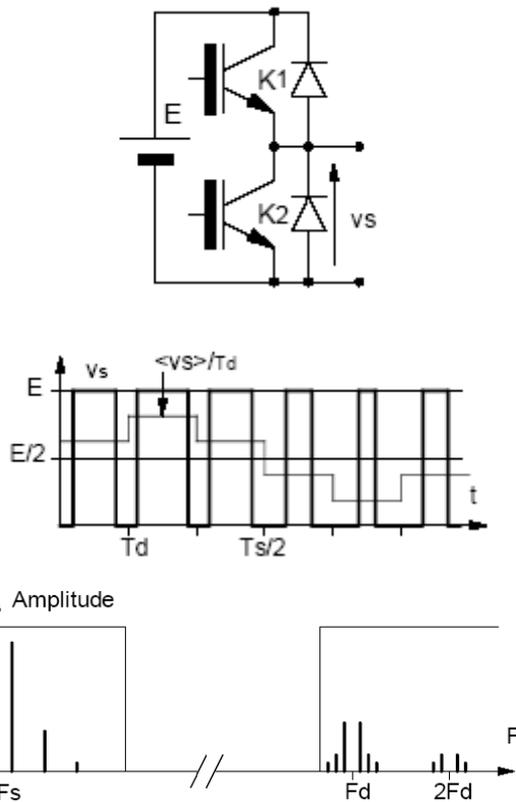


Figure a : Modulation de largeur d'impulsion, structure et spectre correspondants

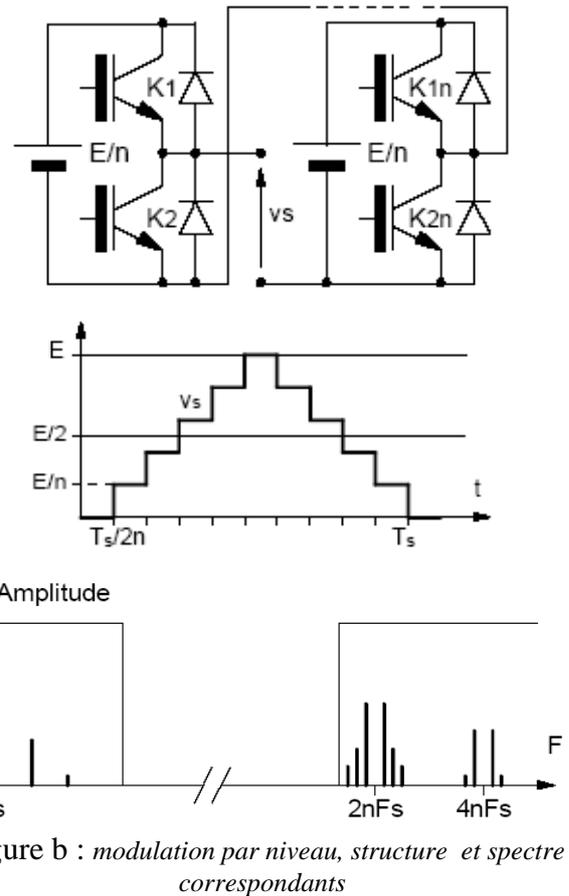
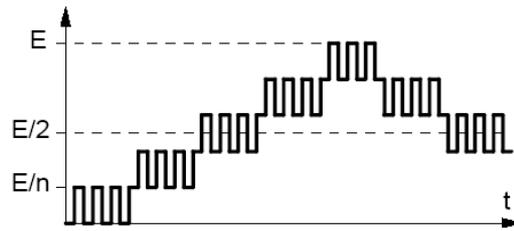


Figure b : modulation par niveau, structure et spectre correspondants

Dans le cas de la modulation par largeur d'impulsion, le spectre harmonique résultant est composé du fondamental à la fréquence F_s et de ses raies BF (zone BF), suivi de raies harmoniques centrées autour des multiples de la fréquence F_d , leur amplitude dépendant de la valeur de E (partie HF).

Un résultat similaire est obtenu dans le cas de la modulation par niveau, avec le double intérêt d'une décroissance de harmoniques HF en relation avec E/n et d'une fréquence apparente de commutation de nF_s (et ses harmoniques multiples) donc plus favorable que dans le premier cas. Les structures mises en œuvre sont toutefois beaucoup plus complexes, comme on le verra plus loin, ce qui constitue un désavantage.

Enfin, il est possible de mixer les deux principes : appliquer une commande MLI à une structure multi-niveaux, comme représenté ci-dessous.

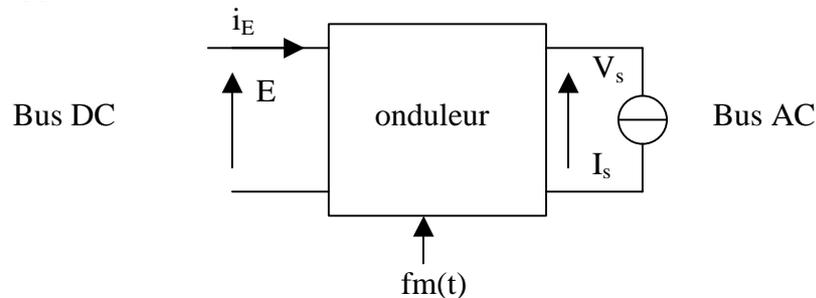


Principe mixte : MLI + multi-niveaux

1.4. Mécanismes de transfert de puissance

Plaçons-nous dans le cas simple de la modulation pleine onde (courbes de gauche sur la figure ci-dessous) et supposons que le courant de sortie soit sinusoïdal et déphasé de φ par rapport au fondamental de f_m , noté $(f_m)_F$, donc par rapport au fondamental de la tension de sortie. (on rappelle que : $V_s = F_m(t).E$ et $i_E = F_m(t).i_s$)

Si on examine la puissance absorbée sur le bus AC ($\langle V_s.I_s \rangle$), trois modes de fonctionnement peuvent alors apparaître :



conventions de notation et d'orientation des grandeurs

a) $-\pi/2 < \varphi < \pi/2$ (courbe a)

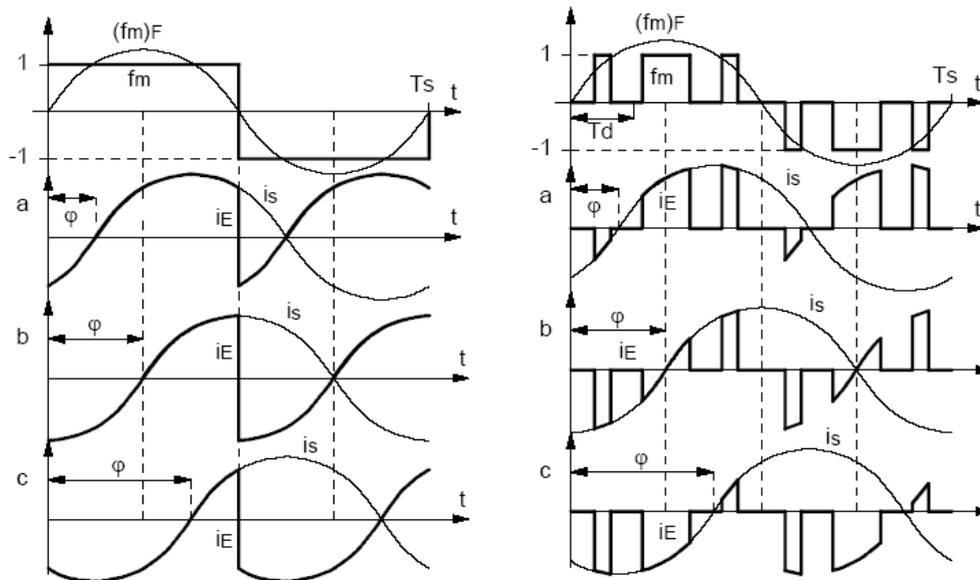
La puissance active délivrée par l'onduleur est positive et transite depuis la source continue vers la source alternative. L'observation de i_E fait effectivement apparaître une valeur moyenne positive. On se trouve dans un mode de fonctionnement tout à fait classique.

b) $\varphi = \pm\pi/2$ (courbe b)

La puissance active fournie par l'onduleur est nulle. Par contre, il y a présence de puissance réactive fondamentale positive ou négative selon le signe de φ . L'onduleur, vis-à-vis de la source alternative, peut **fonctionner comme un compensateur d'énergie réactive**. La valeur moyenne du courant absorbé sur la source E est nulle. Celle-ci pourrait se résumer à un condensateur.

c) $\pi/2 < \varphi < 3\pi/2$ (courbe c)

La puissance active délivrée par l'onduleur est négative et transite depuis la source alternative vers la source continue. La valeur moyenne de i_E est effectivement négative. L'onduleur **fonctionne alors comme un redresseur**.



Les différents régimes de fonctionnement de l'onduleur selon le signe et la valeur du déphasage des grandeurs de sortie

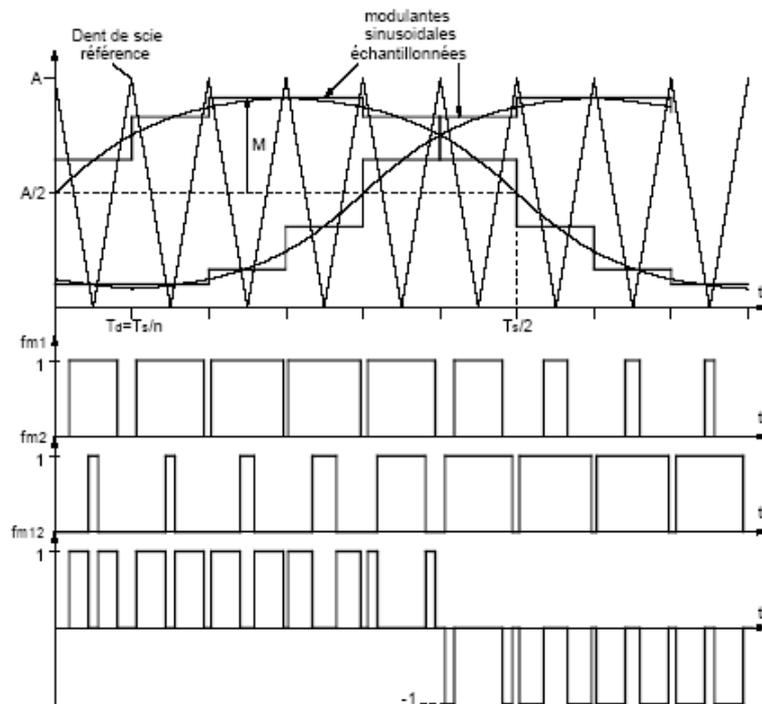
- Ces différents cas correspondent aux grandes classes d'applications de la fonction onduleur :
- transfert de puissance classique : l'onduleur est utilisé en conversion DC/AC, c'est le cas de l'alimentation des machines tournantes ou de la génération de secours,
 - Redressement MLI : l'onduleur est utilisé en convertisseur AC/DC, la puissance fournie sur le bus DC est positive (et <0 sur le bus AC car prélevée), le facteur de puissance sur la source AC est unitaire,
 - compensation d'énergie réactive : l'onduleur ne fournit pas de puissance, mais il est possible de contrôler l'énergie réactive échangée ($\varphi = +/\pi/2$) en signe et en amplitude,
 - compensation d'harmoniques : à la fonction précédente, on peut associer la fonction de compensation des harmoniques en contrôlant la « forme » du courant absorbé sur le bus AC par une MLI adaptée : il est ainsi possible d'annuler les termes harmoniques en ligne.

Ces modes de fonctionnements sont parfaitement reproduits dans le cas de commandes modulées comme le montrent les courbes de droite sur la figure précédente.

2. ONDULEURS DE TENSION MLI

2.1. principes des MLI bipolaires ou unipolaires, doublement de fréquence

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) d'une cellule de commutation est obtenue par comparaison d'un signal triangulaire (porteuse) qui détermine la fréquence de découpage avec le signal de modulation. Plusieurs techniques existent selon que le signal triangulaire soit symétrique ou non (dent de scie monte ou descendante) et selon que le signal de référence est échantillonné ou non. La figure suivante présente une MLI centrée (signal triangulaire symétrique) et échantillonnée : le signal modulant est bloqué en début de période à la valeur atteinte par la sinusoïde de référence à la demi-période du signal triangulaire. L'exemple représente le cas d'une MLI triphasée (seuls deux fonctions de modulation sont représentées), les fonctions de modulation des cellules 1 et 2 sont décalées de $T/3$ et on a représenté la modulation résultant $fm_{12}(t)$.

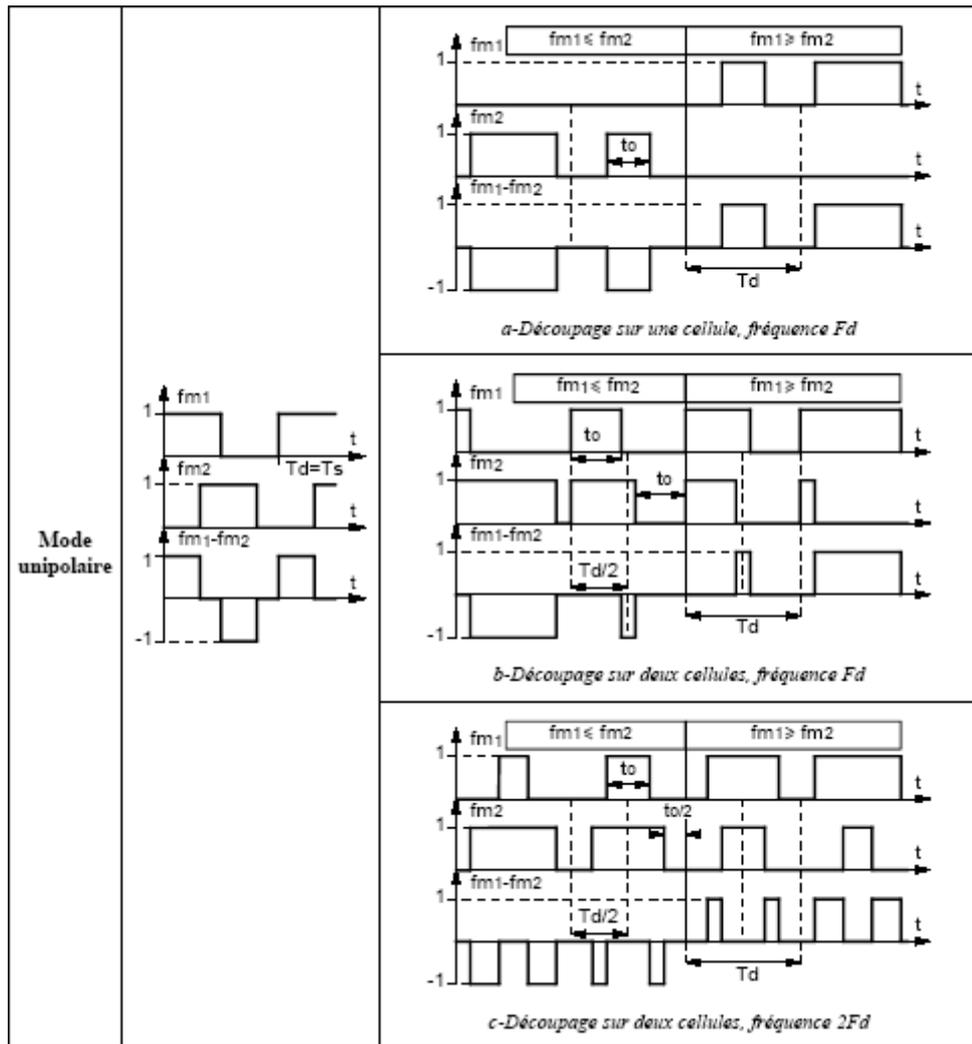


Exemple de MLI symétrique échantillonnée pour une phase d'un onduleur triphasé

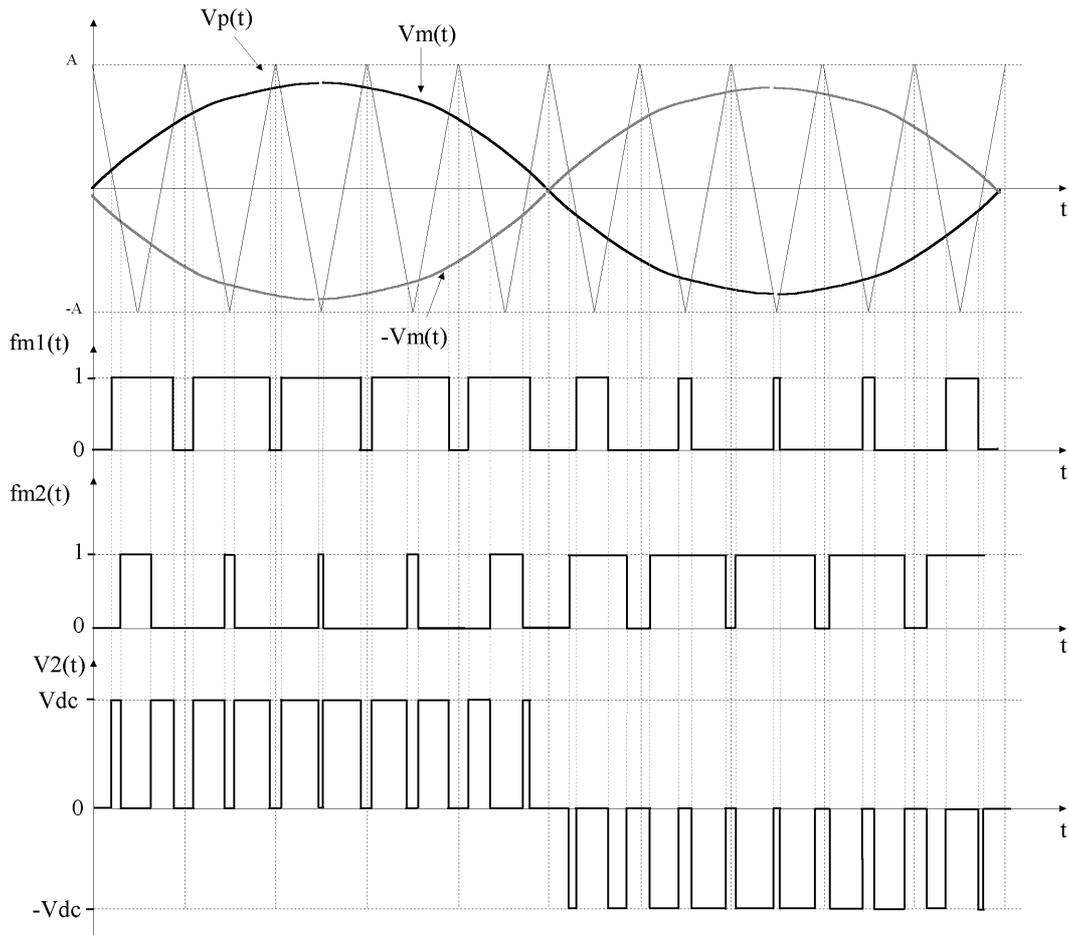
Le tableau suivant présente les différentes stratégies de MLI basées sur le principe présenté au-dessus. On distingue les modulations bipolaires des unipolaires (voir au 1.2) et les cas modulés (colonne de droite) ou non modulé (colonne de gauche). Différentes possibilités pour obtenir une modulation unipolaire sont exposées dans le tableau :

- cas a) : une cellule est modulée l'autre non et vice-versa pour l'autre demi-période du signal modulant, les impulsions sont centrées, d'où une porteuse triangulaire symétrique ;
- cas b) : les deux cellules sont modulées, les impulsions sont centrées à gauche dans la période de découpage pour les deux fonctions de modulation, ce qui sous-entend que la porteuse est en dent de scie,
- cas c) : les deux cellules sont modulées. Ce cas est intéressant car on constate que la fonction de modulation résultante est au double de la fréquence des fonctions de modulation élémentaires, ce qui est favorable en terme de filtrage, les harmoniques étant décalées d'un facteur 2 vers les hautes fréquences, la porteuse est triangulaire symétrique.

	Commande non modulée	Commande modulée
Mode bipolaire		

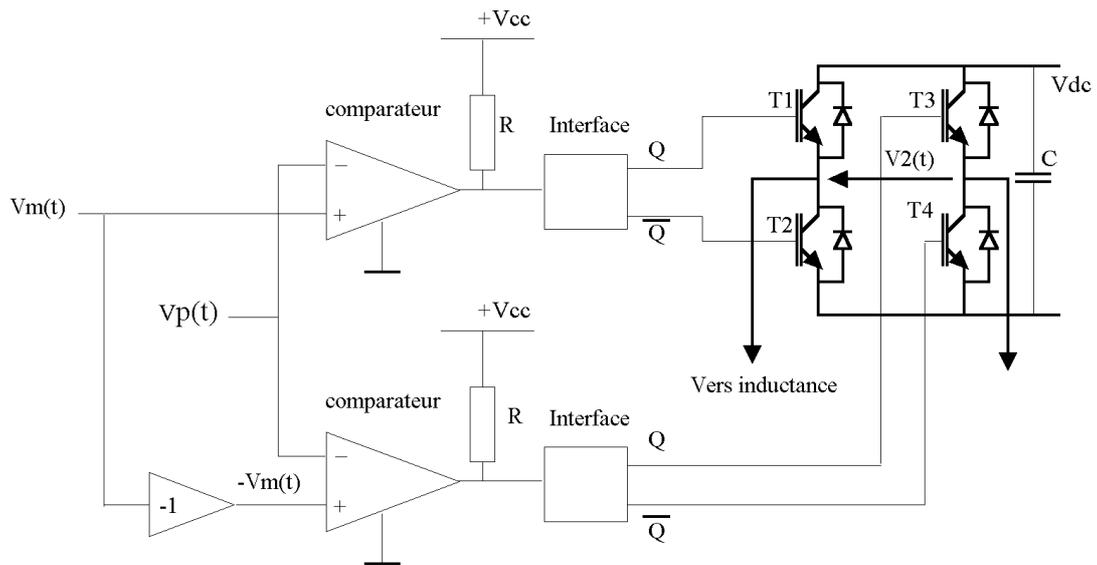


Ce dernier cas est obtenu en comparant la porteuse $V_p(t)$ avec le signal de modulation $V_m(t)$ et son complément comme représenté par la figure ci-dessous.



Exemple de MLI intersective simple monophasé à doublement de fréquence

La figure suivante propose un synoptique de commande analogique pour une telle modulation. A noter que ce principe est transposable à un modulateur numérique.



Exemple de synoptique d'un circuit de MLI intersective à doublement de fréquence

En conclusion, il existe une très grande variété de stratégies de modulation par largeur d'impulsion, qu'elle soit analogique ou numérique. Les critères qui les président à leur choix dépendent :

- du contenu harmonique de la tension de sortie souhaité,
- des pertes dans les cellules de commutation (stratégies à minimisation des commutations),
- de la dynamique du fondamental de la tension de sortie (injection d'harmonique 3, voir au 4.7),
- du bruit électrodynamique dans la charge alimentée (moteurs),
- de critères CEM (MLI à doublement de fréquence).

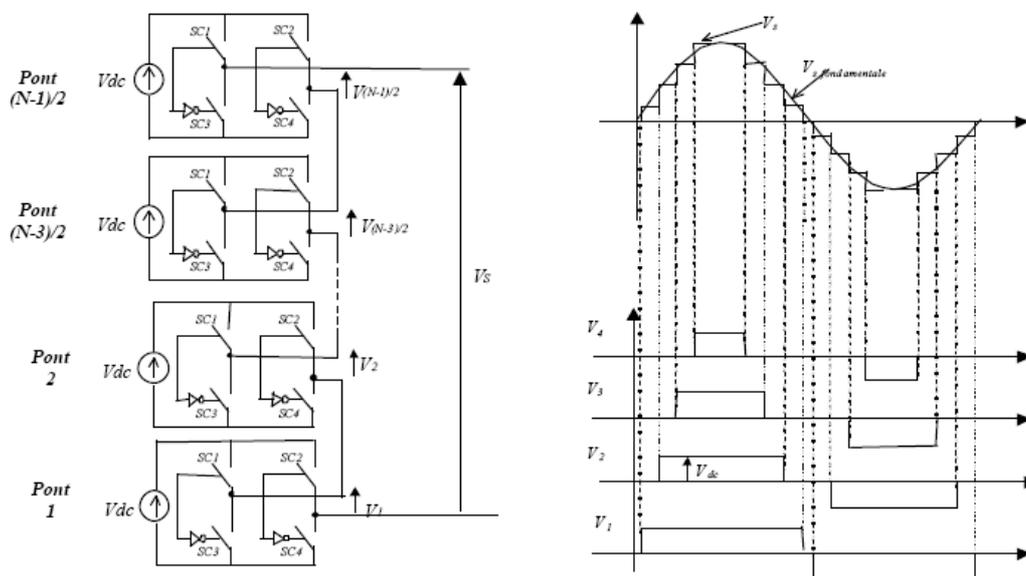
3. ONDULEURS MULTINIVEAU

Comme présenté plus haut, la tension de sortie d'un onduleur peut être obtenue par associations de plusieurs cellules de commutation en série, la tension de sortie présente donc plusieurs niveaux. Les intérêts de ce type d'association sont les suivants :

- possibilité d'atteindre une tension de sortie supérieure à la tenue en tension de chaque interrupteur : $V_s = p \cdot V_{kmax}$, ces structures sont donc **dédiées aux applications de très forte puissance** et à **haute tension** (filtrage actif réseau HT, traction électrique, etc..)
- marche dégradée et reconfiguration dynamique possible,
- ondulations de tension et/ou de courant apparentes multipliées par le nombre de niveaux,

3.1. Structures multiniveaux multi-sources

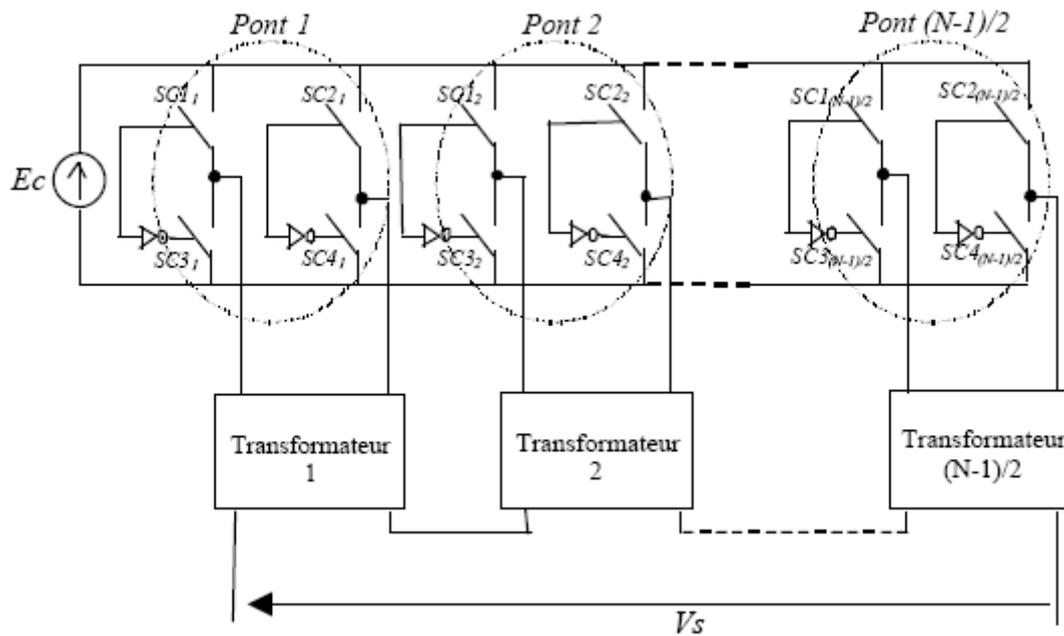
Le principe de base d'un onduleur multi-niveaux est présenté à la figure suivante, il s'agit de la structure en cascade. Il suppose que les différentes sources Vdc sont galvaniquement isolées les unes des autres. En pratique, cette obligation complique fortement cette structure, car chaque source doit être isolée par un transformateur.



Principe de base d'un onduleur multi-niveaux en cascade

La tension de sortie est constituée par N niveaux de tension soit $(N-1)/2$ cellules d'onduleur monophasées. Les semi-conducteurs sont dimensionnés pour $V_s/(N-1)/2$.

Pour éviter le problème précédent de l'isolement des sources, une autre structure est possible, dans laquelle les tensions secondaires sont mises en série par des transformateurs, comme représenté sur la figure ci-dessous.

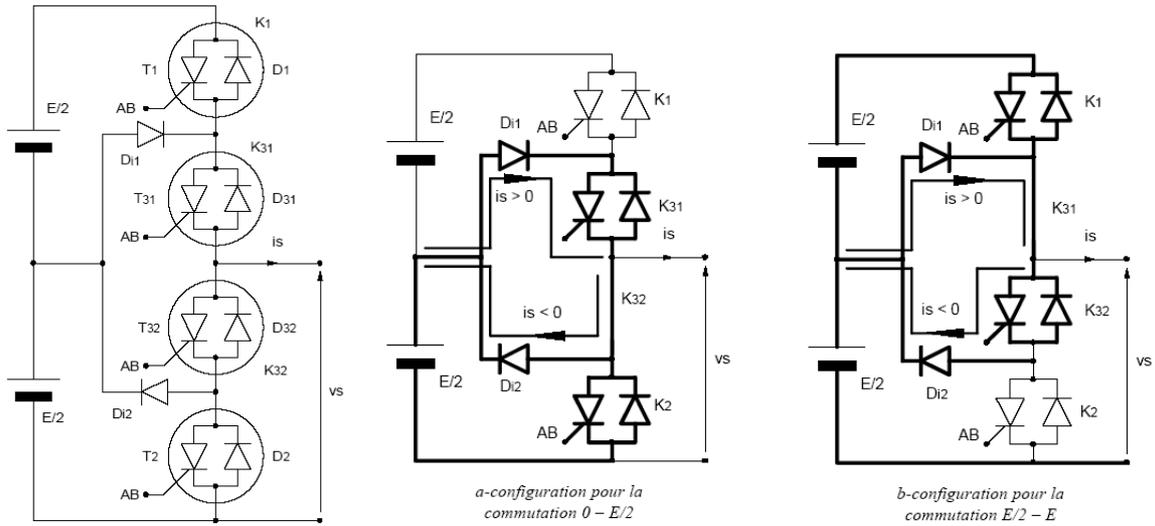


structure d'onduleur polygonal

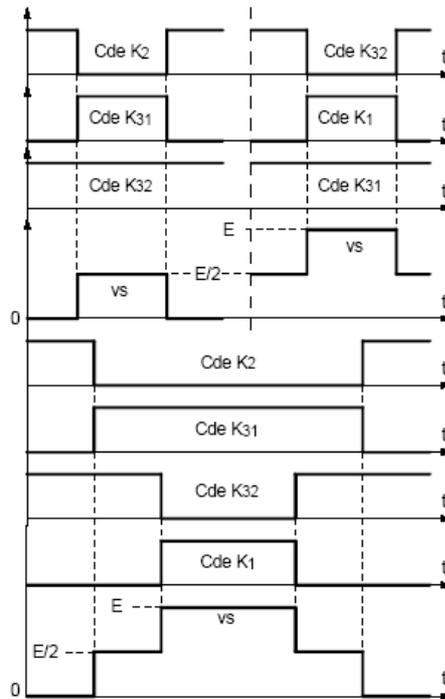
L'intérêt des onduleurs multi-niveaux réside dans la modularité, les inconvénients résident dans le transformateur de sortie pour la structure polygonale, mais celui-ci peut être dimensionné pour une fréquence de découpage élevée et dans celui d'entrée pour la structure en cascade. Ce transformateur est dimensionné pour les composantes BF des fréquence d'entrée (structure cascade) ou de sortie (structure polygone).

3.2. Structure NPC

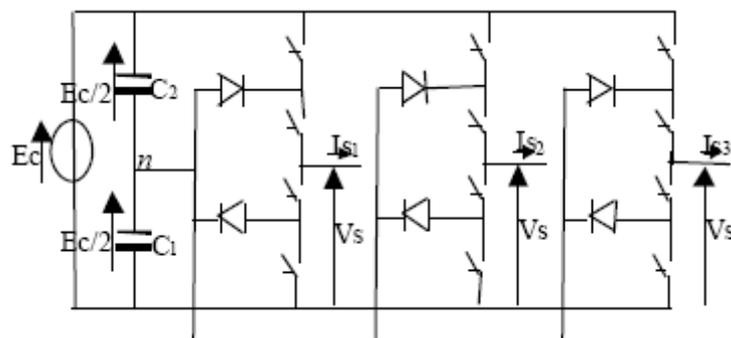
Sur la figure suivante est représentée une cellule à trois niveaux, qui ne nécessite que 2 diodes supplémentaires et réalise naturellement l'équilibrage des tensions tout en offrant un degré de liberté supplémentaire. Cette structure est nommée NPC : Neutral Point Clamped, elle est constituée par une forme d'entrelacement de deux cellules de commutation où les interrupteurs seraient mis en série. L'objectif est de fournir une tension de sortie supérieure à la tenue en tension des interrupteurs élémentaires.



Structure de cellule d'onduleur NPC



stratégie de commande d'un bras d'onduleur NPC



version triphasé d'un onduleur NPC à point milieu capacitif unique

grandement, à fréquence de commutation donnée, les formes d'ondes en utilisant des commandes entrelacées.

Trois relations caractéristiques peuvent être déduites de l'observation de la structure de la cellule élémentaire :

$$v_{T_k} + v_{T'_k} = E/p \quad (1)$$

ce qui correspond à la relation obtenue dans une cellule classique alimentée par E/p :

$$i_{E_k} = i_{T_{k+1}} - i_{T_k} \quad (2)$$

$$v_s = \sum_{k=1}^p v_{T'_k} \quad (3)$$

Précisons que, tout comme dans une cellule classique, la fermeture simultanée des interrupteurs d'une même cellule est interdite et que **l'interrupteur fermé conduit obligatoirement le courant de charge**.

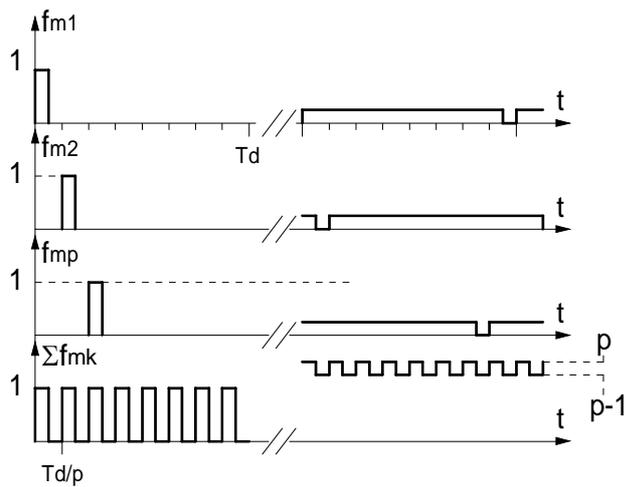
Si l'on introduit f_{mk} , la fonction de modulation de la cellule de rang k , dont les interrupteurs sont supposés être commandés en mode complémentaire, les relations 2 et 3 deviennent :

$$i_{E_k} = i_{T_{k+1}} - i_{T_k} = (f_{mk+1} - f_{mk})i_s$$

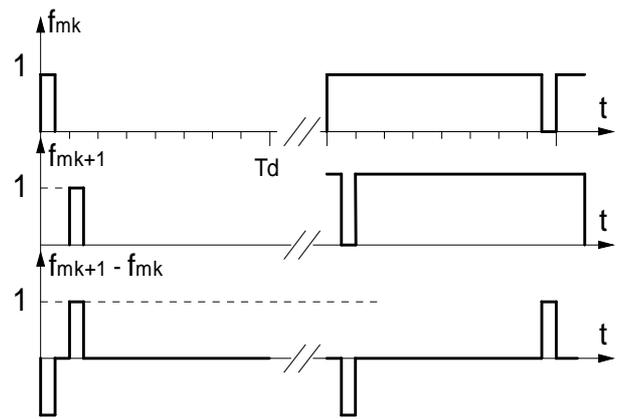
$$v_s = \sum_{k=1}^p v_{T'_k} = \frac{E}{p} \sum_{k=1}^p f_{mk}$$

Dans l'hypothèse simplificatrice d'un courant de charge constant, on note que si la fonction $(f_{mk+1} - f_{mk})$ est purement alternative, le courant dans les sources est également alternatif. On peut alors imaginer de les remplacer par des condensateurs, ce qui rend le montage viable industriellement. Ceci est également possible si les fonctions de modulations sont identiques (commandes synchrones), mais l'onde v_s est celle d'une cellule unique, ce qui est peu intéressant.

Le principe de commande le plus intéressant est celui du décalage de la commande des cellules (entrelacement) d'une valeur T_d/p . Les formes typiques des fonctions de modulations associées à ce type de commande sont données à la figure ci-dessous.



Commandes entrelacées



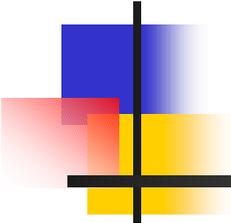
fonction de modulation d'une cellule de commutation

Dans cette configuration, on retrouve les propriétés de l'entrelacement sur la forme de la tension de sortie (ondulation de valeur cc E/p et fréquence pF), mais la symétrie du courant dans les sources est également respectée, dans le cas de rapports cycliques égaux.

Il est important de préciser que ces structures multi-niveaux ne sont viables que si les sources flottantes sont des condensateurs. Dans cette hypothèse, il ne suffit pas que la condition élémentaire statique soit vérifiée au niveau des courants dans ces condensateurs, mais il faut qu'en toutes circonstances, l'équilibrage existe et soit maintenu. Les travaux menés sur ce problème montrent qu'il existe un étonnant mécanisme d'équilibrage naturel, mais qui doit être assisté par l'introduction de boucles de régulation et/ou d'impédances de charge artificielles particulières.

Étude d'un cas industriel : la locomotive BB27000 ALSTOM

Les transparents suivants montrent les usages de la fonction onduleur dans une application de traction ferroviaire.



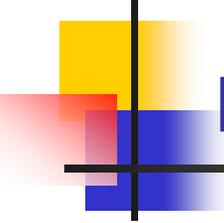
Mise en œuvre des onduleurs de tension

Application à un système

Analyse d'un système : Locomotive BB27000

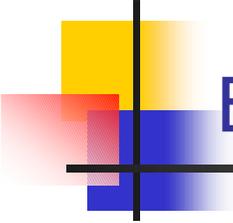
- Rappel des contraintes de traction
- Contraintes d'exploitation
- Schéma de puissance
- Les moteurs de traction
- Les onduleurs de traction
- Les redresseurs MLI





Rappels des contraintes de traction

- Une locomotive doit assurer un service de 30 ans, son cahier des charges précise
 - la masse à tracter,
 - l'effort au démarrage,
 - le profil de ligne à laquelle elle est destinée,
 - la vitesse maximale.
- Ces éléments permettent de définir
 - la caractéristique effort-vitesse : $F(V)$,
 - la puissance,
 - la caractéristique d'adhérence au rail.



Effort de traction et puissance

l'effort total sur les jantes est donné par $F_{\text{jante}} = R + M \cdot g \cdot i + k \cdot M \cdot \gamma$

- ✓ La résistance à l'avancement R est une fonction de la vitesse : $R = A + B \cdot V + C \cdot V^2$
- ✓ M est la masse tractée et i le coefficient de profil en ‰
- ✓ Le coefficient k tient compte de l'inertie des masses tournantes (essieux, roues, réducteurs, rotors) pour pondérer la masse totale.
- ✓ γ est l'accélération que l'on souhaite

le coefficient d'adhérence est défini par $\mu = F_{\text{jantemax}} / M_l \cdot g$

- ✓ M_l est la masse de l'engin de traction (90T)
- ✓ μ varie de 0,3 à 0,4 jusqu'à 0,1 pour des rails humides, la chaîne de traction doit pouvoir gérer ce paramètre

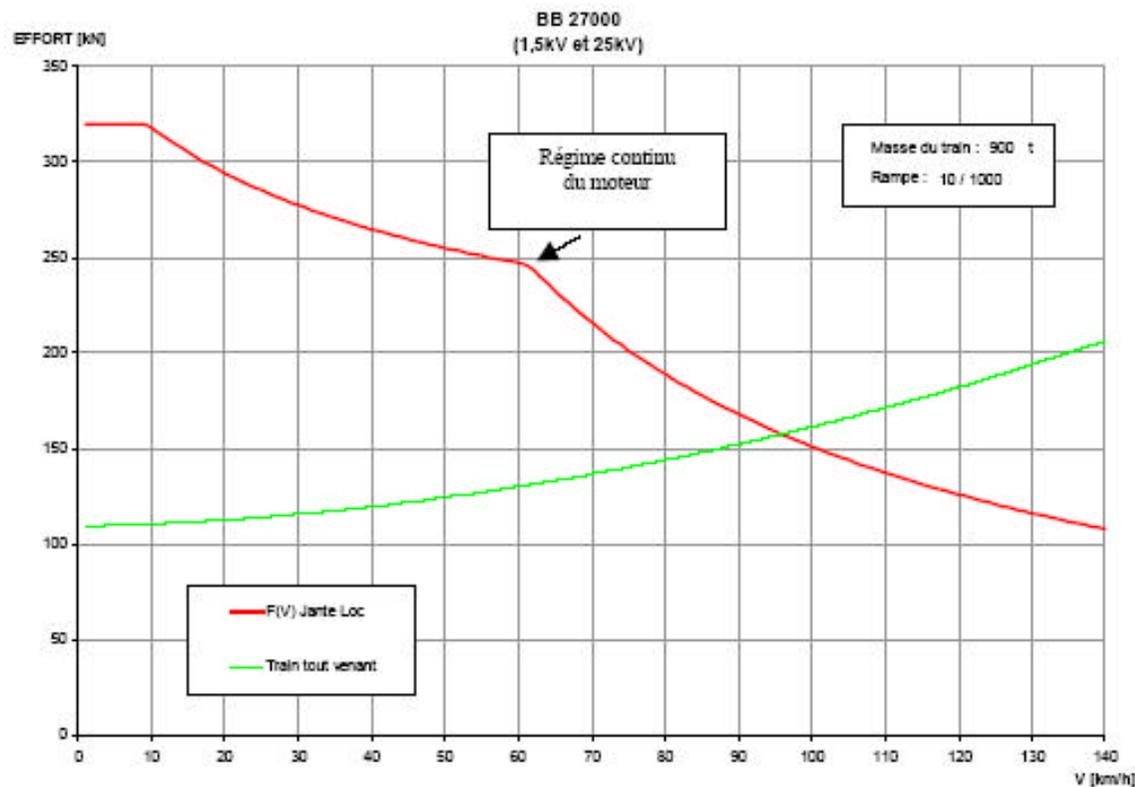
La puissance à la jante est donnée par $P_{\text{jante}} = V \cdot F_{\text{jante}}$

Le couple sur l'arbre moteur est défini par $C = (F_{\text{jante}} \cdot D/2) / (n \cdot \eta \cdot \rho)$

- ✓ D est le diamètre de la jante,
- ✓ n le nombre de moteurs,
- ✓ η le rendement de transmission
- ✓ ρ le rapport de réduction de transmission

Caractéristiques de traction de la BB 27000

- ✓ Masse=90T
- ✓ Puissance à la jante 4,2MW soit 1,05MW/essieu
- ✓ Effort de traction à la jante au démarrage 80kN soit 320kN au total

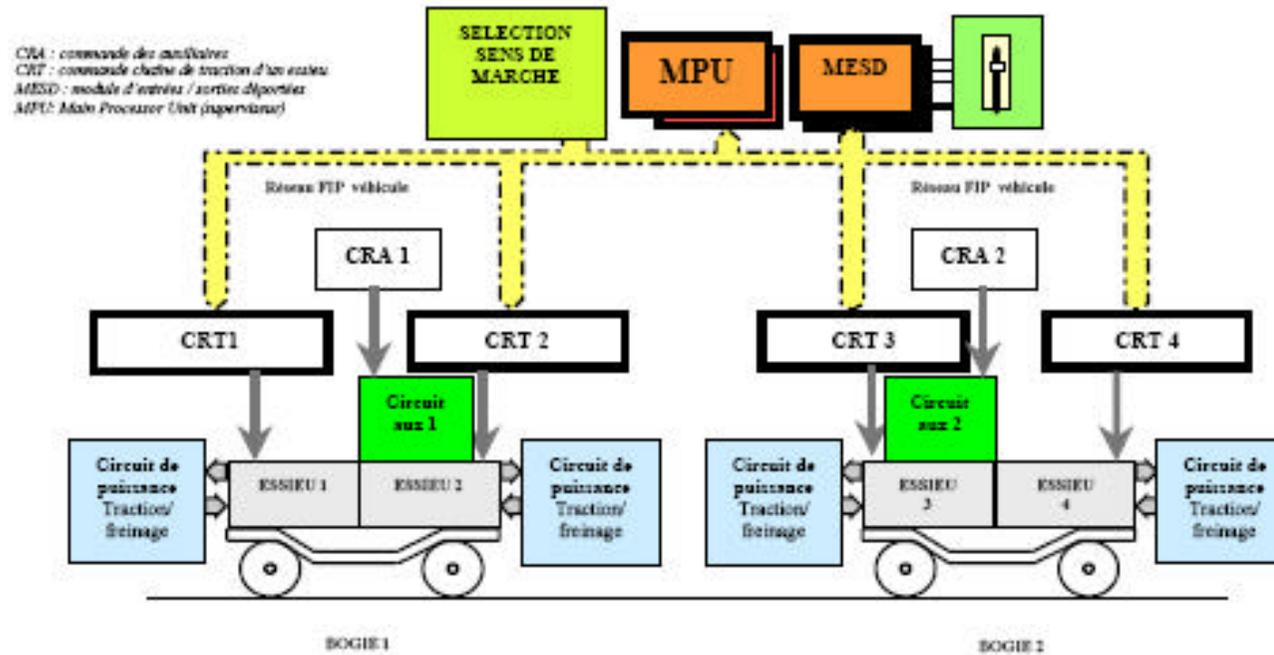


Performances

- ✓ Traction trains lourds 1800T en rampe à 1%
- ✓ Vitesse maxi 140km/h

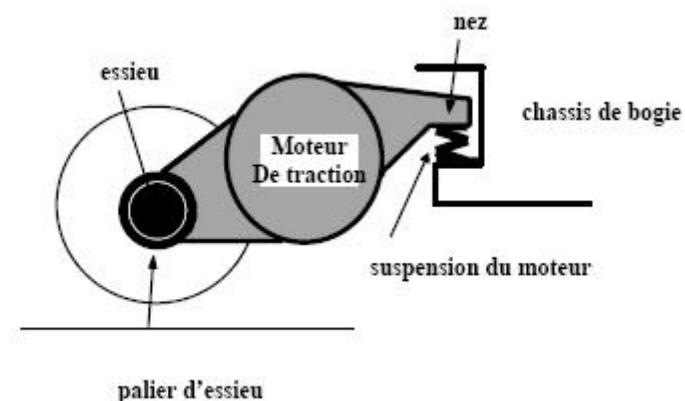
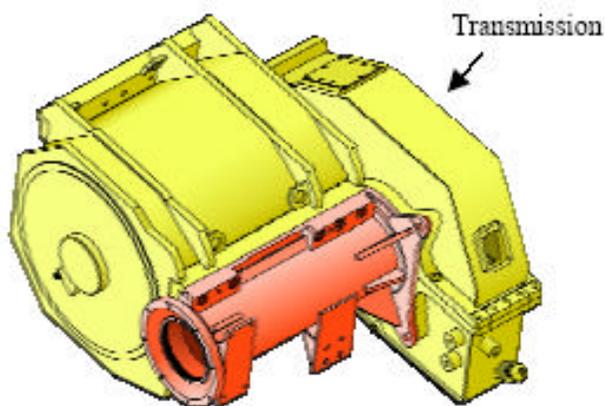
Diagramme effort à la jante=f(vitesse) (train de 900T, rampe 1/100)

Organisation de la chaîne de traction

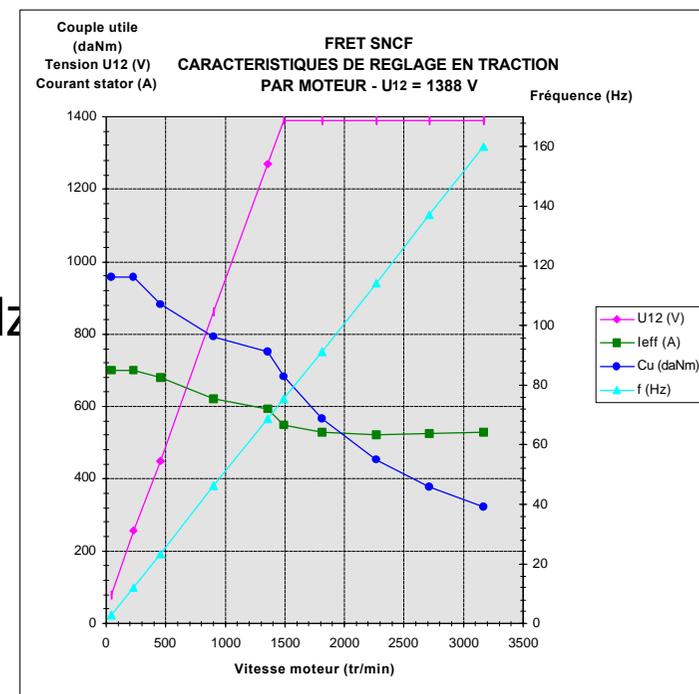


- 4 essieux tracteurs à moteurs asynchrone sur 2 bogies
- 4 chaînes de puissance indépendantes assurant un bon facteur de mission
- Compatibilité 25kV AC et 1500V DC

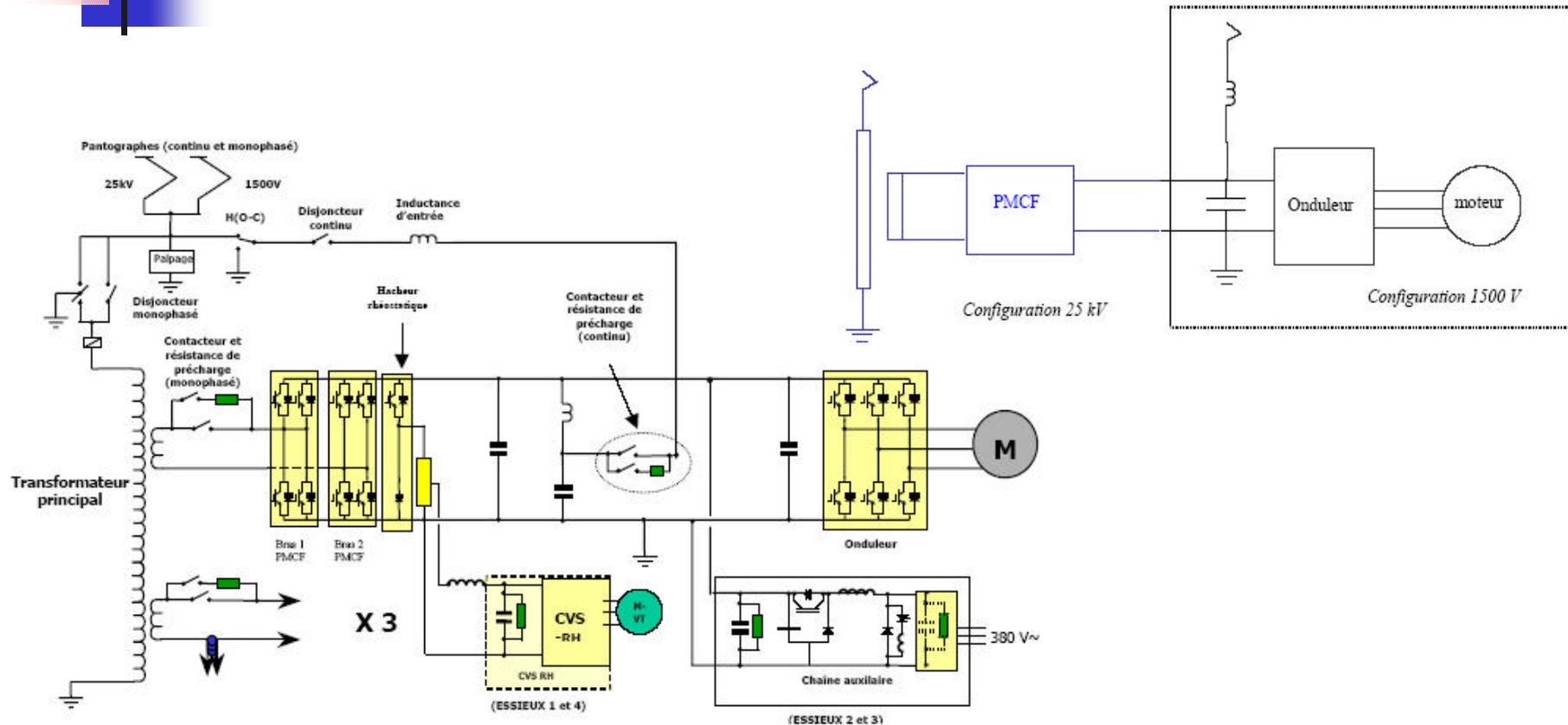
Motorisation



- Moteur asynchrone à cage 1050 kW
- Tension entre phase : 1400V (U dc=1800V)
- Iphase=530A (Udc=1800V)
- 3 paires de pôles, $\Omega_n=3200$ tr/mn , Fmax=160Hz
- Masse : 2660 kg
- Couple de démarrage 9560 Nm
- Rapport de réduction 23/109~0,211



Organisation de la chaîne de puissance

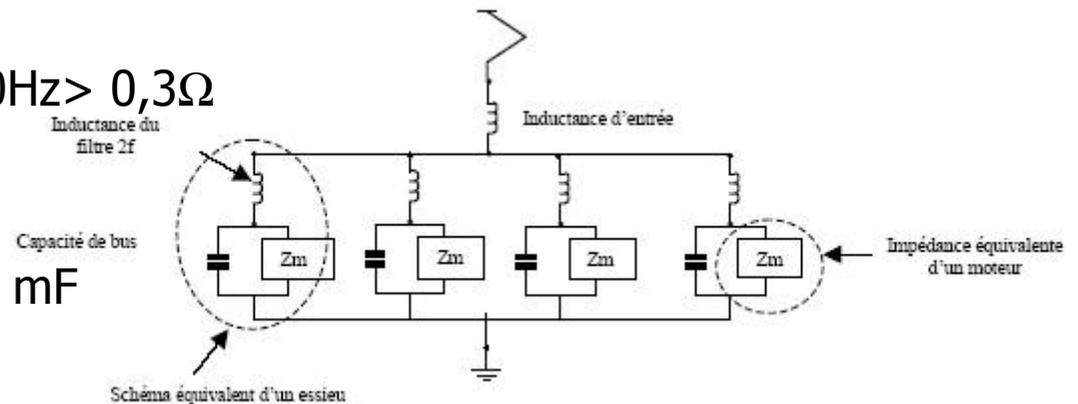


- Redresseur MLI en entrée pour assurer la réjection d'harmoniques sur le réseau 25 kV
- Freinage rhéostatique
- Onduleur de tension triphasé pour la commande moteur

Contraintes normatives de la chaîne de puissance

Réseau 1500V DC

- Norme : Impédance d'entrée à 50Hz > 0,3Ω inductif
→ 1,2Ω pour la BB 27000
- Filtre d'entrée : type LC, 4mH, 12 mF

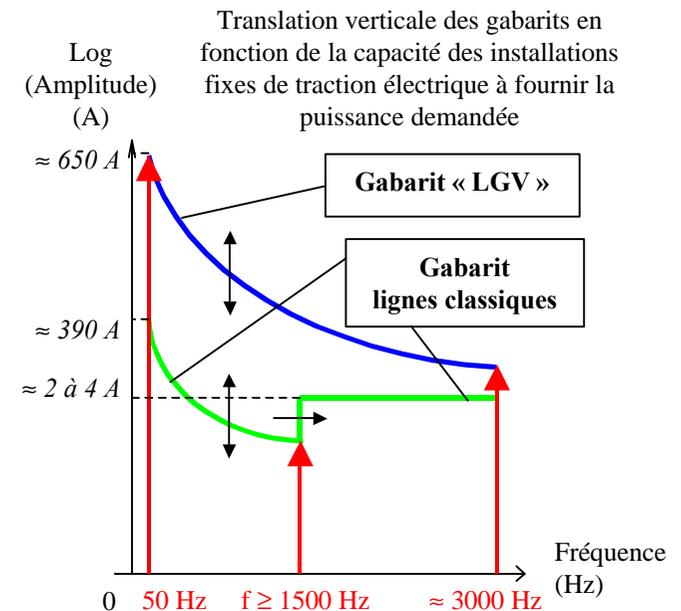


Réseau 25 kV AC

- Gabarit fréquentiel de traction
- Norme (UM71) : harmoniques rejetées sur la caténaire ne doivent pas perturber les signaux de signalisation et de télécommunication (1,7, 2, 2,3 2,6 kHz)
- Normes CEM : EN 50 121, compatibilité avec les réseaux téléphoniques (F<5kHz)

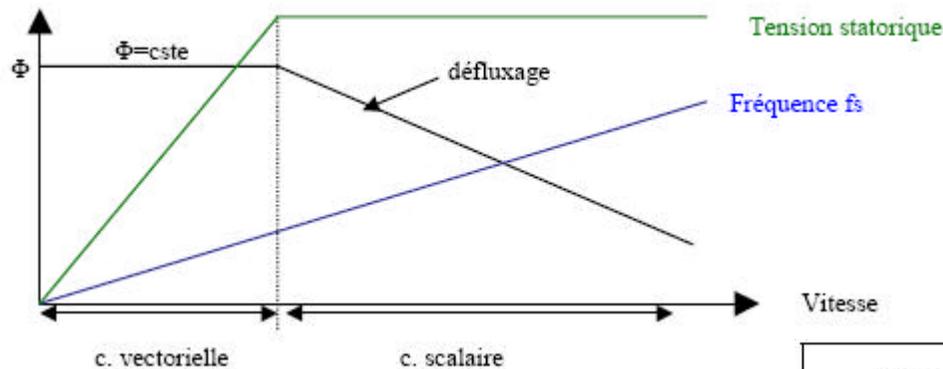
$$I_{ps0} = \sqrt{\sum p_f I_h^2}$$

p_f poids de l'harmonique,
h : rang d'harmonique



L'onduleur de traction

- Assurer le couple de traction optimal sur toute la plage de vitesse
- Réponse rapide aux variations de charge (patinage, enrayage, décollage de pantographe)
- Contrôle vectoriel puis de type MLI selon la vitesse
- Gestion du freinage



À faible vitesse :
contrôle vectoriel

$$C_m = \Phi \cdot I_s$$

À moyenne et grande
vitesse : contrôle scalaire

$$C_m = k \cdot g$$

Stratégies de MLI multiple

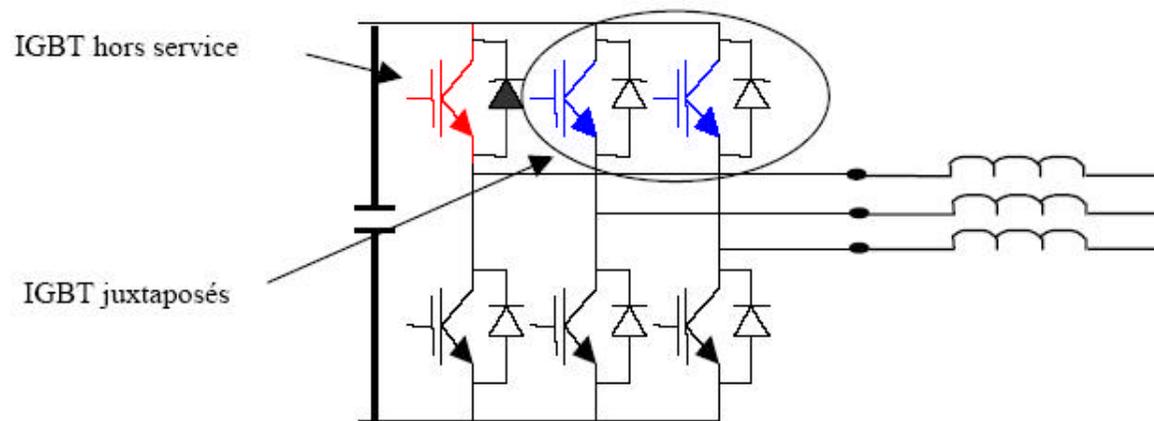
- Vectorielle
- Synchronne
- calculée

À vitesse maxi : commande pleine onde
 $F_d = 160\text{Hz}$

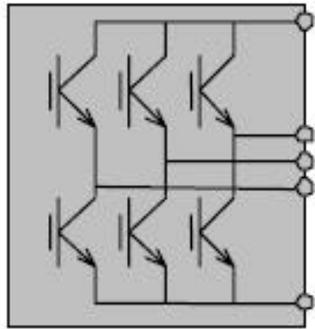
Au décollage du train et à très faible vitesse	↕	Asynchrone 150Hz
		Asynchrone 350Hz
Lors de la montée en vitesse jusqu'à 80km/h environ	↕	Synchrone 21 découpes
		Synchrone 15 découpes
	↕	5 angles calculés
		4 angles calculés
		3 angles calculés
		2 angles calculés
		1 angle calculé
Au delà de 80km/h		Pleine onde

L'onduleur de traction : contraintes d'usage

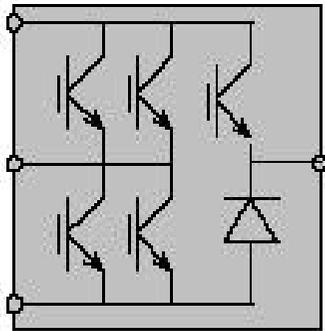
- Robustesse de commande vis-à-vis de :
 - Variations de la tension de bus DC
 - Décollement de pantographe : l'onduleur est inhibé pour réduire la surintensité sur la caténaire lors du recollement
 - Contrôle des courants statoriques et de la tension de bus DC
- Surveillance des IGBT pour prévenir toute défaillance
- Assurer la protection de la mécanique et du bus DC en cas de court-circuit asymétrique ($C_{cc} \sim 5 \text{ à } 7 C_n$) : symétrisation du court-circuit



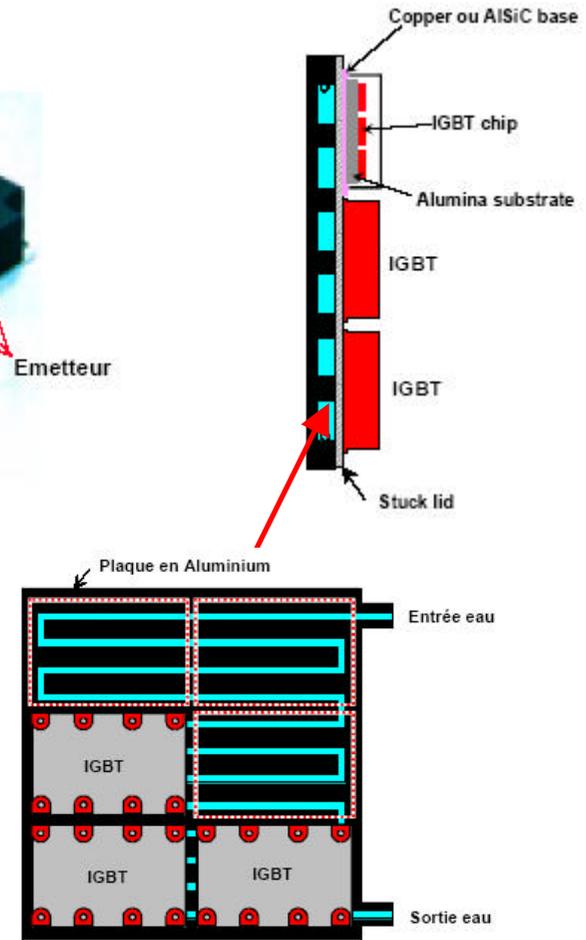
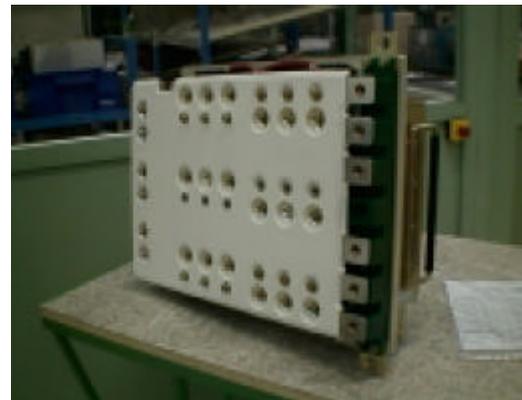
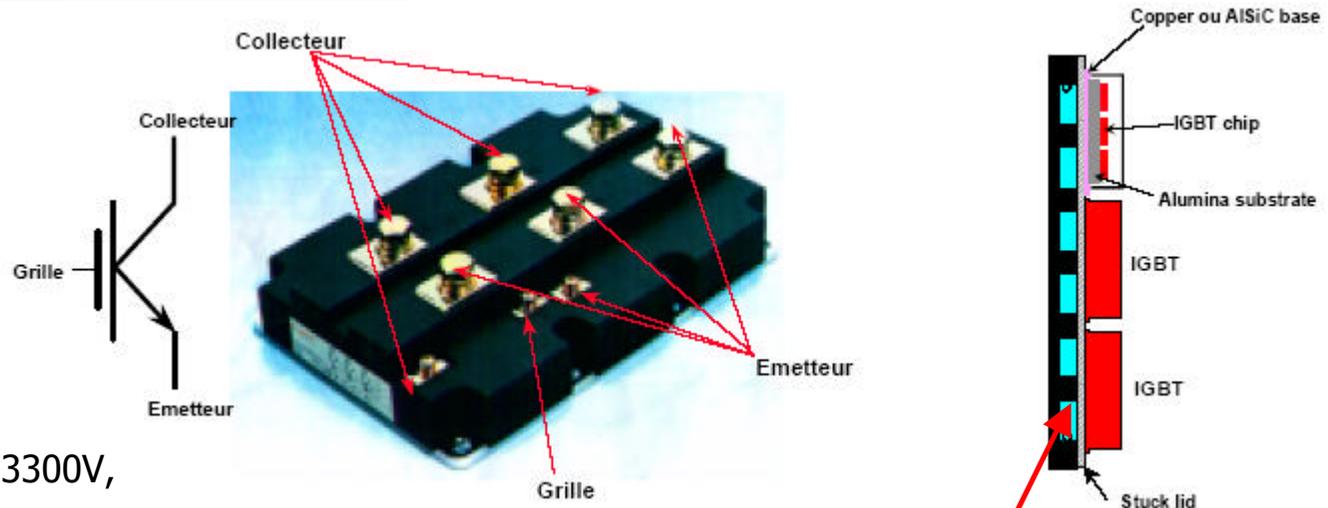
L'onduleur de traction : technologie IGBT



Module onduleur à IGBT 3300V, 1200A



Module onduleur à IGBT 3300V, 1200A, redresseur MLI + hacheur de freinage



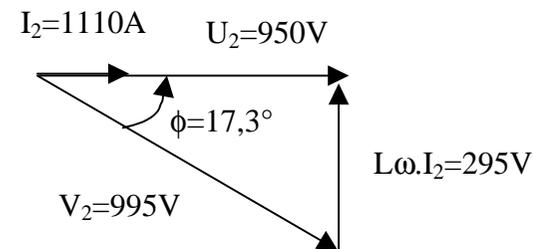
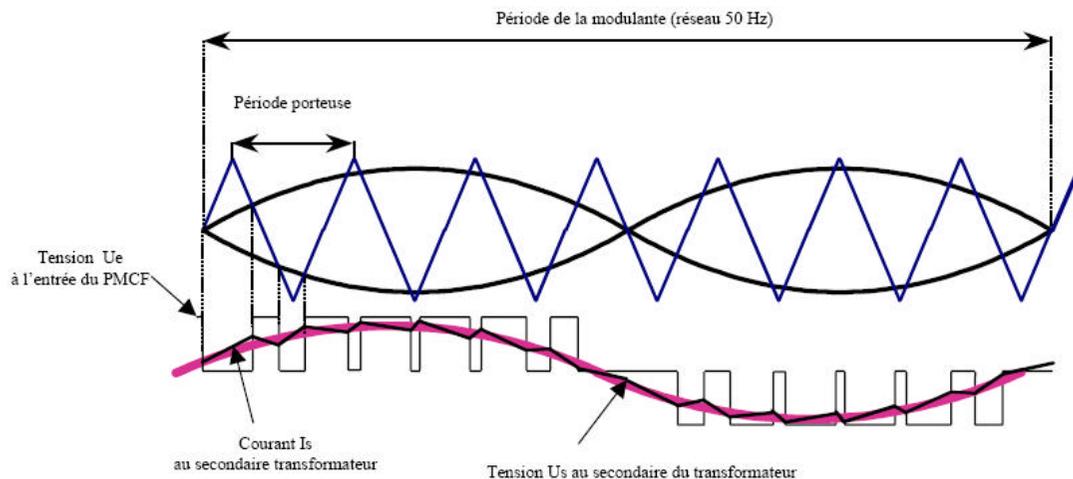
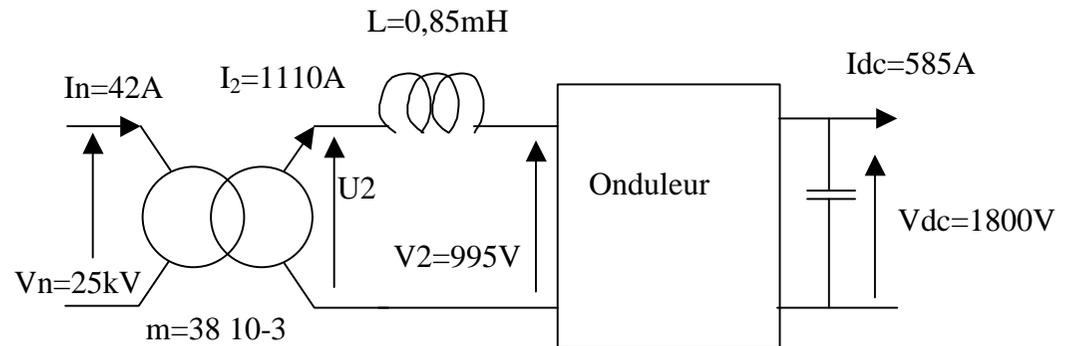
- Module onduleur : connectique+condensateurs de filtrage, refroidi par plaque à eau (puis échangeur eau/air)

Le redresseur MLI

- But : minimiser les harmoniques injectées sur la caténaire
→ courant absorbé quasi- sinusoïdal et en phase avec la tension
en pratique : $\cos(\varphi) > 0,95$ pour $P < P_{max}/4$
- Gestion de la réversibilité de puissance en phase de freinage

Principe

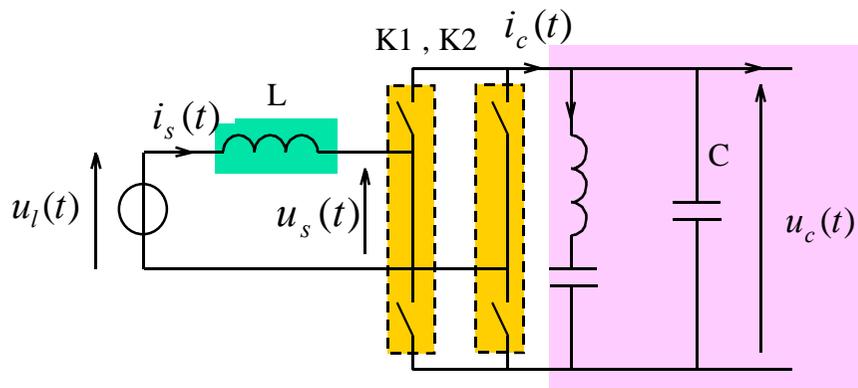
Mise en phase du courant I_2 et de la tension U_2 par réglage du déphasage de la tension onduleur V_2



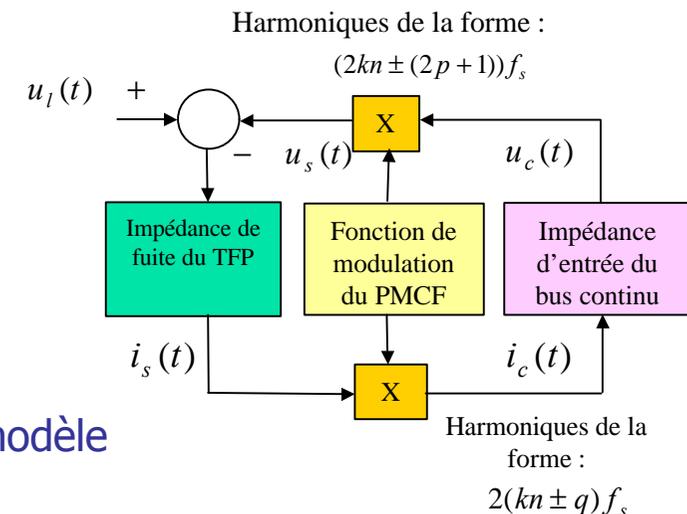
MLI intersective à doublement de fréquence
 $F_{dec}=450\text{Hz}$, soit 900Hz apparent

Le redresseur MLI : structure et rôle

- Onduleur monophasé MLI : réversible en puissance pour le freinage
- Exploitation de l'inductance de fuite du transformateur
(transformateur à fuite, $U_{cc}=30$ à 45% U_n , $L=0,85\text{mH}$)
- Ondulation de la tension DC à $2Frés=100\text{Hz}$
 - risque de battement avec fréquence onduleur lorsque la fréquence de traction est proche de 100Hz , excitation TBF de la mécanique
 - filtre résonant à $2Frés$ sur le bus DC : $L=507\mu\text{H}$, $C=5\text{mF}$
- L'onduleur permet de compenser les harmoniques de courant à 150Hz
(en cas de cohabitation avec des machines à redresseurs commandés)
 - évite un échauffement supplémentaire du transformateur



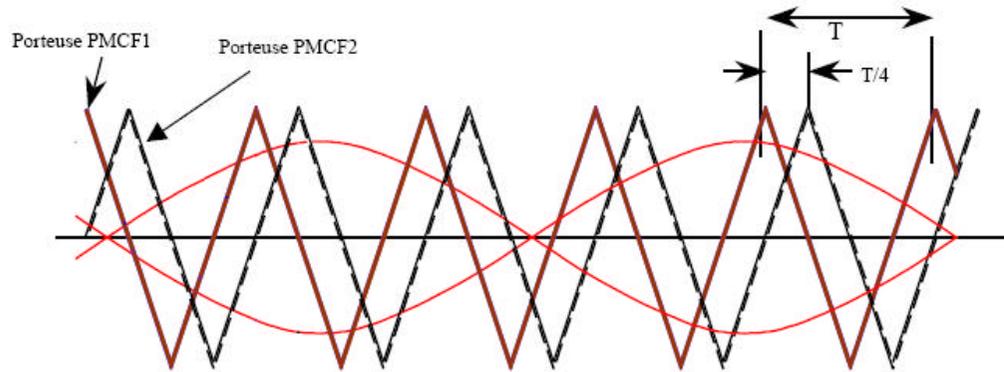
Structure et modèle



Le redresseur MLI : réduction des harmoniques

Principe : entrelacement des redresseurs MLI

Décalage des porteuses de $T/2n$ (à cause de la MLI à doublement de fréquence)

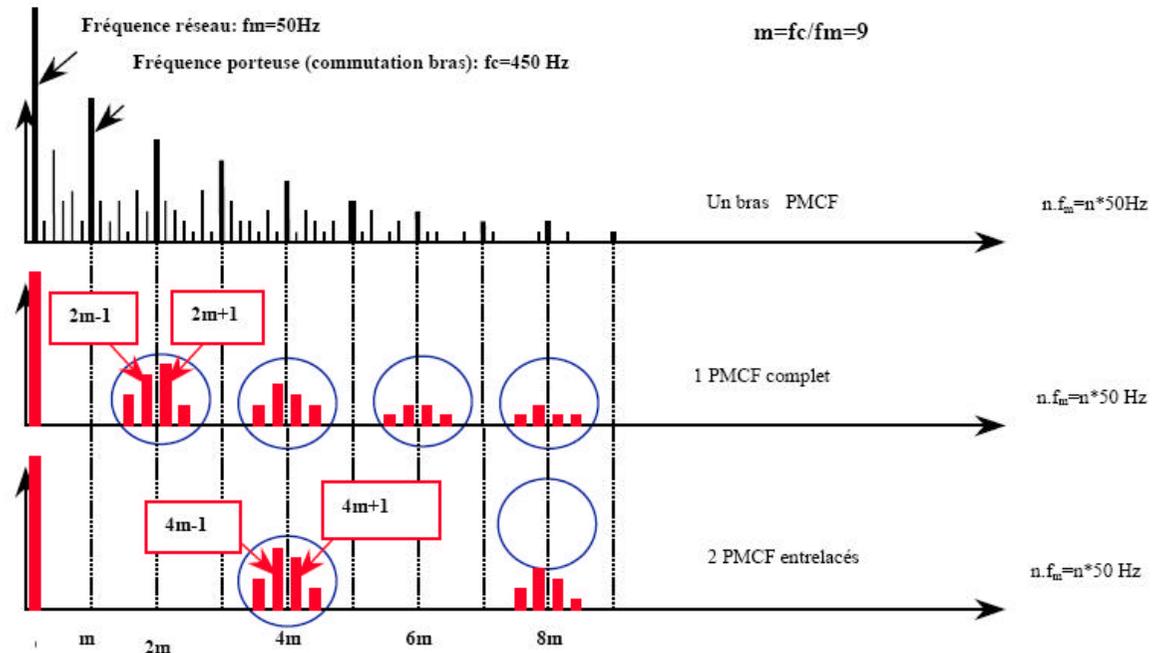


$$f_m(t) = m \sin \omega_s t + \sum_{h=1}^{+\infty} \frac{4(-1)^h}{\pi h} \left[\cos \frac{h\pi}{2} \left[\sum_{p=0}^{+\infty} J_{2p+1} \left(\frac{h\pi m}{2} \right) \times (\sin(nh + 2p + 1)\omega_s t - \sin(nh - 2p - 1)\omega_s t) \right] \right]$$

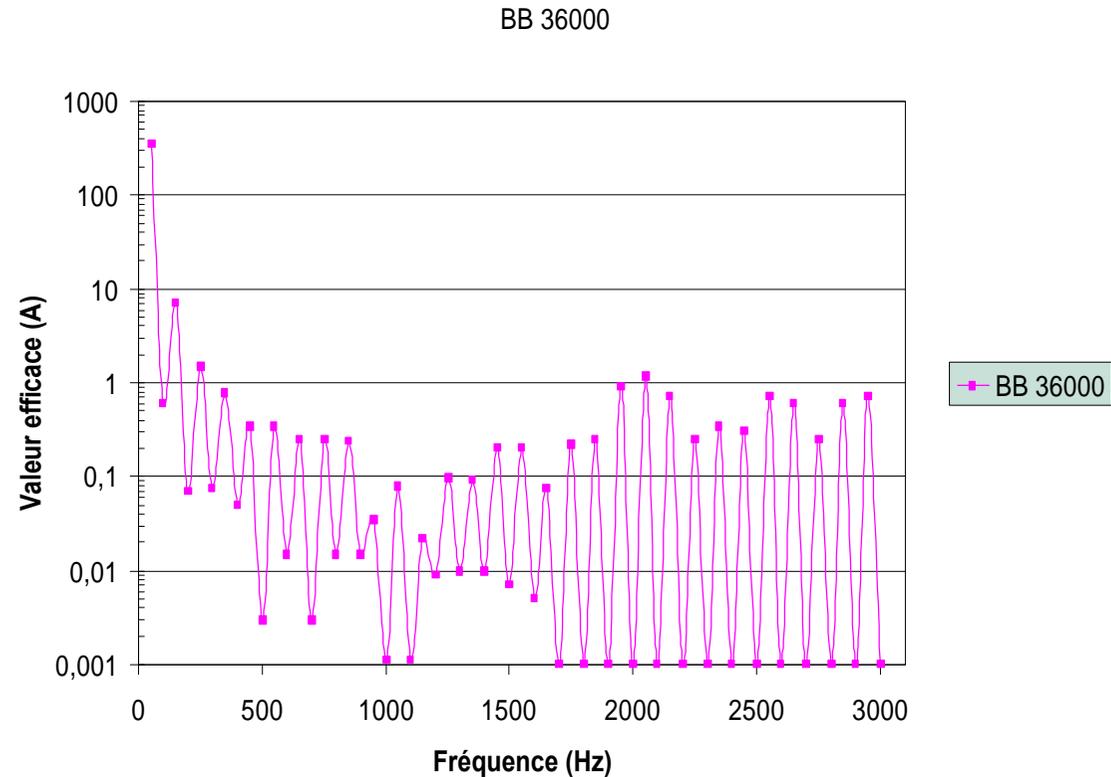
m : taux de modulation
 N : indice de modulation (rapport f_d/f_s)
 $f(t)$: fonction de modulation
 ω_s : pulsation de modulation
 h et p entiers

Rangs d'harmoniques :

$$2kf_d \pm (2p + 1)f_s = (2kn \pm (2p + 1)f_s)$$



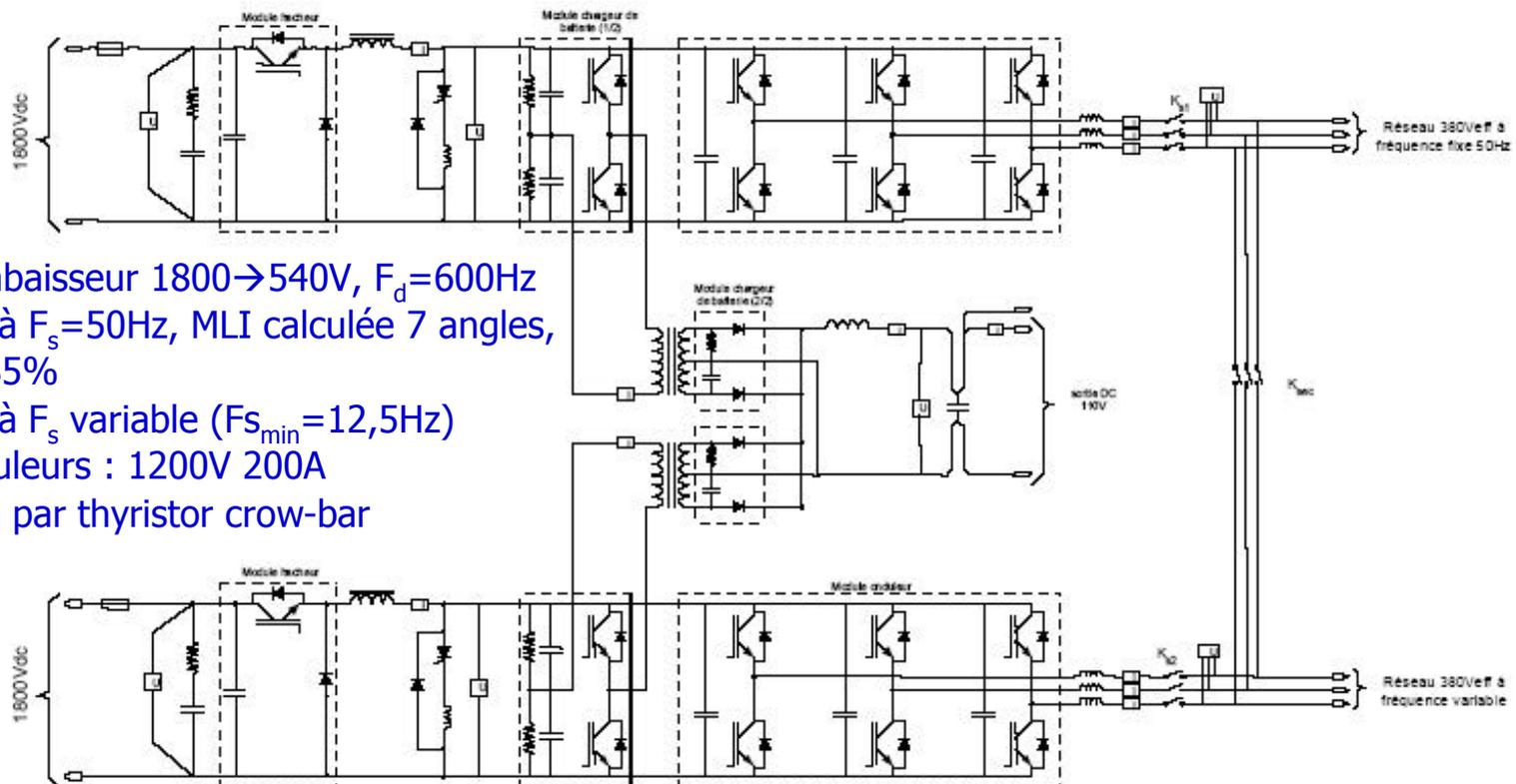
Redresseur MLI : réduction d'harmoniques



Exemple de contrôle d'harmonique par entrelacement de PFC, cas de la BB36000, 4 PFC MLI à doublement de fréquence $F_{dec}=300\text{Hz}$ \rightarrow 1er harmoniques centrés autour de 2400Hz

Auxiliaires : réseau de bord

- Deux réseaux de bord :
 - à fréquence fixe 380V/50Hz
 - À fréquence variable pour les charges à vitesse variable, réduction de bruit des auxiliaires tournants à basse vitesse (ventilateurs)
- Charge de batterie 110 Vdc, 8 kW : onduleur à point milieu capacitif, transformateur d'adaptation de tension et redresseur IGBT 1200V 100A à 10kHz



- Hacheur abaisseur 1800→540V, $F_d=600\text{Hz}$
- Onduleur à $F_s=50\text{Hz}$, MLI calculée 7 angles, 95kVA, $\rho=85\%$
- Onduleur à F_s variable ($F_{s_{\min}}=12,5\text{Hz}$)
- IGBT onduleurs : 1200V 200A
- Protection par thyristor crow-bar