

# 4

## Onduleur de Tension

### Partie 1



1

- 1) Principe
- 2) Convertisseur équivalent à interrupteurs idéaux
- 3) modulation plein onde
- 4) Modulation de Largeur d'Impulsion
- 5) Modélisation
- 6) Commande
  - Objectifs
  - Conception du dispositif de commande
  - ...

### Traction électrique ferroviaire

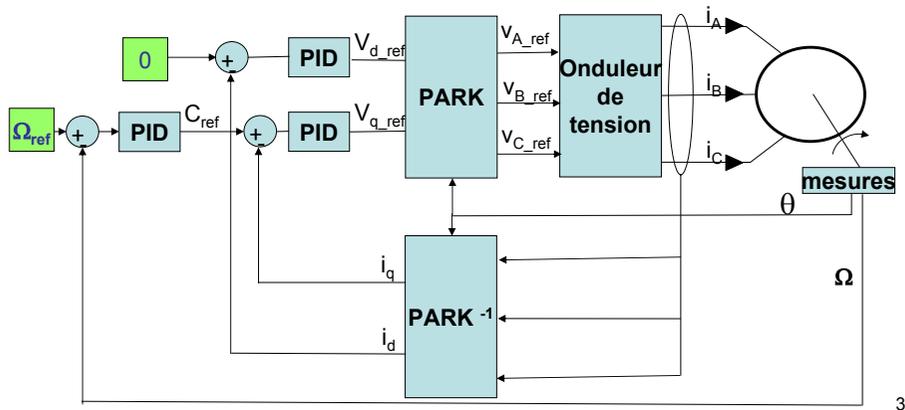
***Eurostar Paris-Londres*** (1994) : moteurs asynchrones  
2 motrices encadrant 18 remorques, 794 passagers  
puissance totale par rame 12 200 kW, vitesse commerciale 300 km/h

2

# 1) Principe

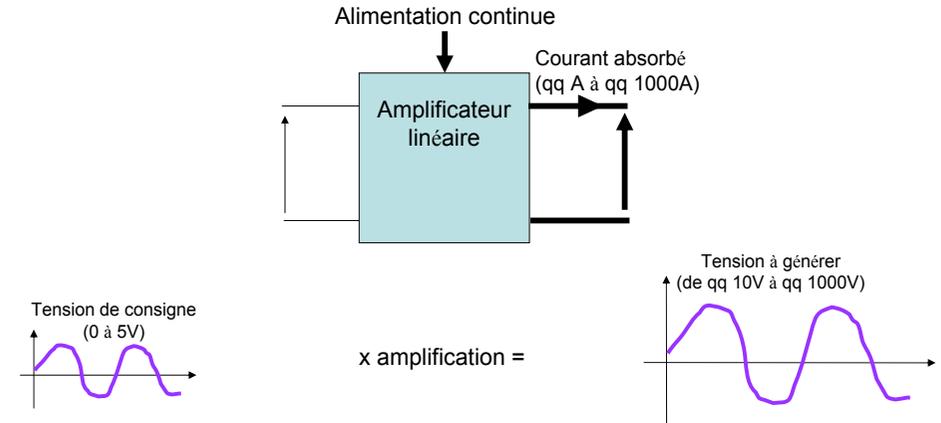
Que la machine soit synchrone ou asynchrone, il faut être capable de générer des courants de forme quelconque (sinusoïdaux en régime permanent). Pour cela, il faut donc être capable de générer des tensions de forme quelconque (sinusoïdales en régime permanent).

Les tension de consignes (ou références) proviennent de calculateurs (asservissements) et sont calculées de façon à obtenir le couple désiré.



3

**Idée n°1 :** Utiliser un amplificateur de tension linéaire (autoradio – alimentation stabilisée, ...)

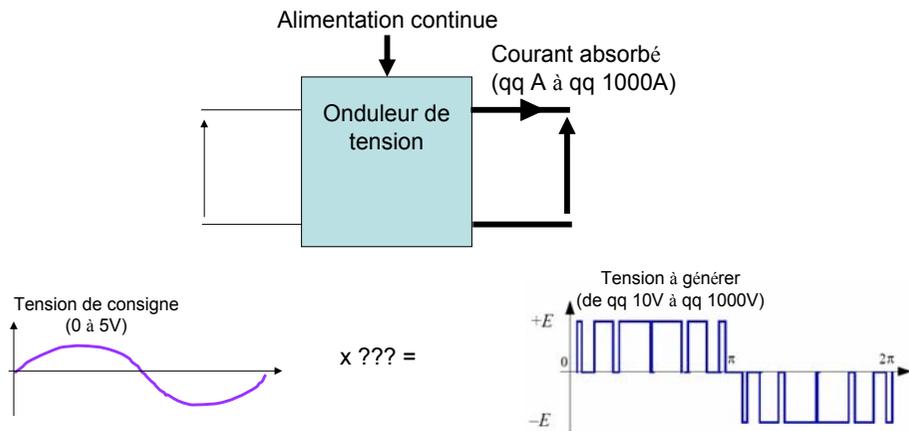


**Problème :**

Le rendement des amplificateurs linéaires se situe autour de 30%  
 Si la puissance de la machine est de 10kW alors il y aura de pertes !!!  
 C'est-à-dire beaucoup de chaleur à dissiper = dissipateurs, ventilateurs, circuits de refroidissement, ...

4

**Idée n°2 :** Utiliser un amplificateur de tension non-linéaire ou onduleur de Tension



5

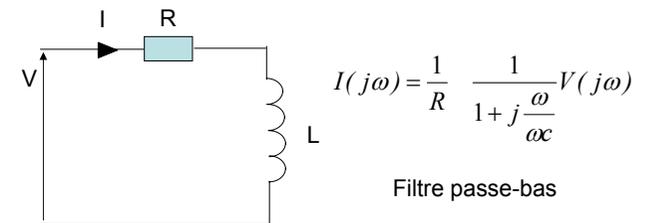
**Problème :**

On désire par exemple une tension sinusoïdale pour générer un courant sinusoïdal et on obtient une tension formée par une succession de créneaux ???

**Pourquoi le courant serait-il sinusoïdal ?**

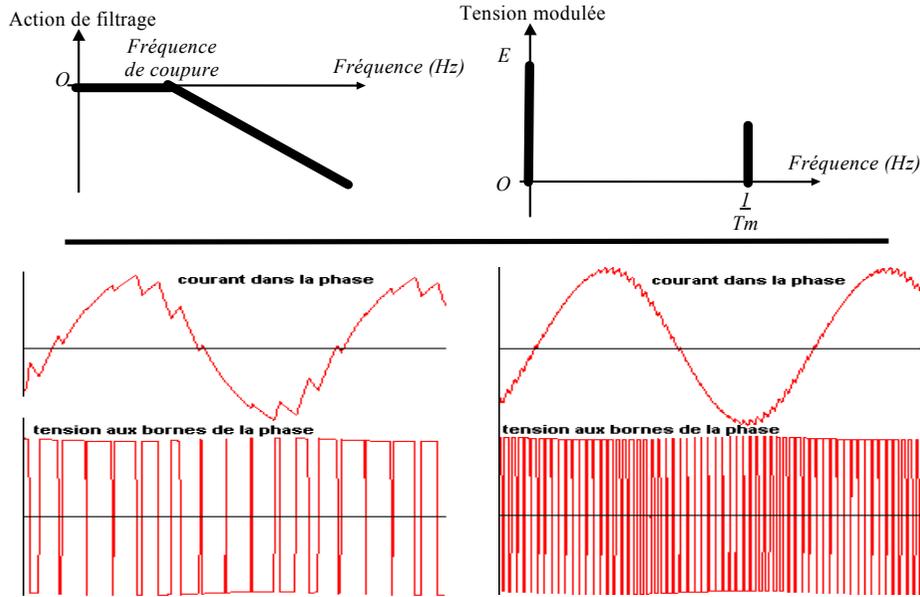
Si on fait évoluer de façon appropriée la largeur de chaque créneau de tension (modulation de la largeur d'impulsion MLI ou Pulse Width Modulation PWM), le courant pourra posséder la forme requise.

Schéma simplifié d'une phase :



6

### Forme du courant suivant la fréquence de modulation des créneaux de tension :



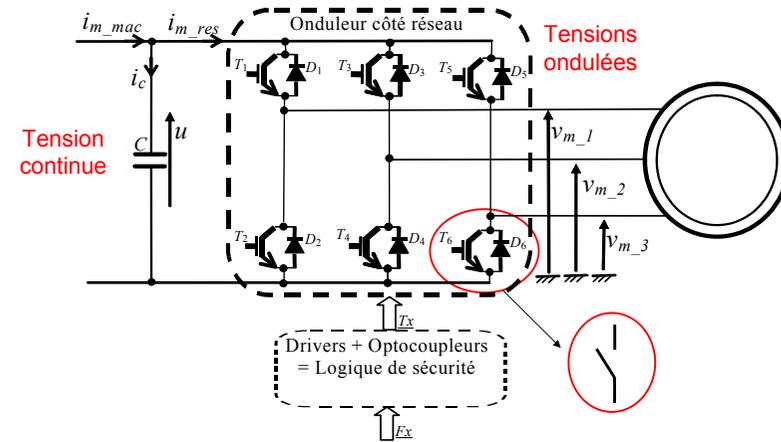
Documents extraits de : <http://stielec.ac-aix-marseille.fr/cours/abati/reglvit.htm#mli>

### Structure d'un onduleur de tension triphasé :

Comme il faut générer des créneaux de tension, seuls des interrupteurs sont suffisants (d'où le bon rendement).

Pour réaliser ces interrupteurs (qui doivent être commandés facilement), on associe une diode et un transistor.

Un onduleur triphasé est constitué de trois cellules de commutation dont les commandes décalées entre elles d' $1/3$  de période permettent de reconstituer un système triphasé de tensions et de courants.

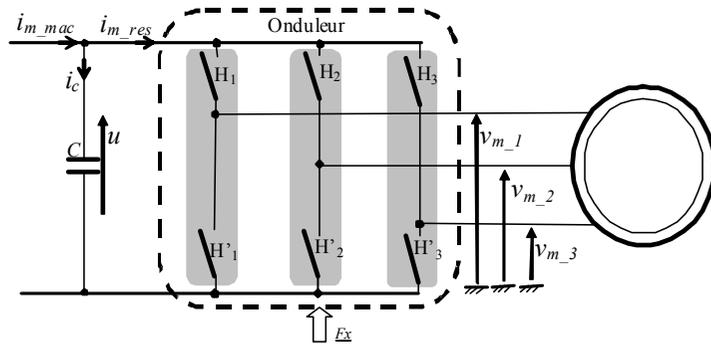


## 2) Convertisseur équivalent à interrupteur idéaux

Hypothèse:

\* Conduction continue

-> chaque association (Transistor-Diode) est équivalente à un interrupteur idéal

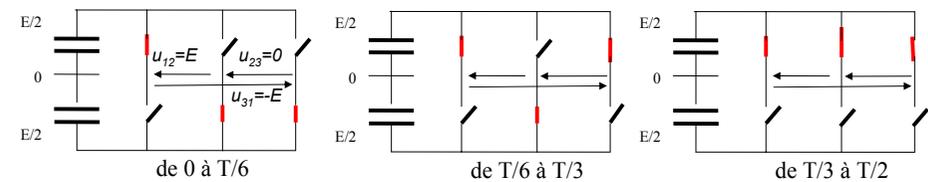
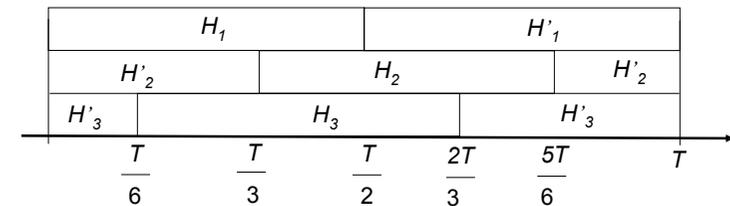


- \* Pas de court-circuit de la source de tension (condensateur)
- \* Pas d'ouverture d'une source de courant (inductance)

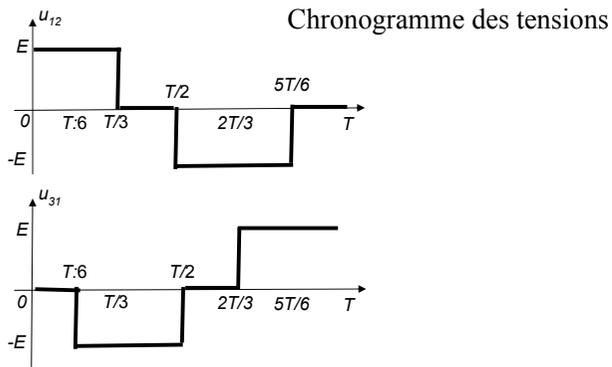
1 et 1 seul interrupteur fermé -> 3 cellules de commutation

## 3) Principe de la Modulation Pleine Onde

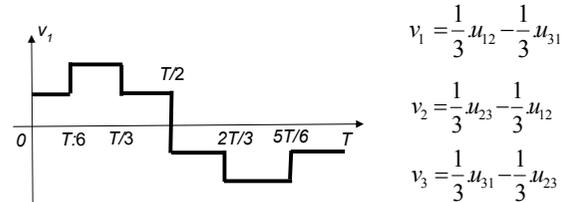
On contrôle les interrupteurs de la manière suivante :



Et ainsi de suite pour les intervalles suivants ...



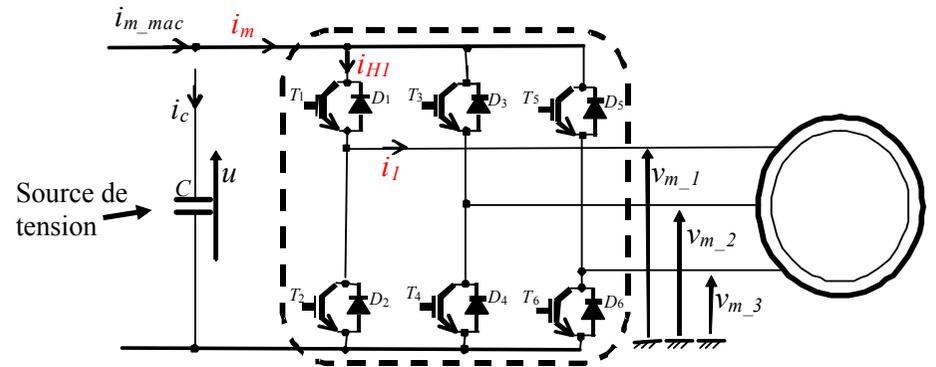
Les tensions simples sont déduites à la condition que la charge soit équilibrée



Selon la caractéristique de la charge, on peut déterminer les courants selon les tensions, puis au diagramme de conduction des semiconducteurs

11

Examinons le cas des semiconducteurs  $T1$  et  $D1$  du premier circuit. Ils ne peuvent être passants que si  $T1$  est commandé à la fermeture.



Si  $i_l$  est positif,  $T1$  est passant et  $i_{H1} = i_l$ .

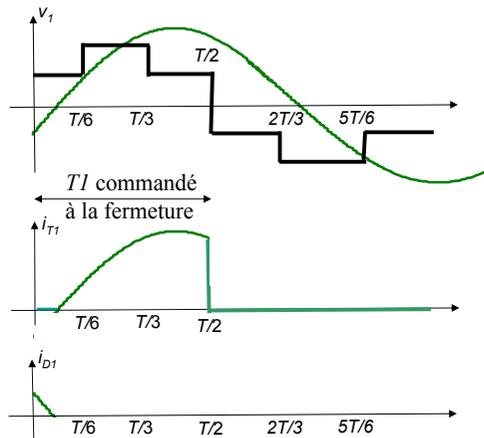
Si  $i_l$  est négatif,  $D1$  est passante et  $i_{H1} = -i_l$ .

Le courant fourni par la source de tension est donné par la loi des nœuds :

$$i_m = i_{T1} - i_{D1} + i_{T2} - i_{D2} + i_{T3} - i_{D3}$$

12

Par exemple, si  $i_l$  est assimilé à une sinusoïde de fréquence  $f$



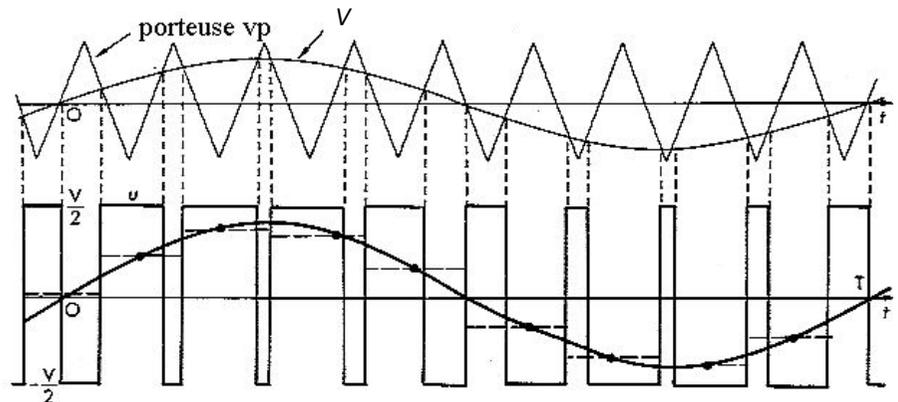
13

#### 4) Principe de la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

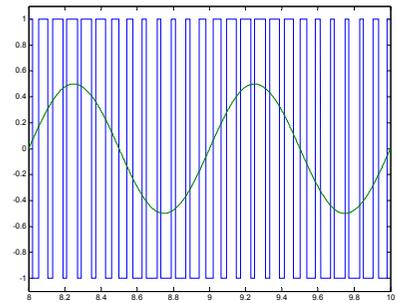
##### Exemple

Une tension sinusoïdale  $V$  de fréquence  $f$  est comparée à une tension triangulaire  $Vp$  de fréquence  $fp$  dite **tension porteuse** avec  **$fp = m f$**

**$m = \text{entier} \gg 1$**



14



➔ **v** Signal désiré (sinusoïdal)

⬇ **Modulation**

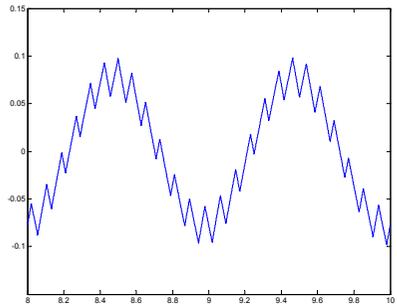
$$v_{MLI}(t) = v + v_3 \sin(3 * 2\pi ft + \varphi_3) + v_5 \sin(5 * 2\pi ft + \varphi_5) + \dots$$

⬇

$$I(j\omega) = \dots$$

⬇

$$i(t) = \frac{v}{|R + jL\omega|} + \frac{v_3}{|R + jL(3\omega)|} \sin(3 * 2\pi ft + \varphi_3) + \frac{v_5}{|R + jL(5\omega)|} \sin(5 * 2\pi ft + \varphi_5) + \dots$$



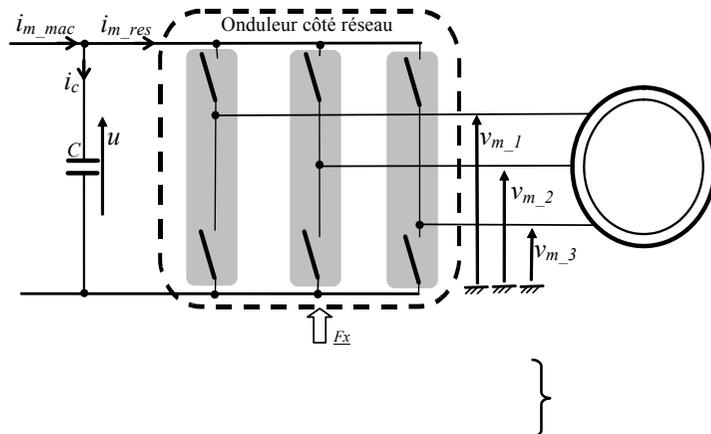
## 5) Modélisation

### Convertisseur équivalent à interrupteur idéaux

Hypothèse:

\* Conduction continue

-> chaque association (Transistor-Diode) est équivalente à un interrupteur idéal

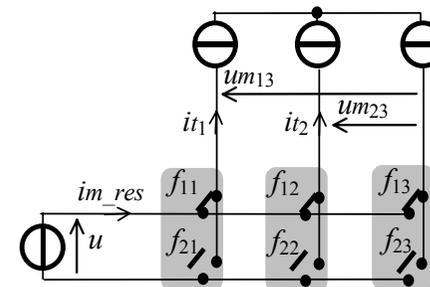


\* Pas de

\* Pas d'c

1 et 1 seul interrupteur fermé -> 3 cellules de commutation

### Modélisation de la partie discontinue



Arrangement matriciel de la représentation du convertisseur équivalent à interrupteurs idéaux

3 cellules de commutation (bras)

à deux interrupteurs idéaux

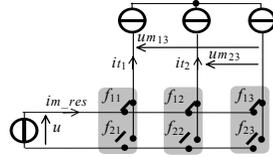
## L'interrupteur dipôle idéal

- \* 3 fonctions de connexion (à deux valeurs) suffisent (0 = ouvert, 1 = fermé)
- \* 1 et 1 seul interrupteur fermé par cellule de commutation (verticale)

$$f_{21} = 1 - f_{11}$$

$$f_{22} =$$

$$f_{23} =$$

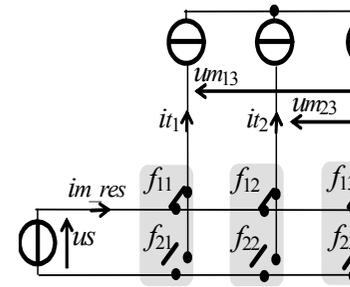


- \*  $2^3$  configurations physiquement réalisables

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} \end{bmatrix} \in \left\{ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \right\}$$

19

## Conversions électriques en tension



$$u_{m13} = m_1 \cdot u_s \quad R14 \quad u_{m23} = m_2 \cdot u_s \quad R15$$

Fonction de conversion :  $m_c$

$$m_1 = (f_{11} - f_{13}) \quad R17 \quad m_2 = (f_{12} - f_{13}) \quad R18$$

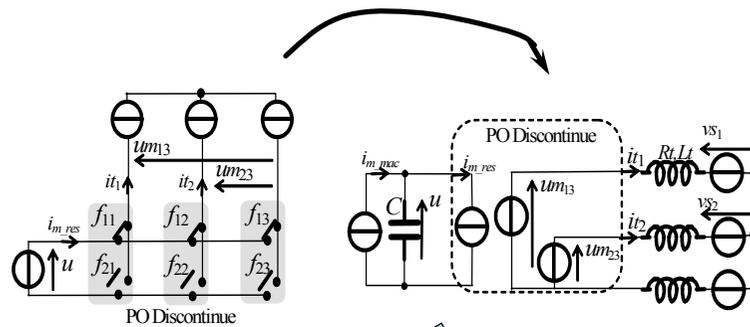
Grandeur sans unité (per unit) :  $m_c \in \{-1, 0, 1\}$

$f_{11}$	$f_{12}$	$f_{13}$	$f_{21}$	$f_{22}$	$f_{23}$	$m_1$	$m_2$	$u_{m13}$	$u_{m23}$	$v_{m1n}$	$v_{m2n}$	$v_{m3n}$
1	1	0	0	0	1	1	1	$u_s$	$u_s$	$1/3 \cdot u_s$	$1/3 \cdot u_s$	$-2/3 \cdot u_s$
1	0	0	0	1	1	1	0	$u_s$	0	$2/3 \cdot u_s$	$-1/3 \cdot u_s$	$-1/3 \cdot u_s$
1	0	1	0	1	0							
0	0	1	1	1	0							
0	1	1	1	0	0							
0	1	0	1	0	1							
0	0	0	1	1	1							
1	1	1	0	0	0							

Conversions électriques nulles  
redundances

20

## Décomposition



**Effets : grandeurs modulées**

En tension  $U_{m13}$  et  $U_{m23}$

En courant  $i_{m\_res}$

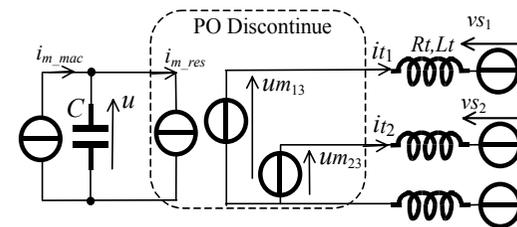
**Effets : variables d'état**

En tension  $u$

En courants  $i_{t1}$ ,  $i_{t2}$

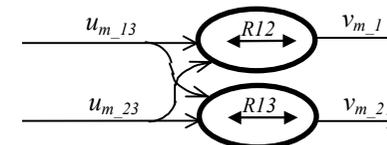
21

## Passage des tensions composées aux tensions simples



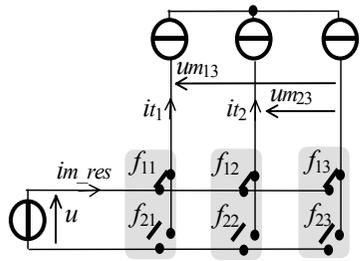
$$u_{m\_13} = v_{m\_1} - v_{m\_3} \quad \xrightarrow{\text{Système}} \quad v_{m\_1} =$$

$$u_{m\_23} = v_{m\_2} - v_{m\_3} \quad \xrightarrow{\text{équilibré}} \quad v_{m\_2} =$$



22

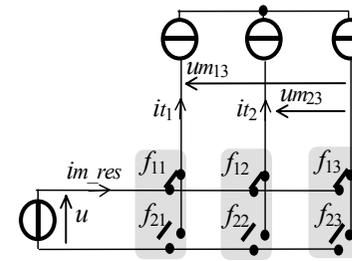
### Conversions électriques en tension



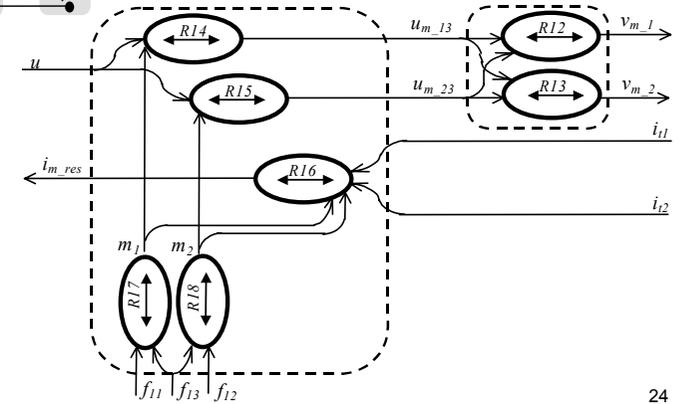
$$\begin{aligned}
 um_{13} &= m_1 \cdot us & R14 & & um_{23} &= m_2 \cdot us & R15 \\
 m_1 &= (f_{11} - f_{13}) & R17 & & m_2 &= (f_{12} - f_{13}) & R18
 \end{aligned}$$

23

### Conversions électriques



$$\begin{aligned}
 um_{13} &= m_1 \cdot us & R14 & & um_{23} &= m_2 \cdot us & R15 \\
 m_1 &= (f_{11} - f_{13}) & R17 & & m_2 &= (f_{12} - f_{13}) & R18 \\
 im\_res &= m_1 \cdot i_{t1} + m_2 \cdot i_{t2} & R16 & & & & 
 \end{aligned}$$

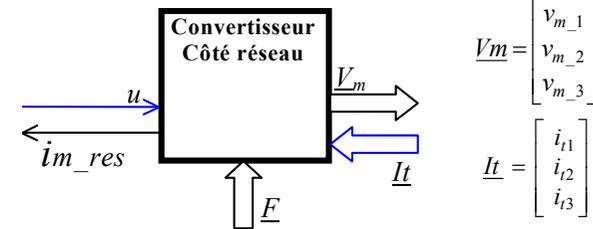


24

### Conversions électriques

Passage sous forme de schéma blocs

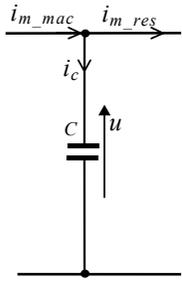
### Modélisation du convertisseur de puissance



25

26

### Modélisation du bus continu



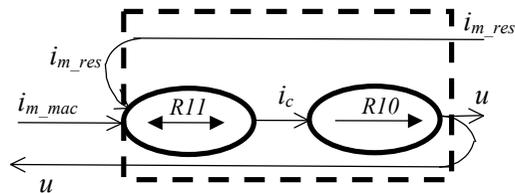
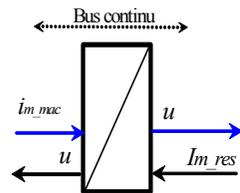
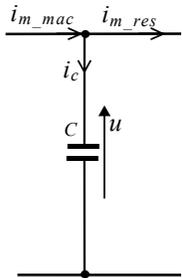
$$\frac{du}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_c \quad \text{ou} \quad \boxed{u(t) = \frac{1}{C} \cdot \int_i^{t+\Delta t} i_c dt + u(t_0)} \quad R10$$

↓ effet                      ↓ cause

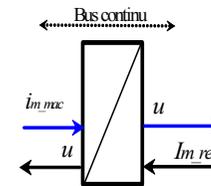
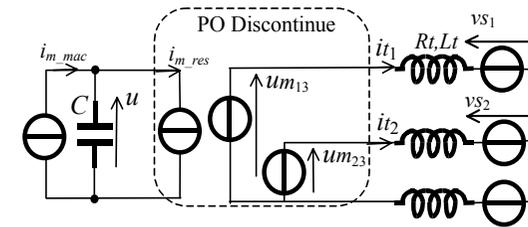
### Modélisation du bus continu

Passage sous forme de schéma-blocs ...

### Modélisation du bus continu



### Modélisation de la partie continue



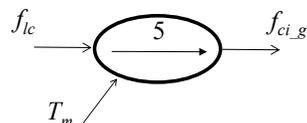
## Modèle moyen dans le repère naturel

Les grandeurs électriques modulées sont appliquées à des charges du type ' filtre passe-bas ' (processeurs intégrateurs)

C'est la valeur moyenne des grandeurs modulées qui conditionne l'évolution temporelle des grandeurs d'état de la partie continue

On peut obtenir un « modèle moyen » du convertisseur en utilisant la

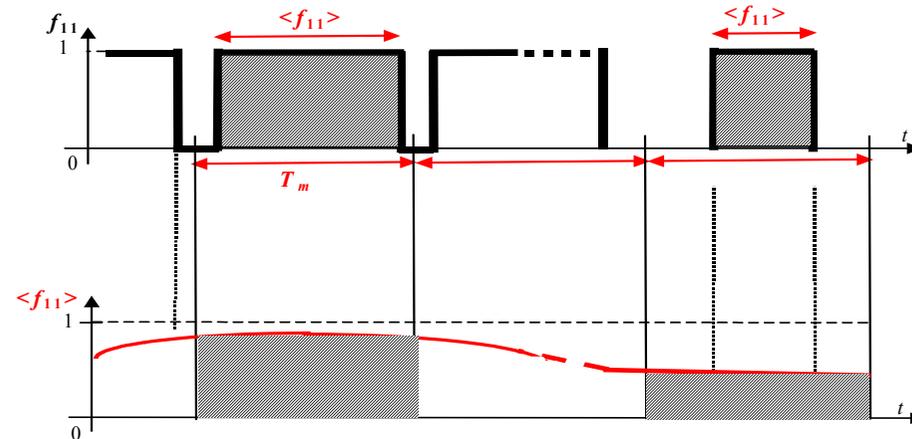
$$\langle f_{lc}(k,t) \rangle = \frac{1}{T_m} \cdot \int_{k \cdot T_m}^{(k+1) \cdot T_m} f_{lc}(\tau) d\tau$$



**Fonction génératrice de connexion** (sur une période de commutation  $T_m$ )

31

## Modèle moyen dans le repère naturel



■ Fonction de connexion, valeur discrète, {0, 1}

Fonction génératrice de connexion, valeur continue, [0, 1]

■ **Fonction génératrice de connexion** (sur une période de commutation  $T_m$ ) est équivalente au **rapport cyclique**

32

## Modèle moyen dans le repère naturel

Par extension

$$R17 \quad m_1 = (f_{11} - f_{13})$$

$$R18 \quad m_2 = (f_{12} - f_{13})$$

$$\langle f_{11} \rangle - \langle f_{13} \rangle = \langle m_1 \rangle$$

$$\langle f_{12} \rangle - \langle f_{13} \rangle = \langle m_2 \rangle$$

**Fonction génératrice de conversion** (sur une période de commutation  $T_m$ )

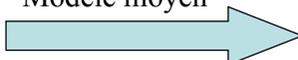
$$\langle m_c(k,t) \rangle = \frac{1}{T_m} \cdot \int_{k \cdot T_m}^{(k+1) \cdot T_m} m_c(\tau) d\tau$$

Exemple : Conversion en tension

$$u_{m\_13} = m_1 \cdot u$$

$$u_{m\_23} = m_2 \cdot u$$

Modèle moyen



Grandeur sans dimension

Rapport cyclique signé

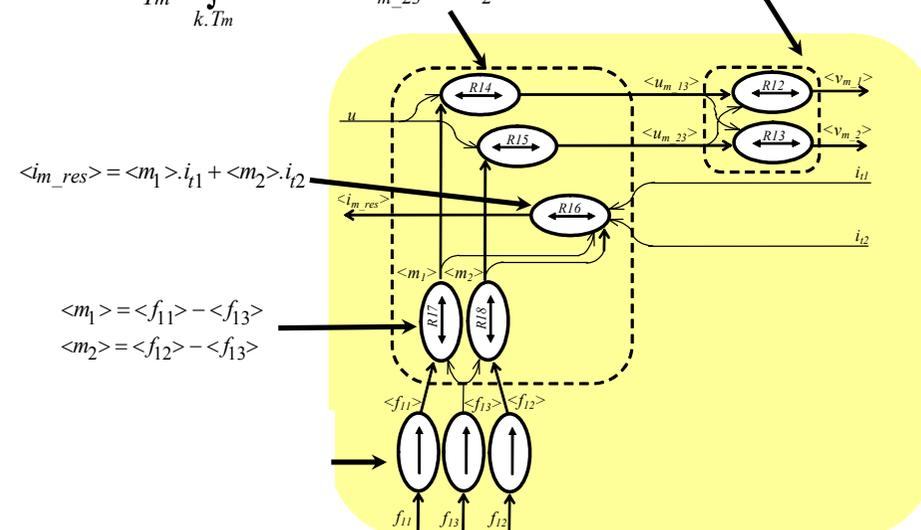
33

## Modèle moyen dans le repère naturel

$$\langle m_c(k,t) \rangle = \frac{1}{T_m} \cdot \int_{k \cdot T_m}^{(k+1) \cdot T_m} m_c(\tau) d\tau$$

$$\langle u_{m\_13} \rangle = \langle m_1 \rangle \cdot u \quad \langle v_{m\_1} \rangle = \frac{2}{3} \cdot \langle u_{m\_13} \rangle - \frac{1}{3} \cdot \langle u_{m\_23} \rangle$$

$$\langle u_{m\_23} \rangle = \langle m_2 \rangle \cdot u \quad \langle v_{m\_2} \rangle = \frac{2}{3} \cdot \langle u_{m\_23} \rangle - \frac{1}{3} \cdot \langle u_{m\_13} \rangle$$



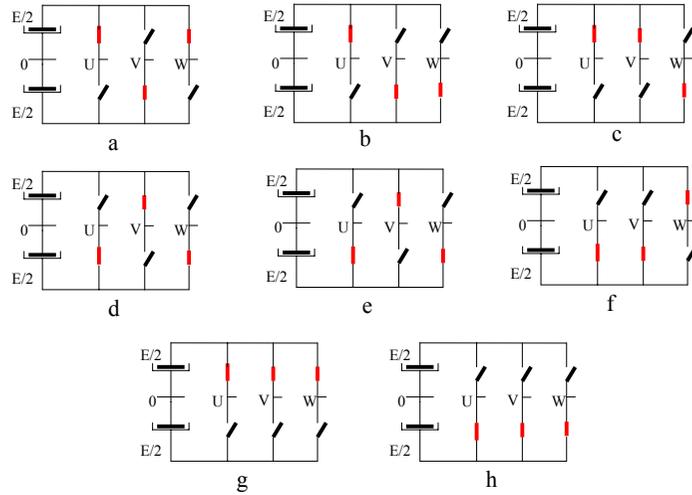
$$\langle m_1 \rangle = \langle f_{11} \rangle - \langle f_{13} \rangle$$

$$\langle m_2 \rangle = \langle f_{12} \rangle - \langle f_{13} \rangle$$

34

## 6) Principe de la MLI Vectorielle

Rappel : 8 configurations réalisables par un onduleur triphasé



35

Expression de ces tensions dans un repère diphasé orthogonal  $\alpha, \beta$  ?

$f_{11}$	$f_{12}$	$f_{13}$	$f_{21}$	$f_{22}$	$f_{23}$	$um_{13}$	$um_{23}$	$vm_{1n}$	$vm_{2n}$	$vm_{3n}$	$v_\alpha$	$v_\beta$
1	1	0	0	0	1	$us$	$us$	$1/3.us$	$1/3.us$	$-2/3.us$		
1	0	0	0	1	1	$us$	0	$2/3.us$	$-1/3.us$	$-1/3.us$		
1	0	1	0	1	0	0	$-us$	$1/3.us$	$-2/3.us$	$1/3.us$		
0	0	1	1	1	0	$-us$	$-us$	$-1/3.us$	$-1/3.us$	$2/3.us$		
0	1	1	1	0	0	$-us$	0	$-2/3.us$	$1/3.us$	$1/3.us$		
0	1	0	1	0	1	0	$us$	$-1/3.us$	$2/3.us$	$-1/3.us$		
0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0		
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0		

$$[X_{\alpha,\beta,0}] = [C][X]$$

avec la transformée de Concordia :  $[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$

36

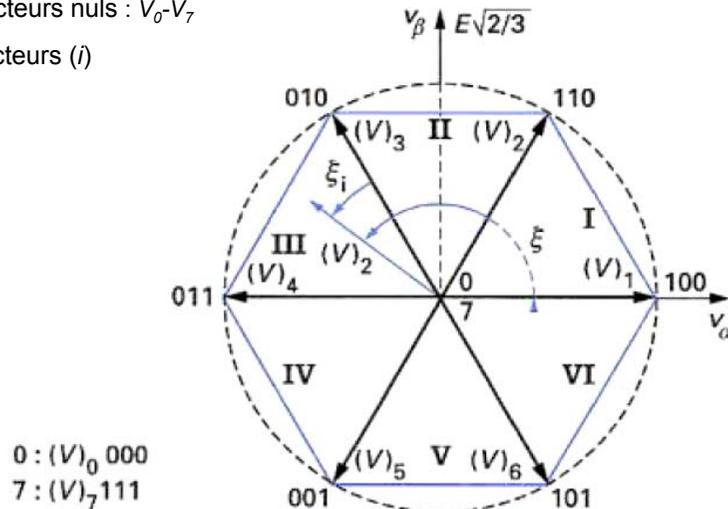
Représentation graphique

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix}_i = E \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \pi/3 \cos(i-1) \\ \pi/3 \sin(i-1) \end{bmatrix}$$

6 vecteurs non nuls :  $V_1-V_6$

2 vecteurs nuls :  $V_0-V_7$

6 secteurs ( $i$ )



37

Réalisation d'un vecteur tension de référence

On ne peut réaliser une tension de référence qu'en **valeur moyenne** sur une période de modulation

Expression sous forme polaire

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = E \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\varepsilon) \\ \sin(\varepsilon) \end{bmatrix}$$

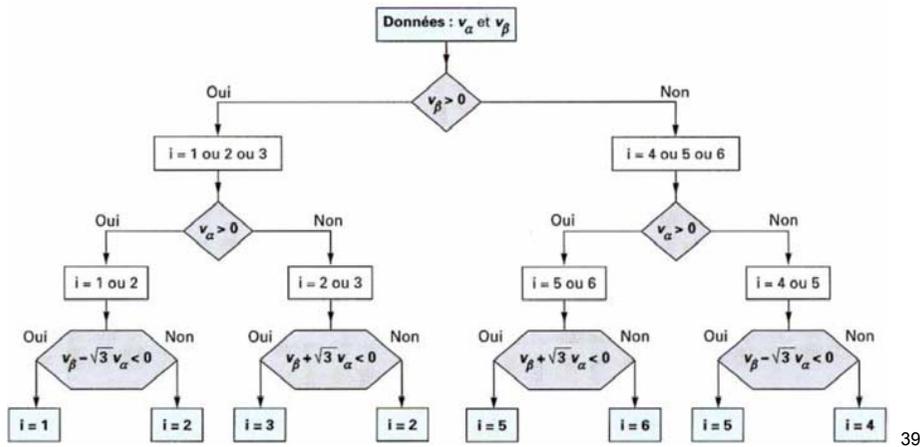
38

### Étape 1 :

On repère à quel secteur, le vecteur tension de référence appartient

on doit déterminer l'entier  $i$  appartenant à l'intervalle  $[1, 6]$  et l'angle  $\xi_i$  appartenant à  $[0, 60^\circ]$ , tels que :

$$\xi = \pi/3(i - 1) + \xi_i$$



### Étape 2 :

Puisque l'on n'obtient le vecteur tension de référence qu'en valeur moyenne, on doit appliquer des valeurs réalisables ( $V_i$ ) pendant des durées adéquates sur la période de modulation.

Afin de minimiser les ondulations de tensions, on admet qu'il faut réaliser le vecteur tension de référence avec les deux tensions les plus proches

$$\langle V_{ref} \rangle = \delta_i (V)_i + \delta_{i+1} (V)_{i+1}$$

$\delta_i$  et  $\delta_{i+1}$  sont :

\_ respectivement les durées d'application des vecteurs  $(V)_i$  et  $(V)_{i+1}$

\_ les projections du vecteurs de tension référence sur les vecteurs voisins.

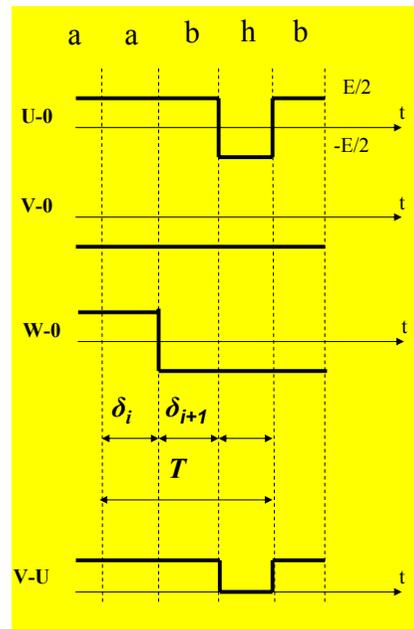
$$\delta_i = \sqrt{2} \frac{V}{E} \sin(\pi/3 - \xi_i)$$

$$\delta_{i+1} = \sqrt{2} \frac{V}{E} \sin(\xi_i)$$

Et ensuite il faut appliquer un vecteur nul pendant la durée restante :  $T - \delta_i - \delta_{i+1}$

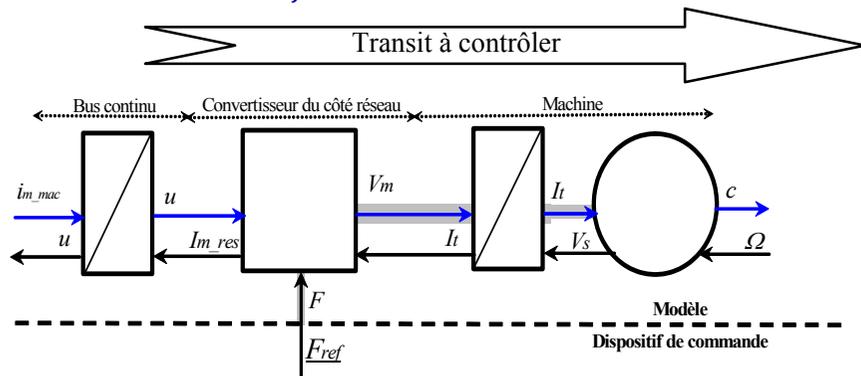
### Résultat : décomposition

L'impulsion sur la période  $T$  donne une tension moyenne équivalente à la tension  $X$



### Commande

## Objectifs de la commande



Objectif (grandeurs d'état) :

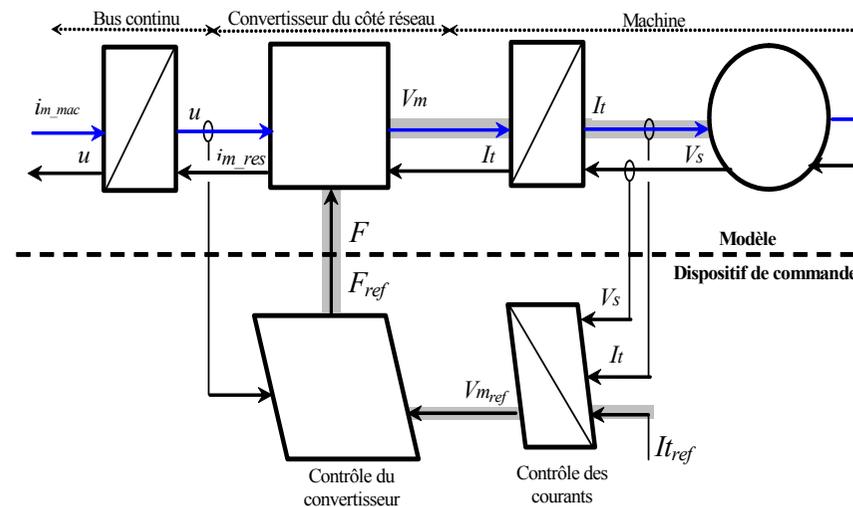
\_ Générer des courants  $I_t$  égaux à des références

Les courants  $I_t$  sont les grandeurs les plus rapides à contrôler (50Hz – 20ms)

Rappel :  $F$  est une matrice de fonctions de connexion (discrète)

43

## Architecture de la commande des grandeurs rapides



44

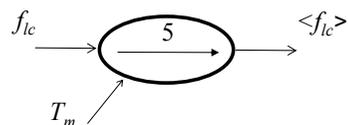
## Modèle moyen dans le repère naturel

Les grandeurs électriques modulées sont appliquées à des charges du type ' filtre passe-bas ' (processeurs intégrateurs)

C'est la valeur moyenne des grandeurs modulées qui conditionne l'évolution temporelle des grandeurs d'état de la partie continue

On peut obtenir un « **modèle moyen** » du convertisseur en utilisant la valeur moyenne équivalente sur une période de commutation  $T_m$  de la fonction de connexion.

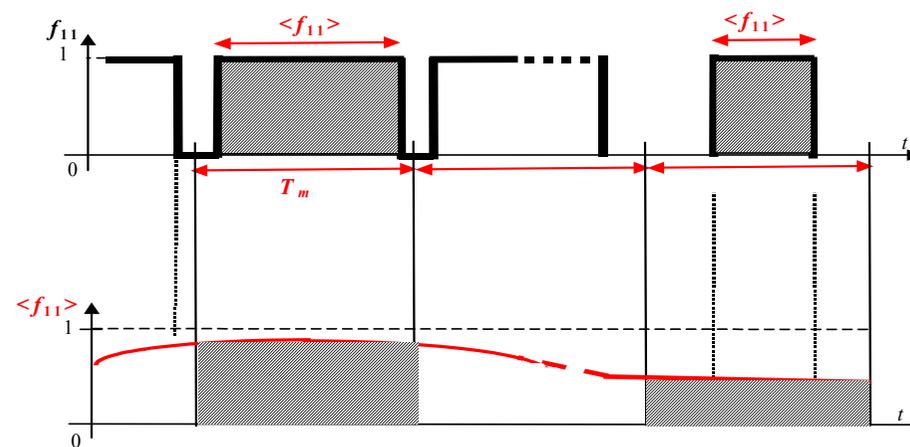
$$\langle f_{lc}(k, t) \rangle = \frac{1}{T_m} \cdot \int_{k \cdot T_m}^{(k+1) \cdot T_m} f_{lc}(\tau) \cdot d\tau$$



**Fonction génératrice de connexion** (sur une période de commutation  $T_m$ )

45

## Modèle moyen dans le repère naturel



■ Fonction de connexion, valeur discrète,  $\{0, 1\}$

Fonction génératrice de connexion, valeur continue,  $[0, 1]$

■ **Fonction génératrice de connexion** (sur une période de commutation  $T_m$ ) est équivalente au **rapport cyclique**

46

## Modèle moyen dans le repère naturel

Par extension

$$R17 \quad m_1 = (f_{11} - f_{13})$$

$$R18 \quad m_2 = (f_{12} - f_{13})$$

$$\langle f_{11} \rangle - \langle f_{13} \rangle = \langle m_1 \rangle$$

$$\langle f_{12} \rangle - \langle f_{13} \rangle = \langle m_2 \rangle$$

**Fonction génératrice de conversion** (sur une période de commutation  $T_m$ )

$$\langle m_c(k,t) \rangle = \frac{1}{T_m} \int_{k.T_m}^{(k+1).T_m} m_c(\tau) d\tau$$

Exemple : Conversion en tension

$$u_{m\_13} = m_1 \cdot u$$

Modèle moyen

$$\langle u_{m\_13} \rangle = \langle m_1 \rangle \cdot u$$

$$u_{m\_23} = m_2 \cdot u$$

$$\langle u_{m\_23} \rangle = \langle m_2 \rangle \cdot u$$

Grandeur sans dimension

$$\langle m_1 \rangle = \frac{\langle u_{m\_13} \rangle}{\langle u \rangle}$$

Rapport cyclique signé

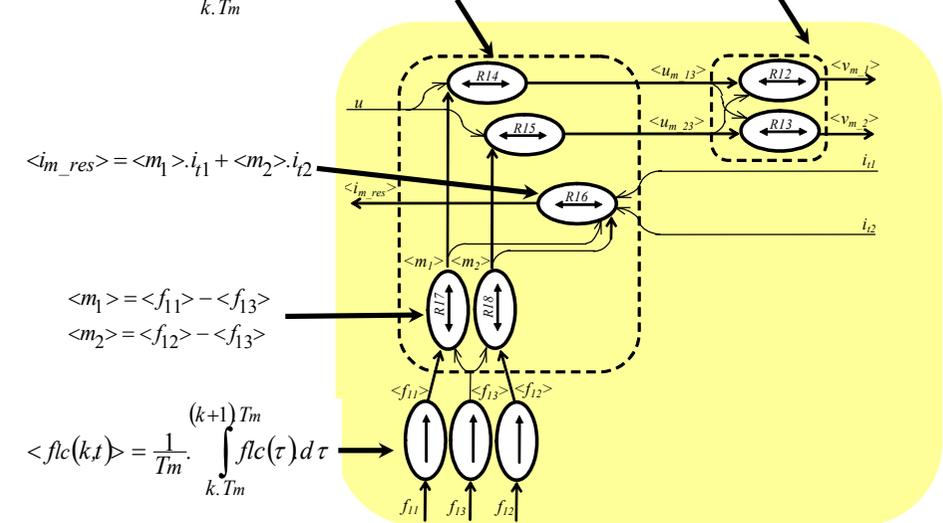
47

## Modèle moyen dans le repère naturel

$$\langle mc(k,t) \rangle = \frac{1}{T_m} \int_{k.T_m}^{(k+1).T_m} mc(\tau) d\tau$$

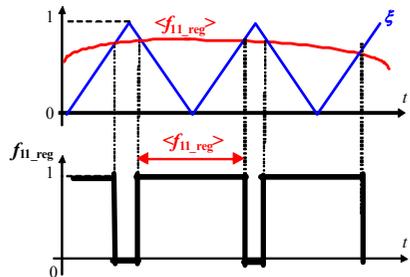
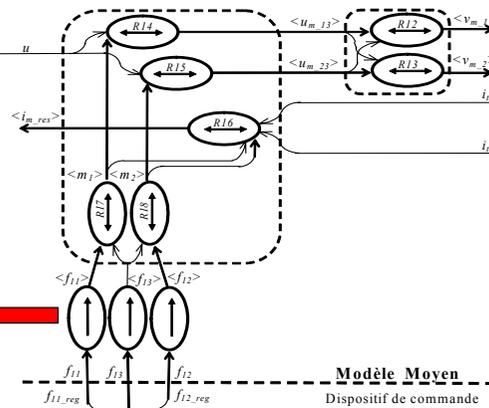
$$\langle u_{m\_13} \rangle = \langle m_1 \rangle \cdot u \quad \langle v_{m\_1} \rangle = \frac{2}{3} \cdot \langle u_{m\_13} \rangle - \frac{1}{3} \cdot \langle u_{m\_23} \rangle$$

$$\langle u_{m\_23} \rangle = \langle m_2 \rangle \cdot u \quad \langle v_{m\_2} \rangle = \frac{2}{3} \cdot \langle u_{m\_23} \rangle - \frac{1}{3} \cdot \langle u_{m\_13} \rangle$$



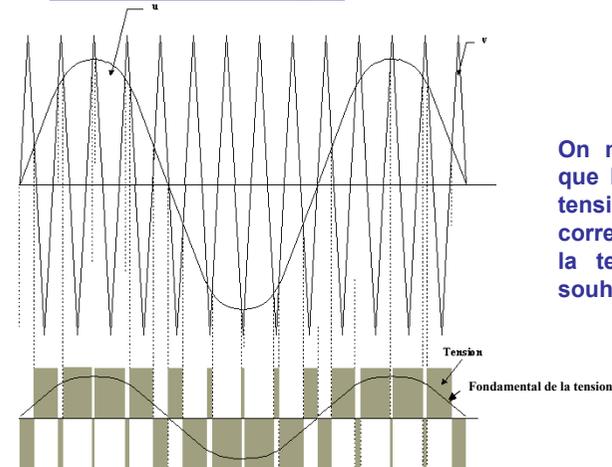
48

## Conception du dispositif de commande



49

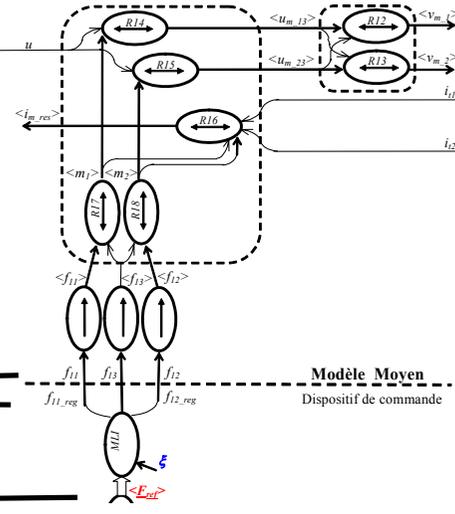
## Modulation sinus-triangle :



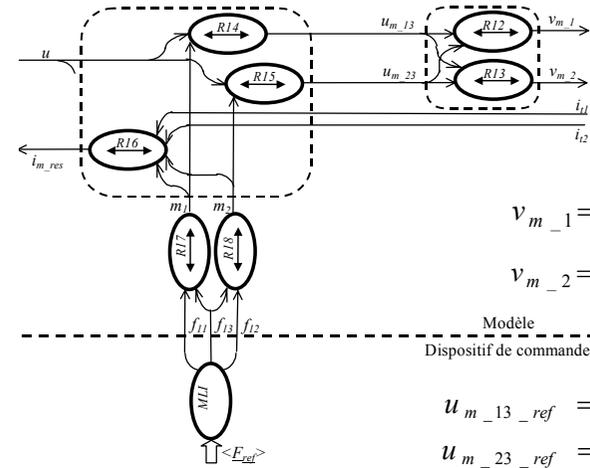
On montre dans ce cas que le fondamental de la tension modulée correspond exactement à la tension de référence souhaitée

50

### Conception du dispositif de commande



### Contrôle du convertisseur



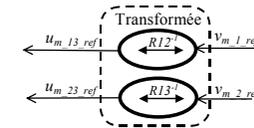
$$v_{m,1} = \frac{2}{3} \cdot u_{m,13} - \frac{1}{3} \cdot u_{m,23} \quad R12$$

$$v_{m,2} = \frac{2}{3} \cdot u_{m,23} - \frac{1}{3} \cdot u_{m,13} \quad R13$$

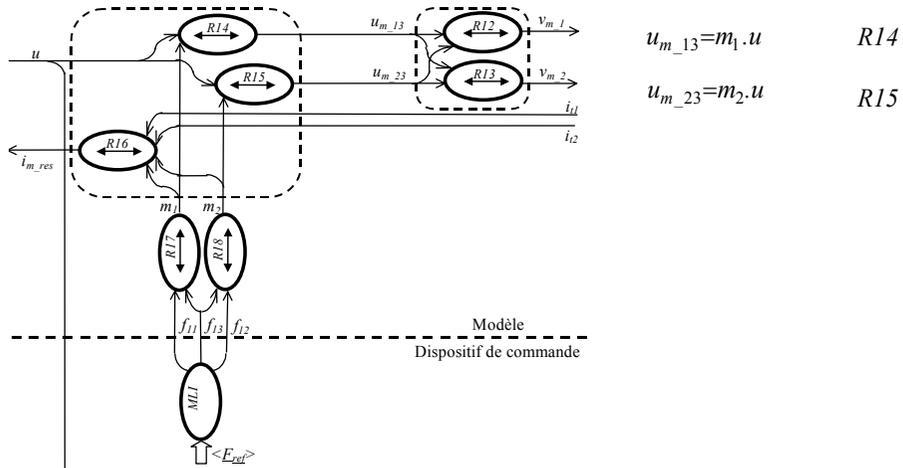
Modèle  
Dispositif de commande

$$u_{m,13,ref} = v_{m,1,ref} - v_{m,3,ref} \quad R12^{-1}$$

$$u_{m,23,ref} = v_{m,2,ref} - v_{m,3,ref} \quad R13^{-1}$$



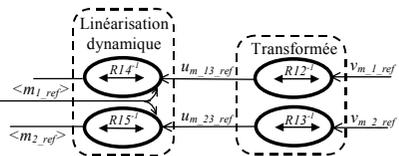
### Contrôle du convertisseur



$$u_{m,13} = m_1 \cdot u \quad R14$$

$$u_{m,23} = m_2 \cdot u \quad R15$$

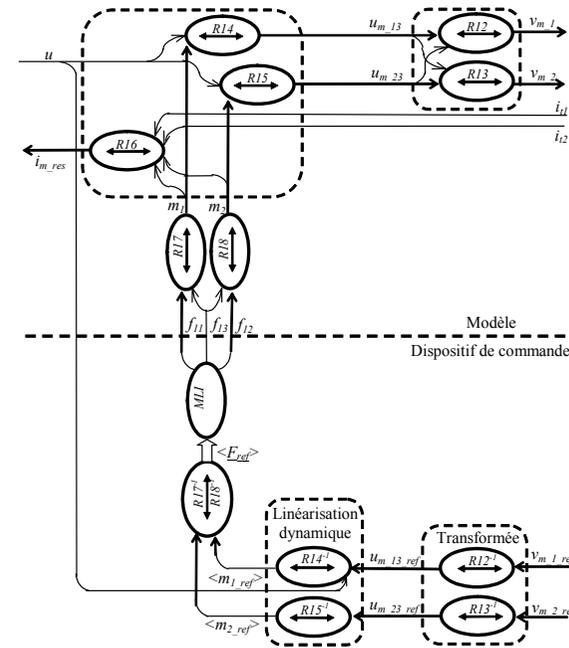
Modèle  
Dispositif de commande



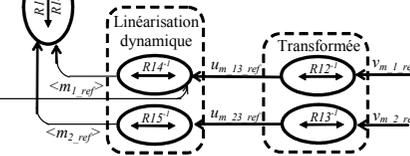
$$\langle m_{1,ref} \rangle = \frac{u_{m,13,ref}}{u} \quad R14^{-1}$$

$$\langle m_{2,ref} \rangle = \frac{u_{m,23,ref}}{u} \quad R15^{-1}$$

### Contrôle du convertisseur



Modèle  
Dispositif de commande



## Contrôle du convertisseur

Détermination des rapports cycliques correspondant (fonctions génératrices de connexion).

Exemple : Tri des fonctions de conversion

\_ Détermination des fonctions de conversion de réglage triphasé

$$\langle m_{12\_ref} \rangle = \langle m_{13\_ref} \rangle - \langle m_{23\_ref} \rangle \quad \langle m_{31\_ref} \rangle = -\langle m_{13\_ref} \rangle$$

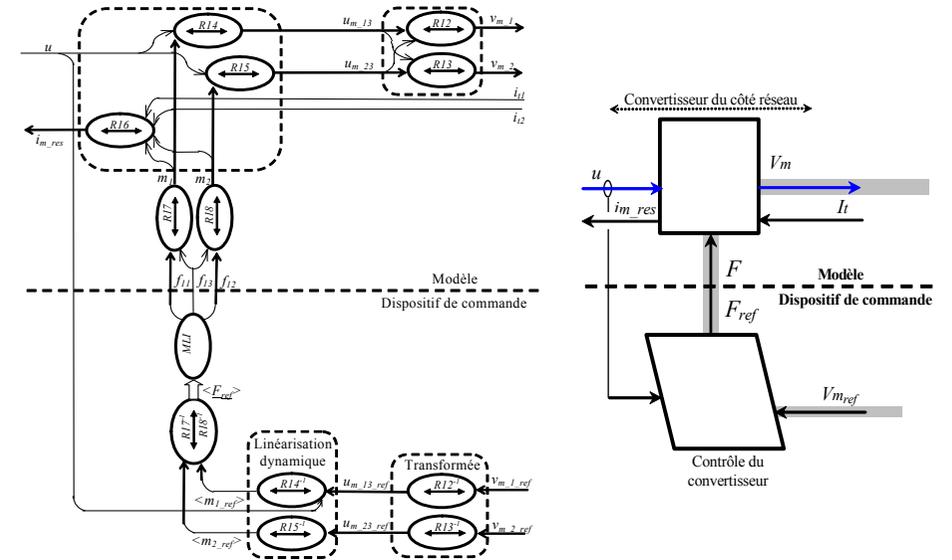
\_ Classement de ces fonctions de conversion selon leur amplitude,

\_ Calcul des fonctions de connexion de réglage

	$\langle f_{11\_ref} \rangle$	$\langle f_{12\_ref} \rangle$	$\langle f_{13\_ref} \rangle$
$\langle m_{12\_ref} \rangle > \langle m_{23\_ref} \rangle > \langle m_{31\_ref} \rangle$	1	$1 - \langle m_{12\_ref} \rangle$	$1 + \langle m_{31\_ref} \rangle$
$\langle m_{23\_ref} \rangle > \langle m_{31\_ref} \rangle > \langle m_{12\_ref} \rangle$	$1 + \langle m_{12\_ref} \rangle$	1	$1 - \langle m_{23\_ref} \rangle$
$\langle m_{31\_ref} \rangle > \langle m_{12\_ref} \rangle > \langle m_{23\_ref} \rangle$	$1 - \langle m_{31\_ref} \rangle$	$1 + \langle m_{23\_ref} \rangle$	1
$\langle m_{12\_ref} \rangle > \langle m_{31\_ref} \rangle > \langle m_{23\_ref} \rangle$	$\langle m_{12\_ref} \rangle$	0	$-\langle m_{23\_ref} \rangle$
$\langle m_{23\_ref} \rangle > \langle m_{12\_ref} \rangle > \langle m_{31\_ref} \rangle$	$-\langle m_{31\_ref} \rangle$	$\langle m_{23\_ref} \rangle$	0
$\langle m_{31\_ref} \rangle > \langle m_{23\_ref} \rangle > \langle m_{12\_ref} \rangle$	0	$-\langle m_{12\_ref} \rangle$	$\langle m_{31\_ref} \rangle$

55

## Contrôle du convertisseur



56

## Contrôle des courants

Plusieurs stratégies pour contrôler les courants.

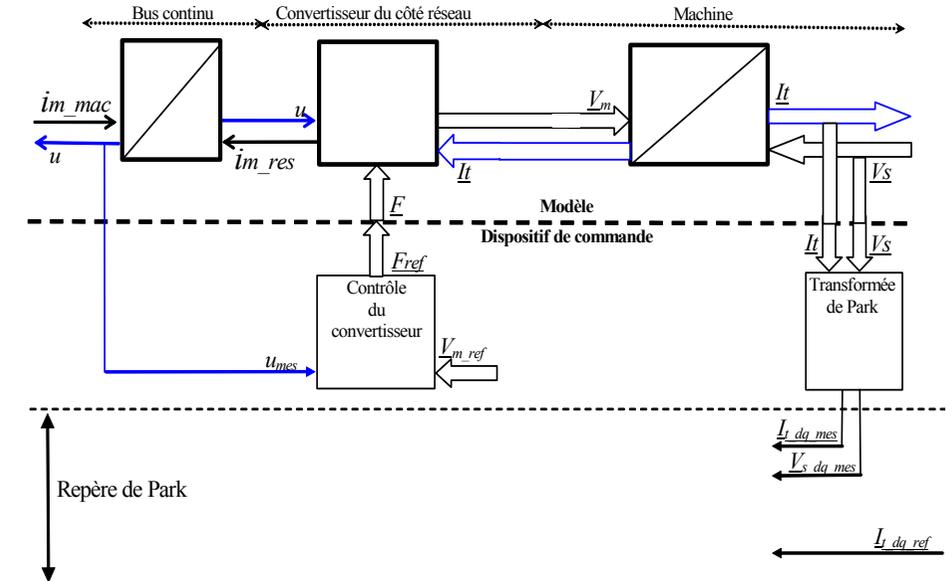
On peut :

- \_ contrôler leur valeur instantanée par MLI
- \_ contrôler leur valeur instantanée par un modulateur à hystérésis
- \_ contrôler leur composante dans le repère de Park

Technique la plus utilisée dans l'industrie

57

## Contrôle des courants

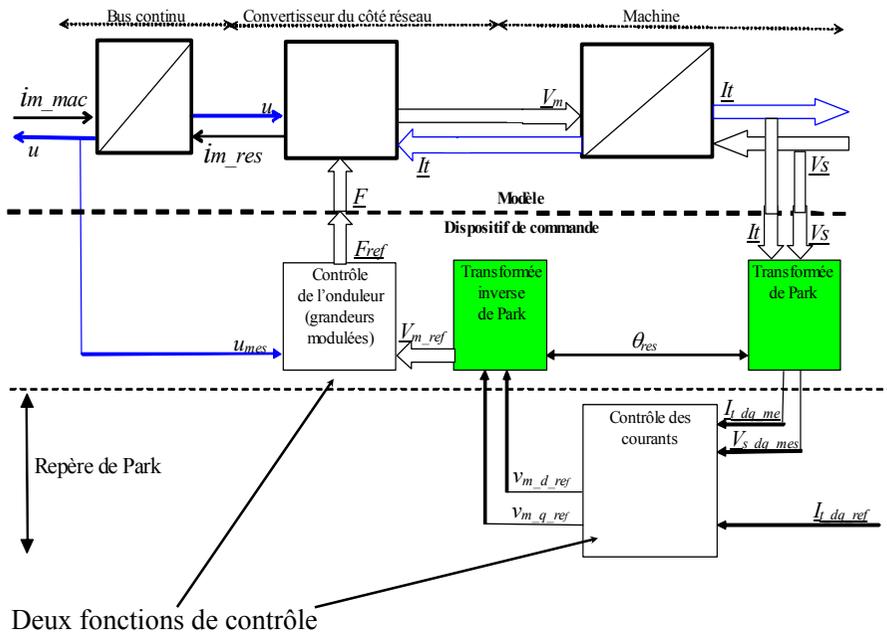


\* Passage dans le repère de Park

\* Seulement deux grandeurs à contrôler

58

## Contrôle des courants



59

## Modélisation dynamique du système complet

Modélisation dans le repère de Park

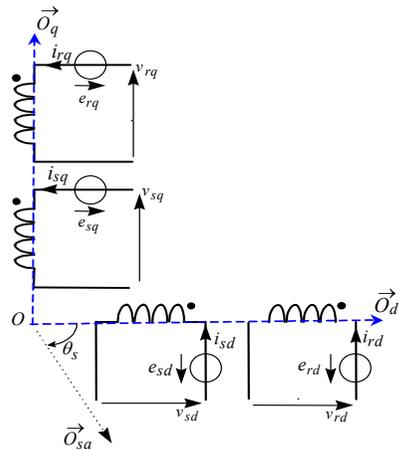
Donc, on impose des tensions triphasées ( $V_m$ ) aux bornes de la machine qui, elle-même renvoie des courants.

Comment modéliser cela ?

60

## Modélisation dynamique

Modélisation dans le repère de Park



**Au stator :**

$$v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{sq}$$

$$v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{sd}$$

**Au rotor :**

$$v_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \Phi_{rq}$$

$$v_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \Phi_{rd}$$

**Équations des flux :**

$$\phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \quad \phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq}$$

$$\phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \quad \phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq}$$

**Équations du couple :**

$$c = p(\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \text{ ou } c = p(\phi_{rq} i_{rd} - \phi_{rd} i_{rq})$$

$$c = p \cdot \frac{M}{L_s} (\phi_{sd} i_{rq} - \phi_{sq} i_{rd}) \text{ ou } c = p \cdot \frac{M}{L_r} (\phi_{rq} i_{sd} - \phi_{rd} i_{sq})$$

61

## Modélisation dynamique

Modélisation dans le repère de Park

**Au stator :**

$$v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{sq}$$

$$v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{sd}$$

**Au rotor :**

$$v_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \Phi_{rq}$$

$$v_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \Phi_{rd}$$

**Équations des flux :**

$$\phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd}$$

$$\phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq}$$

$$\phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd}$$

$$\phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq}$$

$$R_{l_{sd}} : \frac{d\Phi_{sd}}{dt} = v_{sd} - R_s \cdot i_{sd} - e_{sd} \quad \text{f.e.m.} \quad R_{g_{2sd}} : e_{sd} = -\phi_{sq} \cdot \omega_s$$

$$R_{l_{rd}} : \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = v_{rd} - R_r \cdot i_{rd} - e_{rd} \quad e_{rd} = -\phi_{rq} \cdot \omega_r$$

Sous forme  
intégrale

$$R_{l_{sd}} : \frac{d\Phi_{sd}}{dt} = v_{sd} - R_s \cdot i_{sd} - e_{sd} \quad e_{sd} = -\phi_{sq} \cdot \omega_s$$

$$R_{l_{rd}} : \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = v_{rd} - R_r \cdot i_{rd} - e_{rd} \quad e_{rd} = -\phi_{rq} \cdot \omega_r$$

$$R_{l_{sq}} : \frac{d\Phi_{sq}}{dt} = v_{sq} - R_s \cdot i_{sq} - e_{sq} \quad e_{sq} = -\phi_{sd} \cdot \omega_s$$

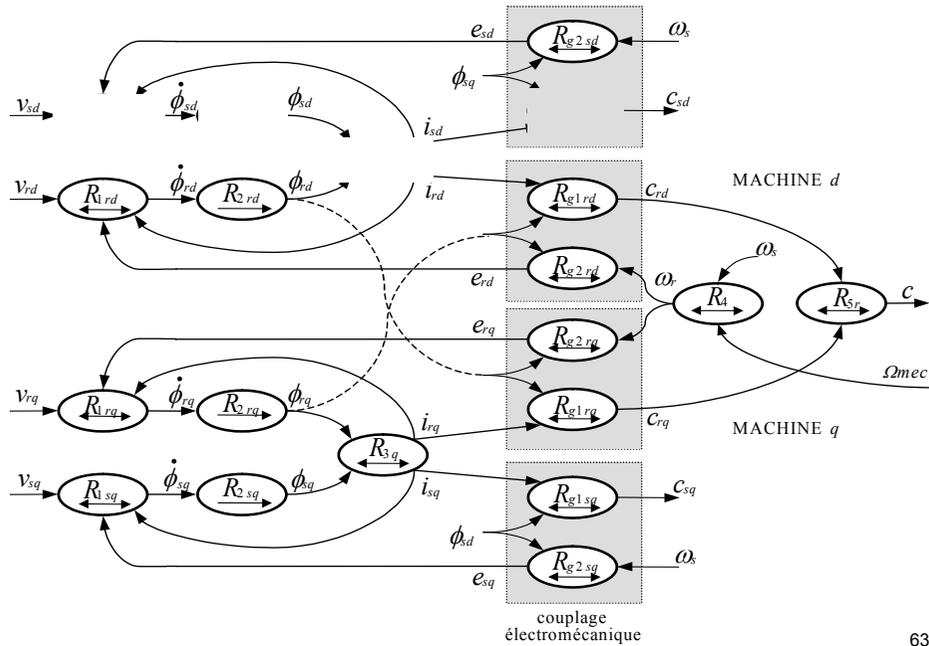
$$R_{l_{rq}} : \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = v_{rq} - R_r \cdot i_{rq} - e_{rq} \quad e_{rq} = -\phi_{rd} \cdot \omega_r$$

$$\begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sq} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_r L_s - M^2} \cdot \begin{bmatrix} L_s & -M \\ -M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sq} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_r L_s - M^2} \cdot \begin{bmatrix} L_s & -M \\ -M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix}$$

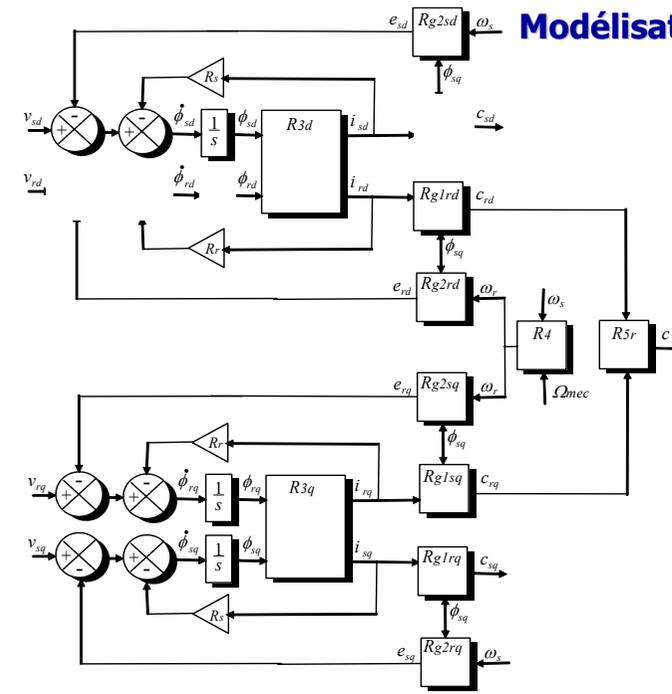
62

## Modélisation dynamique



63

## Modélisation dynamique



64

## Stratégie de commande

Dynamic modelling in the Park frame

**stator :**

$$\frac{d\Phi_{sd}}{dt} = v_{sd} - R_s i_{sd} + \Phi_{s_q} \omega$$

$$P_r = v_{rd} i_{rd} + v_{rq} i_{rq}$$

$$\frac{d\Phi_{sq}}{dt} = v_{sq} - R_s i_{sq} + \Phi_{s_d} \omega$$

$$Q_r = v_{rq} i_{rd} - v_{rd} i_{rq}$$

**rotor :**

$$\frac{d\Phi_{rd}}{dt} = v_{rd} - R_r i_{rd} + \Phi_{r_q} \omega$$

$$P_s = v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}$$

$$\frac{d\Phi_{rq}}{dt} = v_{rq} - R_r i_{rq} + \Phi_{r_d} \omega$$

$$Q_s = v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq}$$

$$c = p \frac{M}{L_r} (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq})$$

**Current equations :**

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \Phi_{sq} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}$$

65

## Stratégie de commande

Simplified dynamic modelling : **small stator resistor**

**constant rotor flux**

**particular rotor flux orientation  $\phi_{rq} = 0$**

**stator :**

$$\frac{d\Phi_{sd}}{dt} = v_{sd} - R_s i_{sd} + \Phi_{s_q} \omega$$

$$P_r = v_{rd} i_{rd} + v_{rq} i_{rq}$$

$$\frac{d\Phi_{sq}}{dt} = v_{sq} - R_s i_{sq} + \Phi_{s_d} \omega$$

$$Q_r = v_{rq} i_{rd} - v_{rd} i_{rq}$$

**rotor :**

$$\frac{d\Phi_{rd}}{dt} = v_{rd} - R_r i_{rd} + \Phi_{r_q} \omega$$

$$P_s = v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}$$

$$\frac{d\Phi_{rq}}{dt} = v_{rq} - R_r i_{rq} + \Phi_{r_d} \omega$$

$$Q_s = v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq}$$

$$c = p \frac{M}{L_r} (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq})$$

**Current equations :**

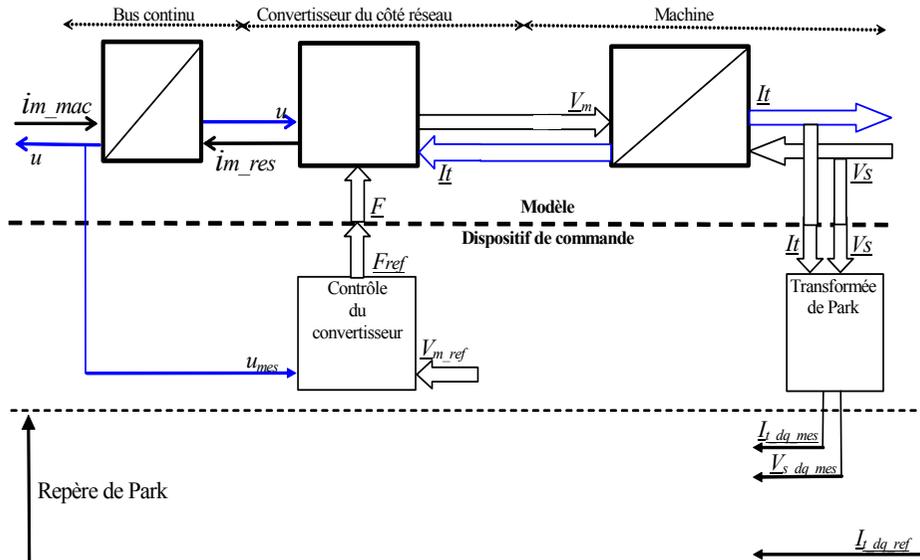
$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \Phi_{sq} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}$$

Si le flux rotorique est contrôlé pour être constant, le couple devient proportionnel au courant

66

## Contrôle des courants



- \* Passage dans le repère de Park
- \* Seulement deux grandeurs à contrôler

67

## Orientation du flux

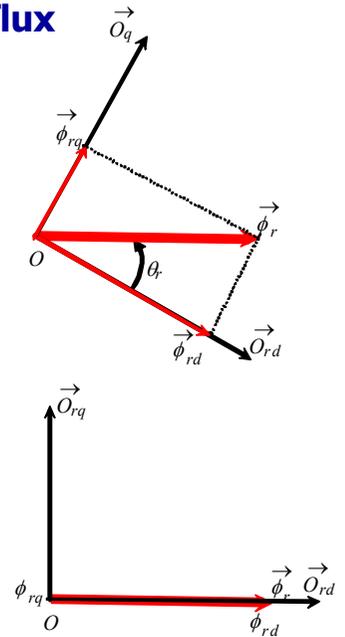
Il faut calculer l'angle de rotation du repère de Park:  $\theta$

On calcule  $\theta$  pour orienter la repère de Park de manière à annuler la composante quadratique du flux rotorique.

Inrêrêt : Simplification des équations

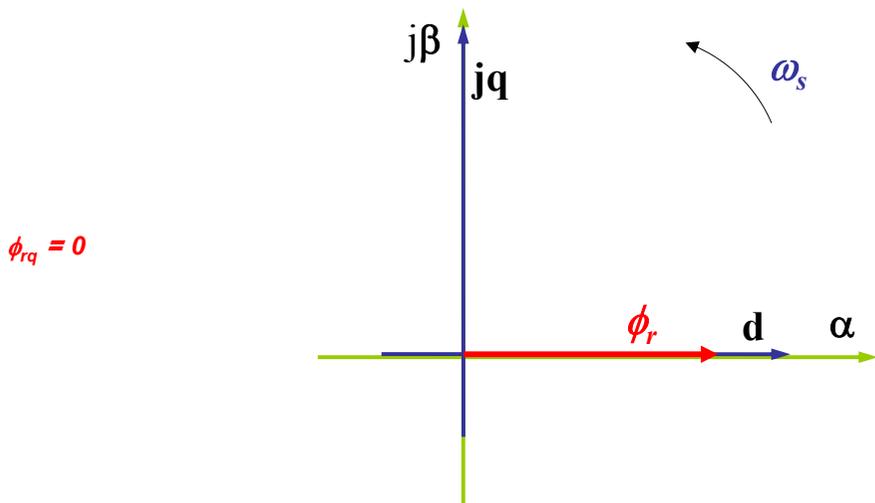
$$c = p \frac{M}{L_r} (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq})$$

Orientation du flux :  $\phi_{rq} = 0$



68

## Orientation du flux



69

## Orientation du flux

Orientation du flux :  $\phi_{rq} = 0$

Plusieurs méthodes sont possibles.

Exemple :

Rappel :

$\theta_r$

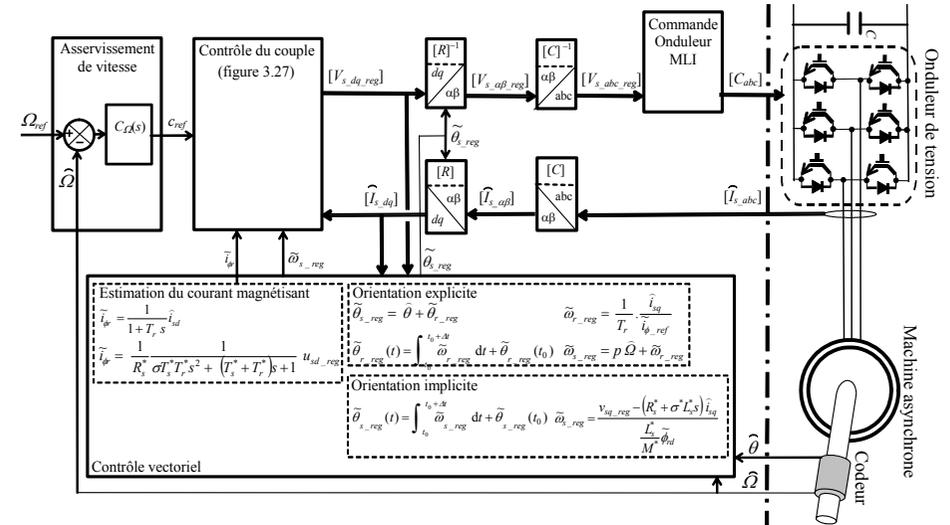
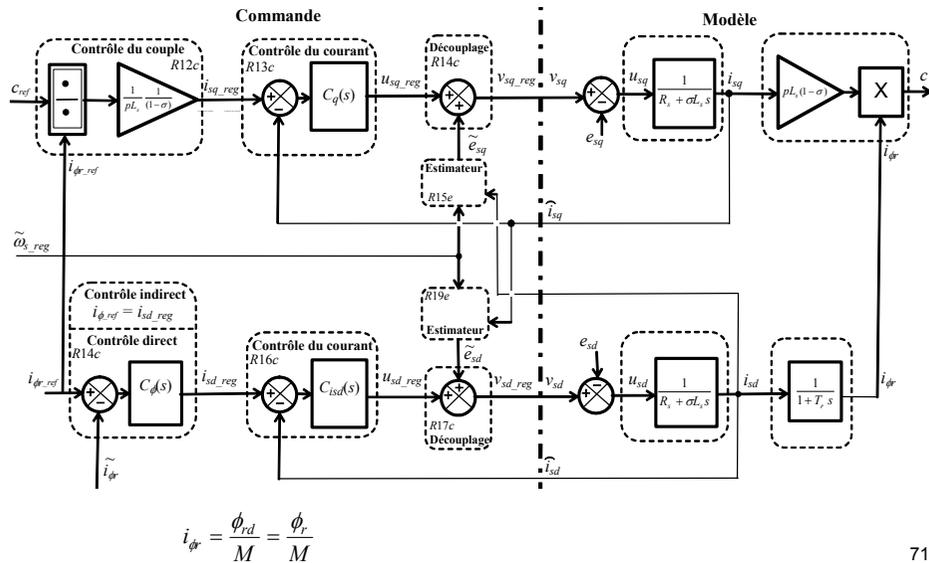
$\omega_r$

$\theta_{s\_reg} =$

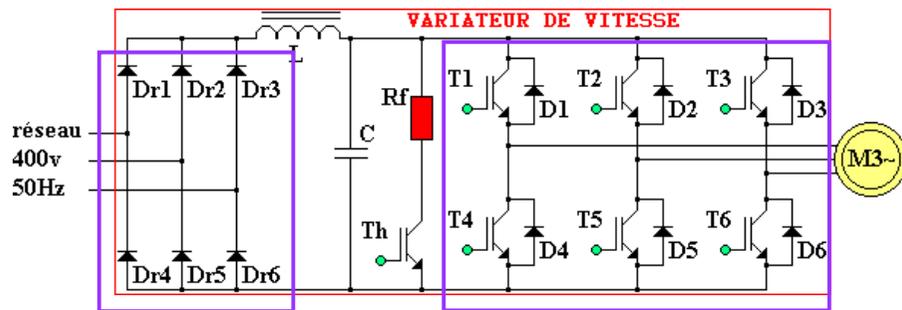
$\omega_r =$

70

1 chaîne de commande pour  
1 chaîne de commande pour



Partie puissance d'un variateur de vitesse :



Fabrication de la tension continue à partir du réseau

Onduleur de tension triphasé

Deux types de variateurs

Les variateurs de la première génération étaient à **commande scalaire** (rapport U/F constant) avec ou sans régulation de vitesse.

Actuellement la plupart des variateurs mettent en œuvre une **commande vectorielle** qui contrôle séparément le couple et le flux.

La commande vectorielle permet un réglage de la vitesse jusqu'à 0,5% sans capteur de position du rotor et jusqu'à 0,1% avec capteur de position (resolver, codeur optique).

Autres avantages de la commande vectorielle :

- \_ possibilité de couple avec le rotor à l'arrêt (le variateur règle alors la vitesse du champ tournant à la valeur juste nécessaire pour que le couple moteur équilibre le couple de la charge, rotor arrêté)
- \_ gestion du déphasage entre l'intensité et la tension au stator, et par conséquent, de l'énergie réactive consommée.

Les variateurs de vitesse offrent en général un choix de plusieurs rampes d'accélération et de décélération programmables.

Suivant les modèles, ils peuvent proposer ou non le freinage électrique du rotor.

Certains sont prévus pour le freinage avec récupération d'énergie : ils convertissent l'énergie mécanique de freinage en énergie électrique et la renvoient

### Usine de production de boissons

La société Saint-Alban Boissons produit de l'eau minérale naturelle gazeuse (source locale exploitée depuis l'époque romaine), et des canettes métalliques de 33 cl de sodas divers fabriqués sous licence (Pepsi, Ice Tea, 7 Up, etc.)

Sur la chaîne d'eau gazeuse, 5 bouteilles de 1,25 l par seconde (18 000 par heure) sont mises en forme (PET, soufflage à chaud), remplies, bouchées, étiquetées, datées, palettisées.

Sur les chaînes de sodas, la cadence est de 20 canettes par seconde (72 000 par heure) : les opérations de remplissage, sertissage, marquage de date, sont si rapides qu'il est impossible de les suivre visuellement !



**Tous les moteurs sont des moteurs asynchrones à vitesse variable**, asservis à la cadence des soutireuses et à de multiples autres paramètres : l'usine compte **plusieurs centaines** de variateurs électroniques !

Création de l'usine en 1997, doublement de capacité en 2003.

Localisation : Saint-Alban-les-Eaux, près de Roanne - Loire (42).

75

### Ventilation des parkings souterrains du centre commercial "Les 4 temps"

Situé dans le quartier de la Défense à Paris, le centre commercial "Les 4 temps" est l'un des plus grands d'Europe. Ses parkings ont une capacité de 5 600 places, sur 4 niveaux, et sont fréquentés en moyenne par 10 000 véhicules par jour.

Construits en 1981, il devenait indispensable de rénover leurs installations électriques et mécaniques car les coûts de maintenance avaient tendance à s'envoler.

Cette remise à hauteur, commencée en 1998 s'est achevée en novembre 2000.

Dans l'installation initiale, les moteurs asynchrones démarraient **par couplage direct sur le réseau**. Cela **provoquait des perturbations électriques** dans le réseau et soumettait les moteurs et les turbines à des contraintes mécaniques sévères. Avec certains moteurs, il était impossible d'effectuer plusieurs démarrages rapprochés. La ventilation ne pouvait pas s'adapter finement aux besoins car les moteurs ne pouvaient tourner qu'à une seule vitesse.

Désormais, les 5 centrales de ventilation comprennent un total de **57 moteurs asynchrones** de puissances comprises entre 22 et 180 kW, associés à **57 variateurs de vitesse** Schneider Electric de type Altivar.

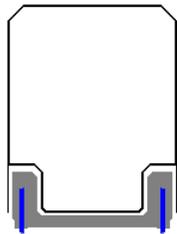
(<http://www.schneider-electric.ca/www/fr/products/acdrives/index.htm>)

Des capteurs répartis dans les parkings analysent en permanence la qualité de l'air (monoxyde de carbone) et les informations sont reçues par une centrale de mesure. Elle les transmet à des automates qui choisissent la bonne vitesse parmi les quatre programmées sur les variateurs, afin d'adapter le débit de ventilation aux conditions constatées et aux consignes à respecter.

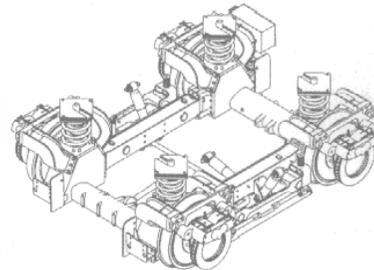
76

### Tramways : gamme Citadis-Alstom à moteurs asynchrones

Strasbourg (1994), Montpellier (2000), Lyon (2001), Paris (2002), Bordeaux (2003), etc.



Le plancher bas



L'une des innovations de la gamme Citadis-Alstom est le bogie "Arpège" sans essieu traversant, qui permet d'abaisser le plancher au maximum. Les roues sont indépendantes, chacune ayant son élément de freinage (frein à disque) et, éventuellement sa motorisation.

par rame Citadis 302 (Lyon) :

32 m de long, PTC maxi 57 500 kg

2 bogies moteurs et 1 bogie porteur

par bogie moteur :

1 onduleur à IGBT alimenté en 750 V continu,

2 moteurs asynchrones de 175 kW, vitesse maxi 4450 tr/min, masse unitaire 335 kg

les bogies sont équipés en outre de patins de freinage électromagnétique

<http://www.metro-pole.net/exp/materiel/citadis>

77