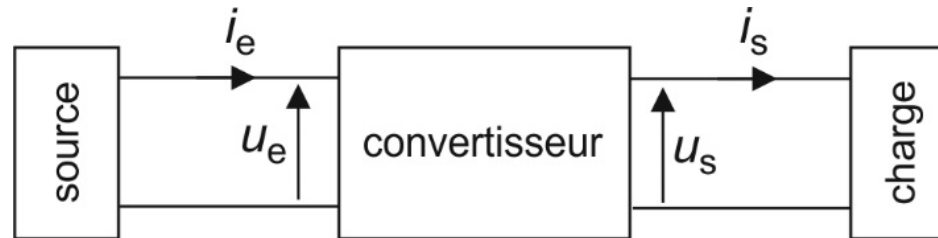


CONVERSION ÉLECTRONIQUE

1. PRINCIPE DE LA CONVERSION

1.1 Convertisseurs



électronique des signaux (début d'année) : faibles puissances mW $\rightarrow$ W

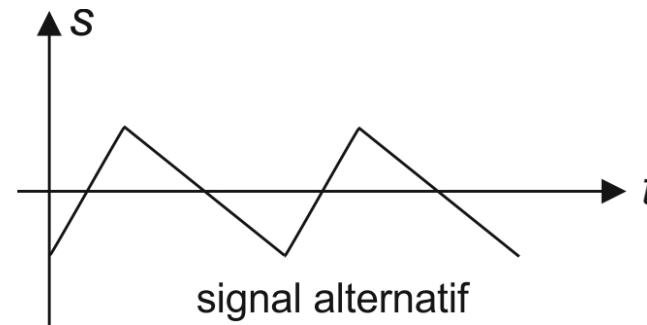
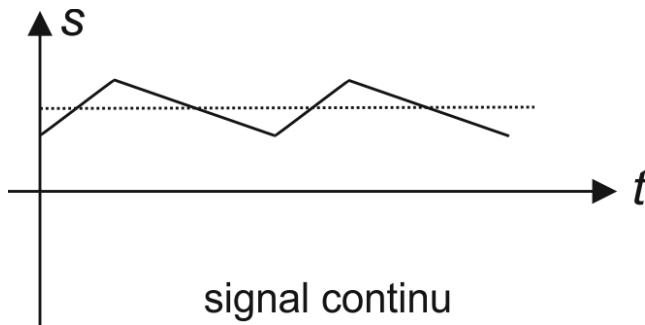
électronique de puissance (avec composants spécifiques) : W $\rightarrow$ MW

convertisseurs :

- *adapter* la *source* disponible (alimentation de puissance continue ou alternative) à la *charge* (M.C.C, machine alternative, batterie à charger, four, ordinateur, haut-parleur, réseau électrique...)
 - délivrer une puissance *réglable*
 - la charge peut parfois renvoyer de la puissance vers la source (exemple : récupération d'énergie lors du freinage d'un moteur électrique)
- $\Rightarrow$ charge : « source de sortie » et source de puissance : « source d'entrée » (si elle n'est pas réversible, l'énergie est stockée dans des accumulateurs)

la puissance se présente de façon :

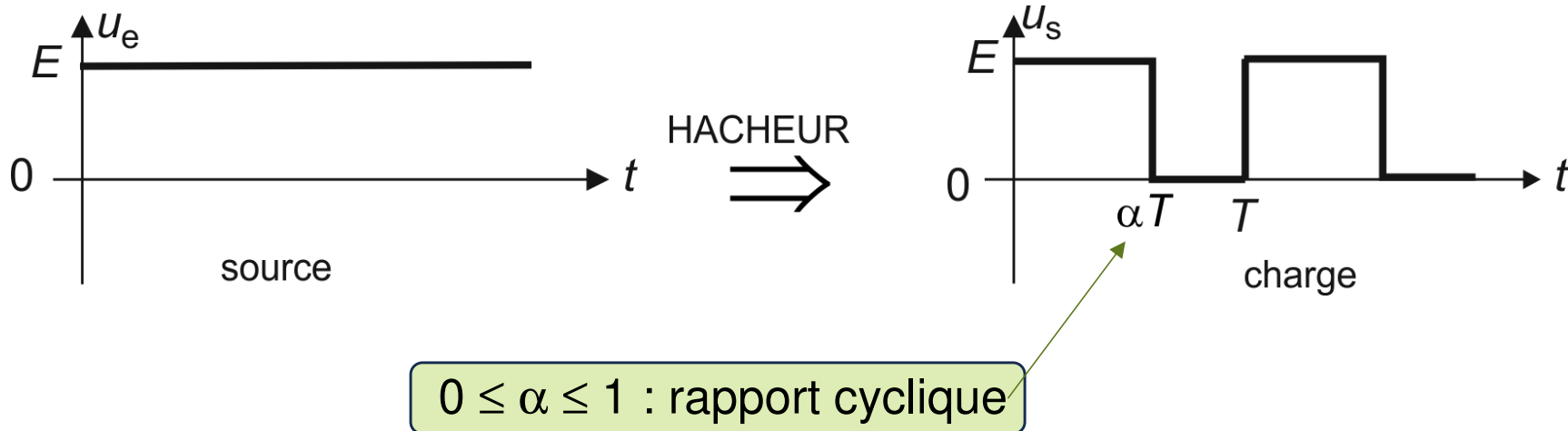
- *continue* quand tension et intensité ne changent pas de signe (varient autour d'une valeur moyenne $\neq 0$)
- *alternative* quand elles changent de signe périodiquement, avec une valeur moyenne = 0



les $\neq$ types de convertisseurs :

	source continue	source alternative
charge continue	hacheur	redresseur
charge alternative	onduleur	gradateur cycloconvertisseur

• hacheur



charge de type passe-bas $\Rightarrow$ n'est sensible qu'à $\langle u_s \rangle = \alpha E$ si sa fréquence de coupure f_c est très petite devant la fréquence de hachage $f = 1 / T$

exemples : alimentations à découpage, commande d'un moteur à courant continu (le hacheur permet de faire varier Ω à partir d'une source continue)

• redresseur

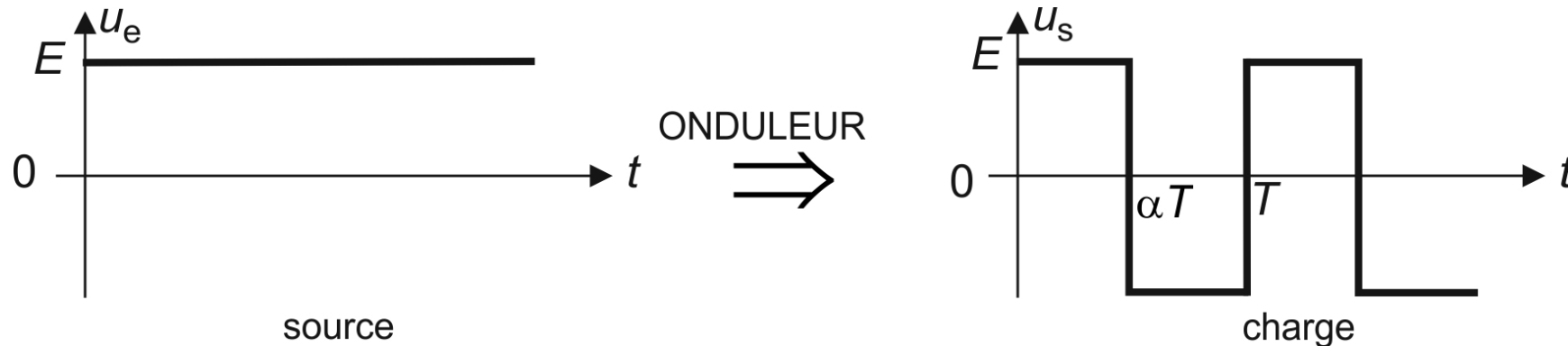


charge de type passe-bas $\Rightarrow$ n'est sensible qu'à $\langle u_s \rangle$ si sa fréquence de coupure f_c est très petite devant la fréquence de hachage $f = 1 / T$

sinon : on filtre u_s la tension redressée afin de présenter une tension constante à la charge

exemples : alimentation d'un moteur à courant continu à partir du réseau, électrolyseur...

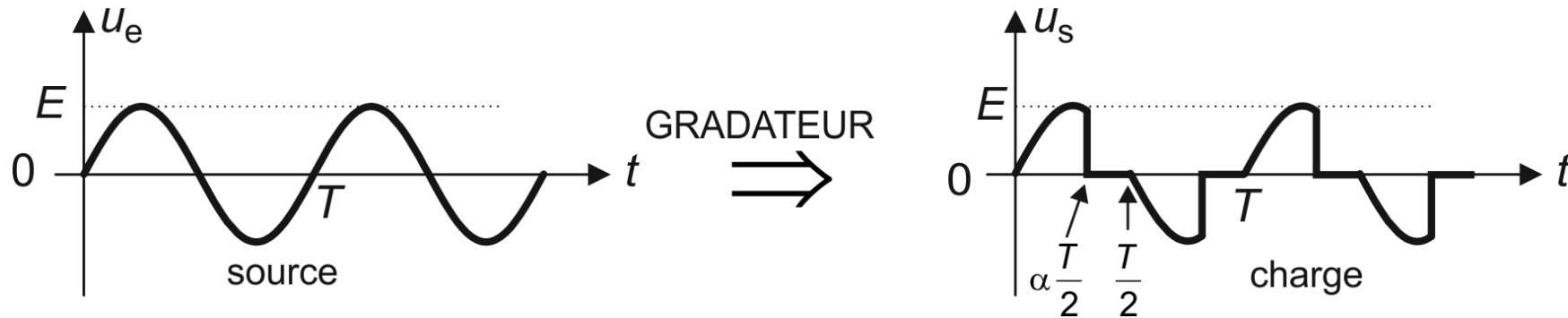
• onduleur



si la charge requiert une tension sinusoïdale $\Rightarrow$ filtrage passe-bande sélectif autour de la fréquence de hachage $f = 1 / T$

exemples : alimentation de secours d'un ordinateur de bureau, commande d'un moteur à courant continu dans les deux sens de rotation...

• gradateur



on fait varier la puissance délivrée à la charge (ce qu'un transformateur ne permet pas) en jouant sur le rapport cyclique α ; la fréquence est inchangée

exemples : variateurs pour appareils fonctionnant sur le réseau (aspirateur, perceuse, lampe halogène, ...)

• cycloconvertisseur

(entrée : signal triphasé) permet de modifier f tout en délivrant une puissance variable utilisé uniquement pour grosses puissances ($P > 1$ MW)

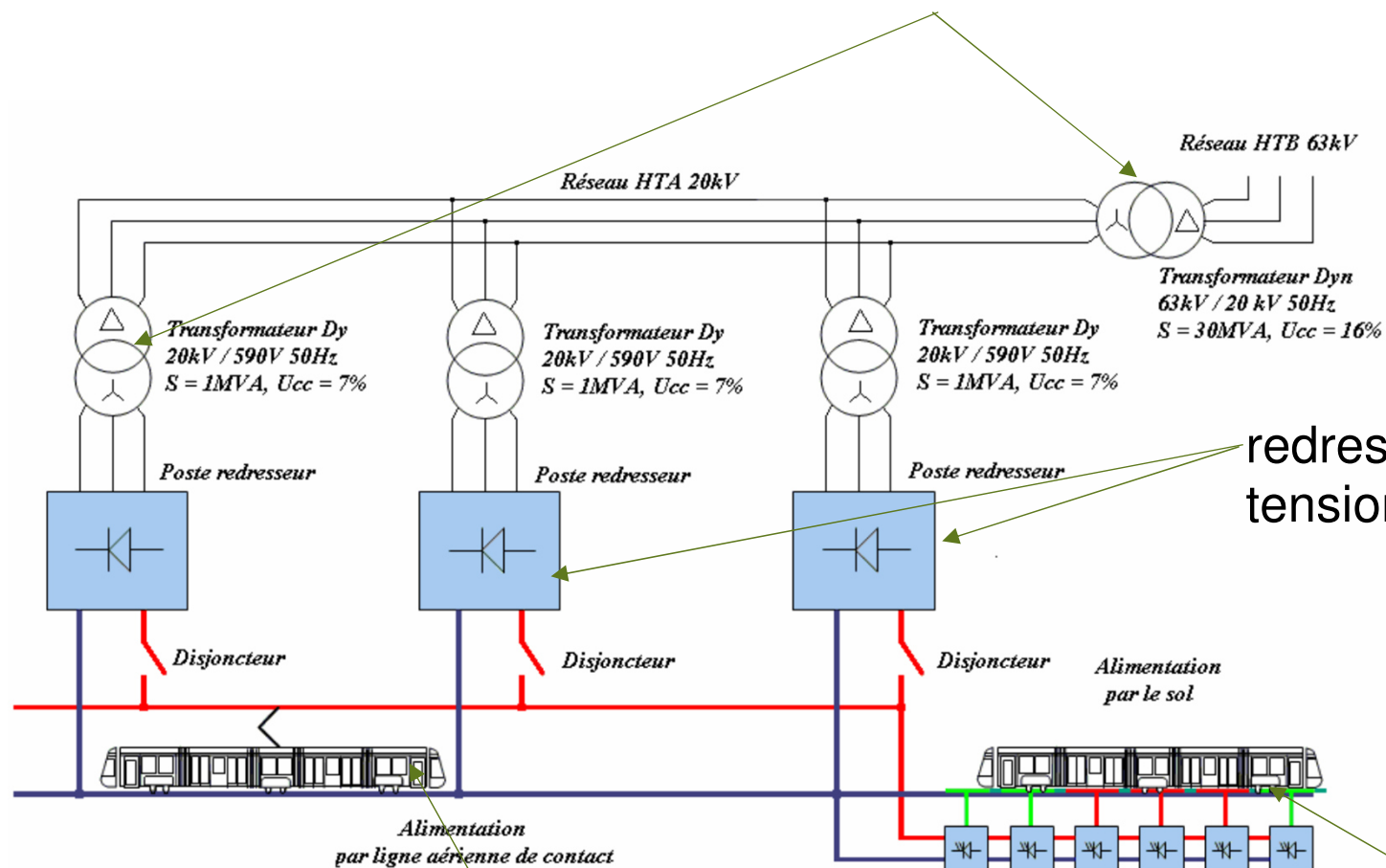
exemple propulsion électrique de gros navires

souvent : même fonction avec redresseur + onduleur

exemple plaque à induction (permet de créer $\vec{B}$ oscillant à $f = 20$ kHz à partir de la fréquence $f_0 = 50$ Hz du secteur)

le tramway de Bordeaux

transformateurs pour abaisser la tension alternative

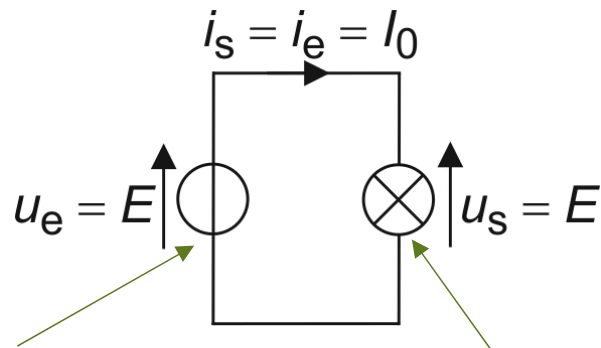


redresseurs pour obtenir une tension continue de 750 V

onduleurs : 750 V continu → signaux triphasés de tension efficace réglable

moteurs asynchrones triphasés à commande numérique

1.2 Exemple d'une charge résistive

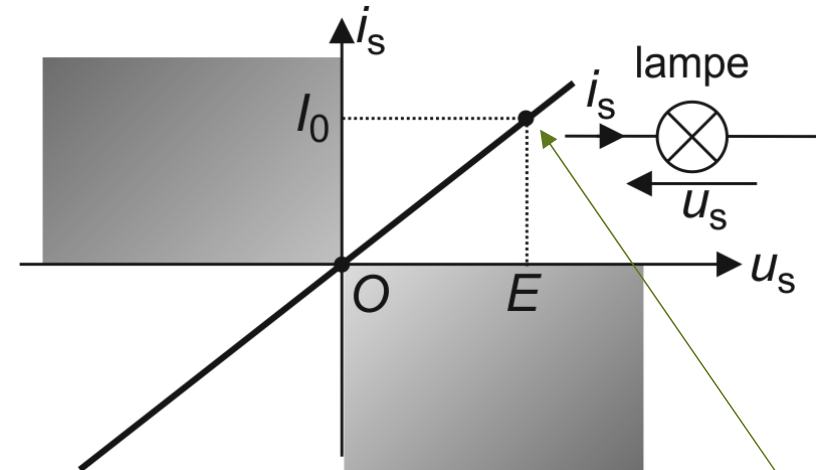


source idéale
de tension

lampe :
résistance R_0

connexion directe : $u_s = E = R_0 I_0$, $i_s = I_0$

$$\Rightarrow P_s = E I_0 = \frac{E^2}{R_0} \text{ non variable}$$



point de fonctionnement

comment la faire varier ?

première possibilité : utilisation d'un rhéostat
(comme potentiomètre, mais admet de plus fortes puissances)

$$\Rightarrow \begin{cases} R_{AM} = xR \text{ avec } 0 \leq x \leq 1 \\ R_{MB} = (1-x)R \end{cases}$$

$\Rightarrow$ la puissance P_s reçue par la

lampe varie bien : $0 \leq P_s \leq \frac{E^2}{R_0}$

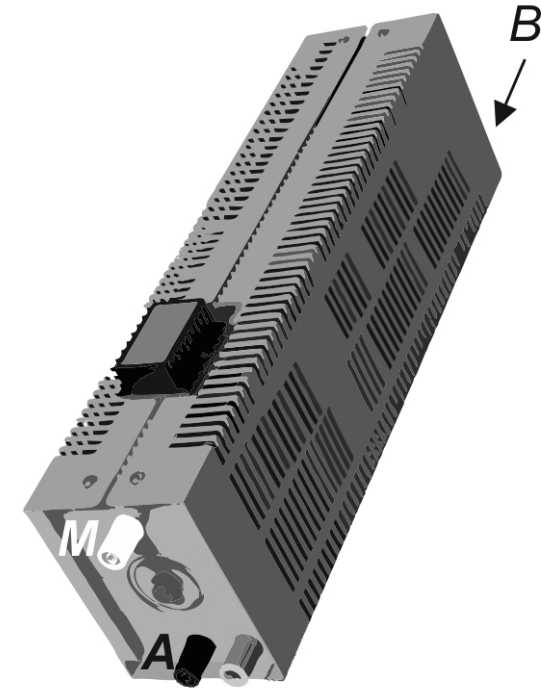
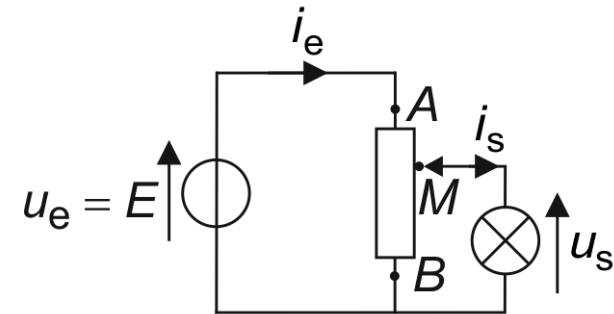
$x=1$ $x=0$

(lampe court-circuitée)

MAIS : puissance P_J dissipée par effet Joule

$$P_J = xR \cdot i_e^2 + (1-x)R \cdot (i_e - i_s)^2 = P_e - P_s$$

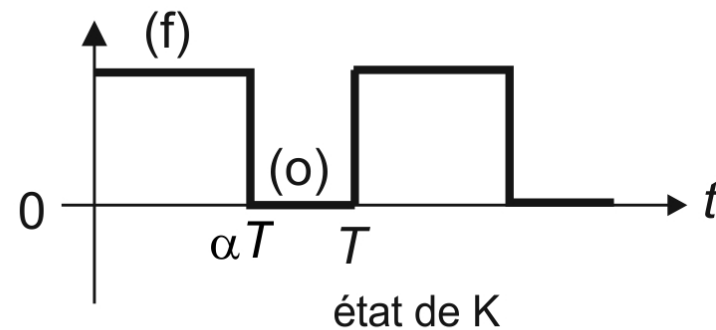
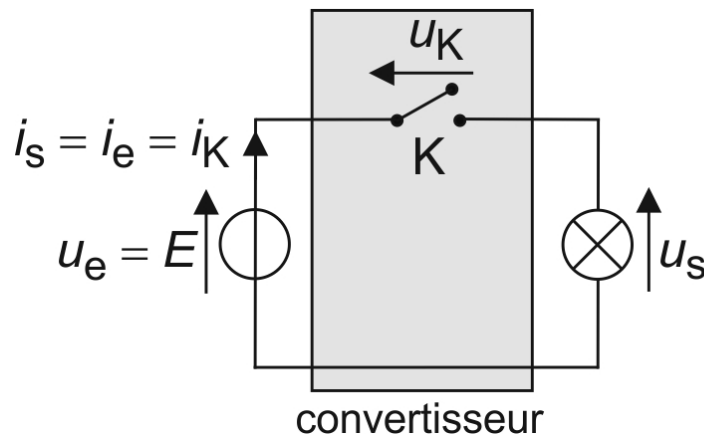
$$\Rightarrow \text{rendement } \eta = \frac{P_s}{P_e} = \frac{P_s}{P_s + P_J} \leq 1$$



rhéostat: résistance fixe entre A et B, variable entre A et M

ancienne méthode avant l'électronique de puissance ; les rendements pouvaient être très faibles

deuxième possibilité : utilisation d'un interrupteur commandé entre la source et la charge en fonctionnement T -périodique (rapport cyclique α)



$$\Rightarrow \begin{cases} \bullet 0 < t < \alpha T : u_s = u_e = E & i_s = i_e = i_K = I_0 & u_K = 0 \\ \bullet \alpha T < t < T : u_s = 0 & i_s = i_e = i_K = 0 & u_e = u_K = E \end{cases}$$

$$\Rightarrow P_s = \langle p_s \rangle = \langle u_s i_s \rangle = \alpha E I_0 = \langle u_e i_e \rangle = \langle p_e \rangle$$

la puissance est bien modulable grâce au rapport cyclique α
 ET il n'y a *aucune perte de puissance* car la puissance $u_K i_K$ reçue par l'interrupteur est nulle à tout instant

une personne ne sera pas sensible à la discontinuité de la lumière émise par la lampe si la fréquence de hachage $f = 1 / T$ est supérieure à 20 Hz (système œil + cerveau : *passé-bas*)

tout se passe alors comme si la lampe recevait constamment la puissance $P_s = \alpha E I_0$

l'électronique de puissance est basée sur ce principe d'ouverture et de fermeture d'interrupteurs à une fréquence de hachage $f = 1 / T$ pouvant atteindre plusieurs dizaines de kHz : électronique de commutation

si la charge n'est pas résistive, mais par exemple capacitive ou inductive, les convertisseurs sont plus complexes : il faut *plusieurs* interrupteurs

l'architecture des convertisseurs (position des interrupteurs) peut se déduire de la *nature* des sources d'entrée et de sortie (*cf.* la suite)

ENTRACTE



2.4 Commande du moteur en boucle ouverte

valeur moyenne du courant d'induit : $\langle i_s \rangle = I_0 = \frac{\alpha E - e'}{r} = \frac{\alpha E - \Phi_0 \Omega}{r}$

TMC appliqué au rotor : $J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma - \lambda \Omega - \Gamma_{ch} = \Phi_0 i_s - \lambda \Omega - \Gamma_{ch}$

$\uparrow$ couple électromagnétique $\uparrow$ frottements $\uparrow$ charge $-\Gamma_{ch} < 0$

sur la durée T , $\Omega = Cte$ et $\Gamma = Cte$

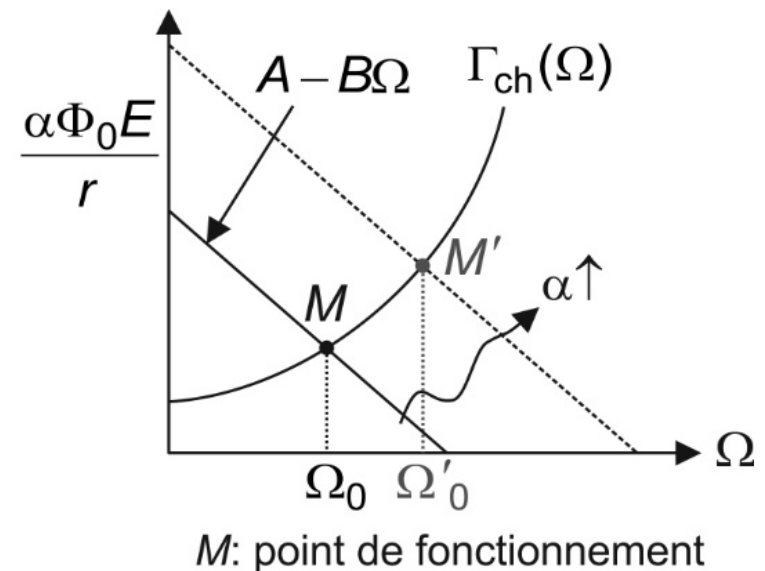
$\Rightarrow \Phi_0 \langle i_s \rangle - \lambda \Omega = \Gamma_{ch}$ soit

$$\frac{\alpha \Phi_0 E}{r} - \left[\lambda + \frac{\Phi_0^2}{r} \right] \Omega = \Gamma_{ch}$$

de la forme $A - B\Omega = \Gamma_{ch}(\Omega)$

avec $\Gamma_{ch}(\Omega)$ fonction croissante

$\Rightarrow \Omega_0$ commandée grâce à α

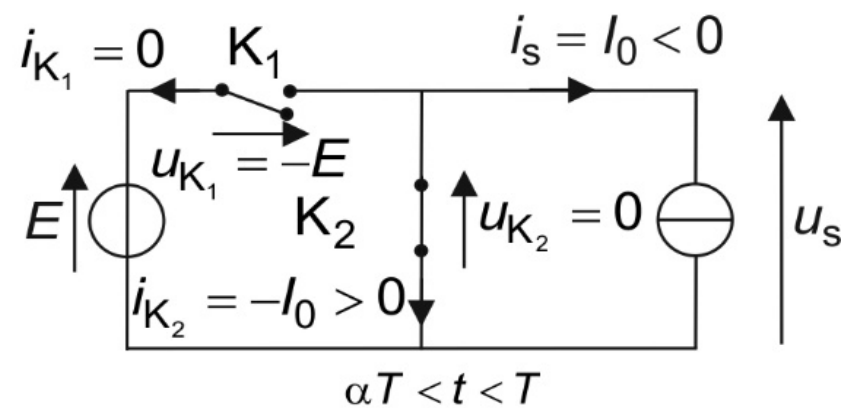
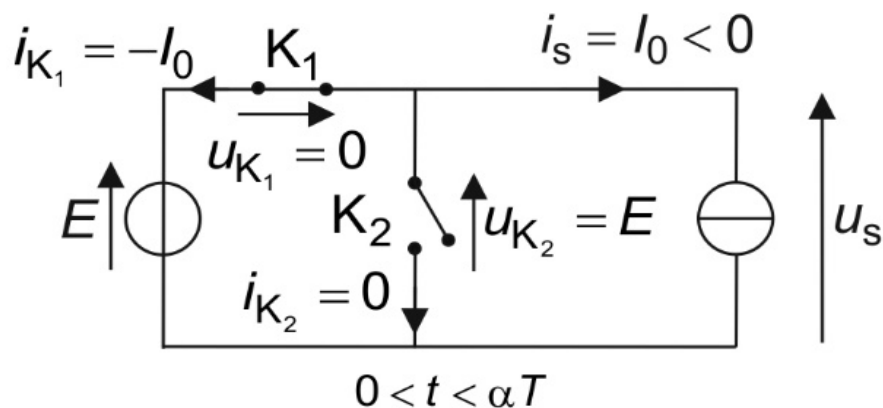


2.5 Récupération d'énergie au freinage

la M.C.C tourne à $\Omega > 0$

on diminue α suffisamment pour que $I_0 = \frac{\alpha E - \Phi_0 \Omega}{r} < 0$

on néglige les ondulations de courant (ordre 0 en $\frac{T}{\tau}$)



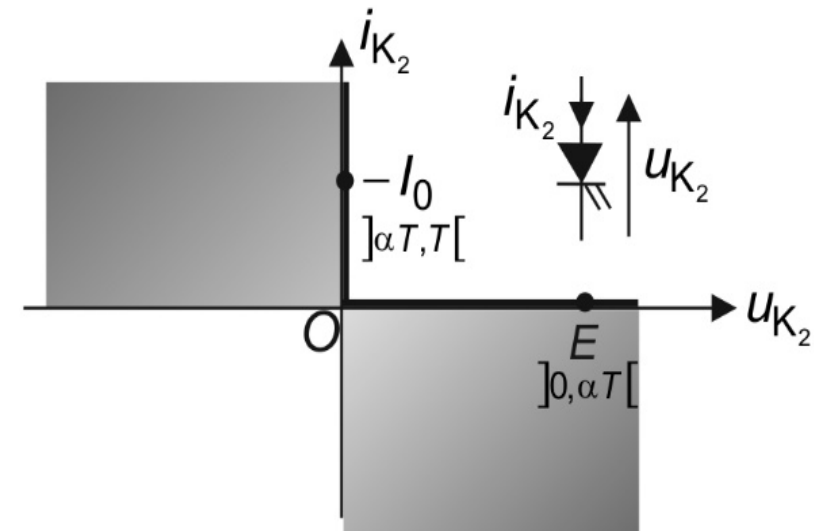
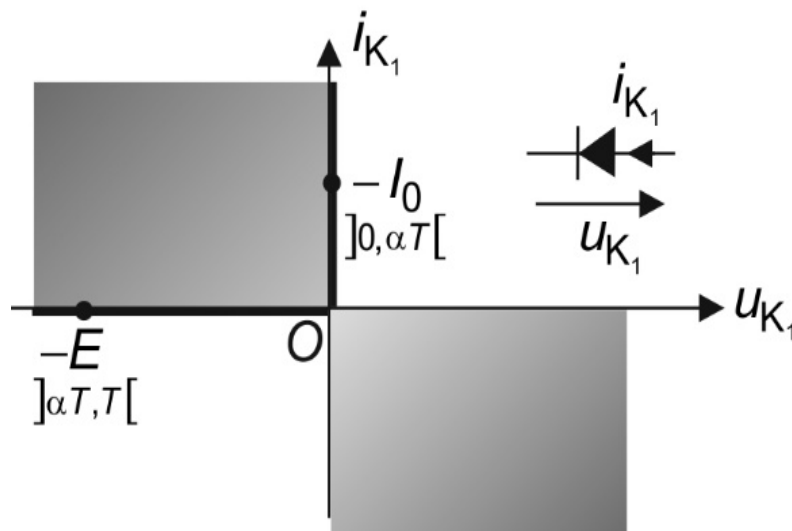
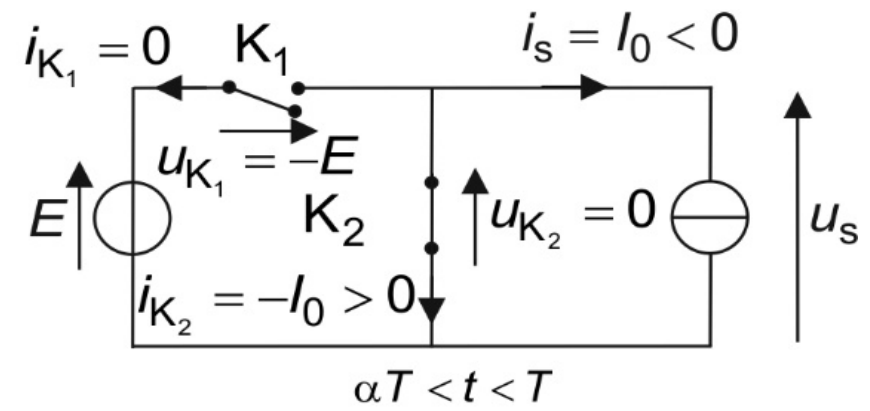
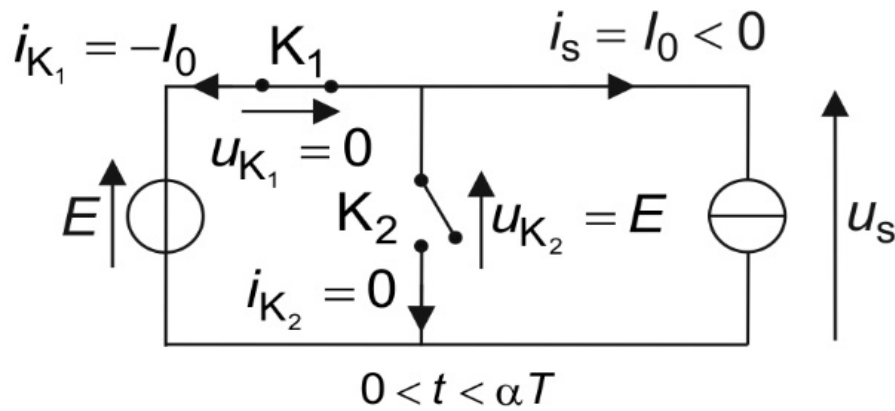
- $0 < t < \alpha T$ K_1 (f) et K_2 (o) $\Rightarrow p_s = EI_0 < 0$

la M.C.C fonctionne maintenant en **génératrice** et fournit $-p_s > 0$ à la source d'entrée.

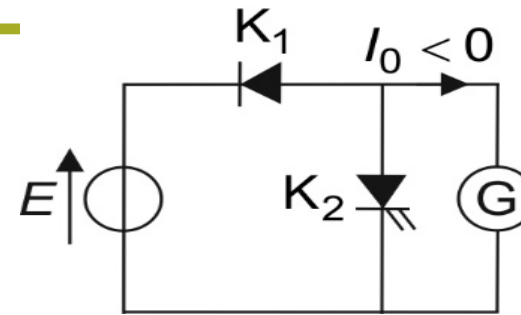
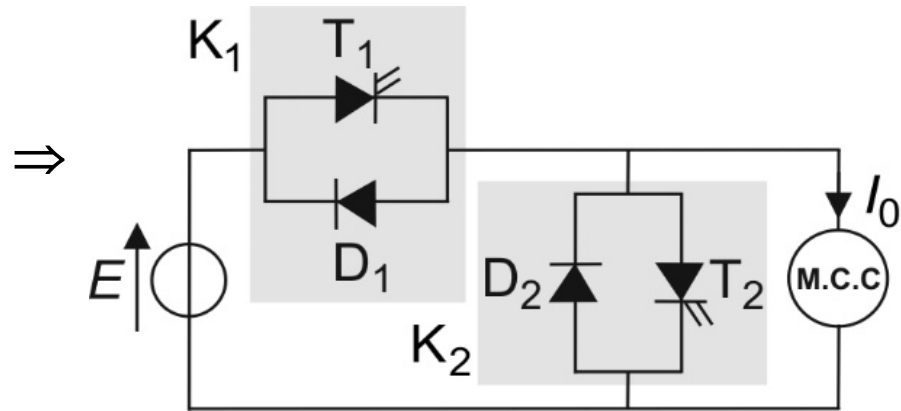
- $\alpha T < t < T$ K_1 (o) et K_2 (f) $\Rightarrow p_s = 0$

couple subi par le rotor : $\Gamma < 0$ (phase de freinage)

nature des interrupteurs :



circuit pendant la phase de freinage :



pour un hacheur « réversible en courant »

(hacheur deux quadrants).

● phase de traction ($I_0 > 0$) :

$T_2(o)$

$T_1(f)$ pour $0 < t < \alpha T$
 $T_1(o)$ pour $\alpha T < t < T$

(commandé)

$D_1(o)$

$D_2(o)$ pour $0 < t < \alpha T$
 $D_2(f)$ pour $\alpha T < t < T$

(spontané)

● phase de freinage ($I_0 < 0$) :

$T_1(o)$

$T_2(o)$ pour $0 < t < \alpha T$
 $T_2(f)$ pour $\alpha T < t < T$

(commandé)

$D_2(o)$

$D_1(f)$ pour $0 < t < \alpha T$
 $D_1(o)$ pour $\alpha T < t < T$

(spontané)

mais... Ω reste positif

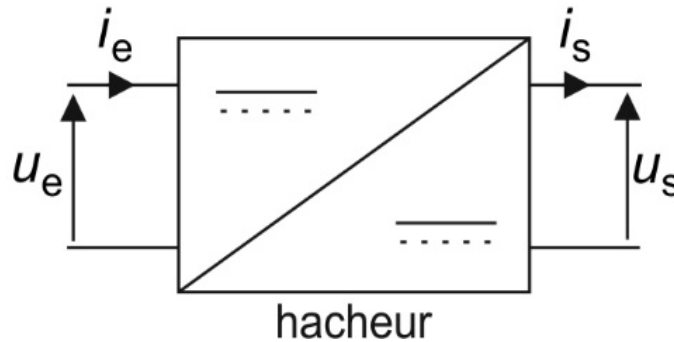
pour que le moteur fonctionne sur 4 quadrants (vitesse positive et négative, récupération d'énergie dans les deux cas)...

⇒ **ONDULEUR** (hacheur 4 quadrants, pont en H)

3. REDRESSEUR / ONDULEUR

3.1 Structure à 4 interrupteurs

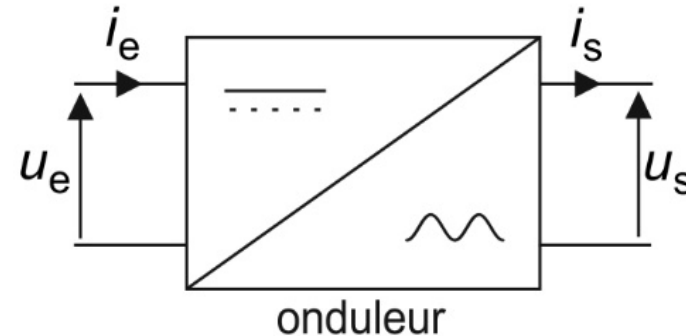
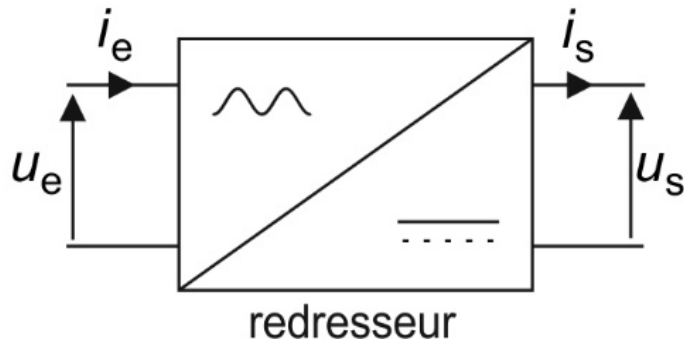
HACHEUR : conversion CONTINU --> CONTINU, obtenu avec une structure à 2 interrupteurs



REDRESSEUR : conversion ALTERNATIF --> CONTINU

ONDULEUR : conversion CONTINU --> ALTERNATIF

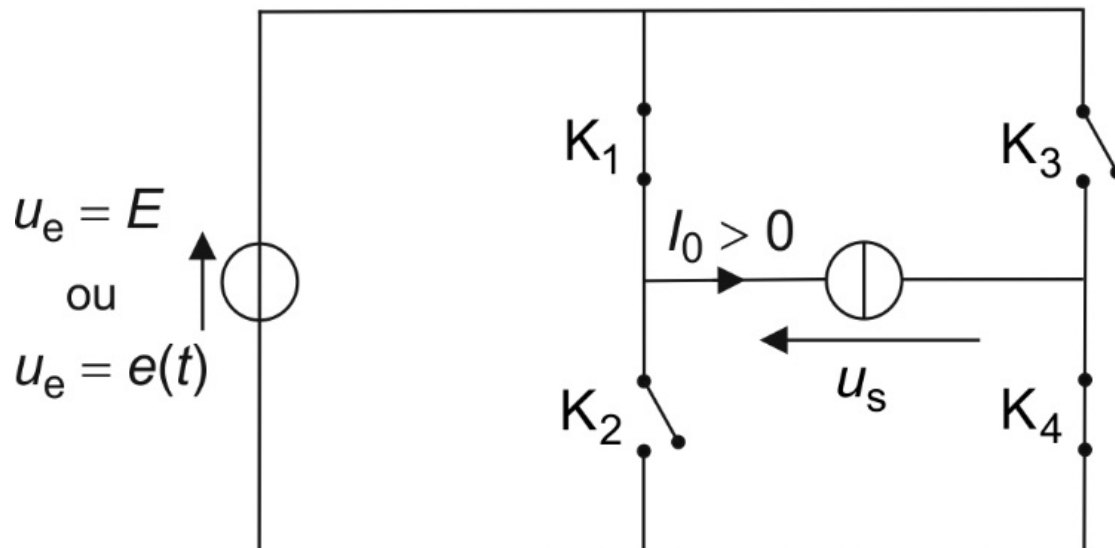
**il va falloir
4 interrupteurs...**



cas étudié :

source d'entrée : source de tension $e(t)$ (redresseur) ou E (onduleur)

source de sortie : source de courant (M.C.C par exemple)



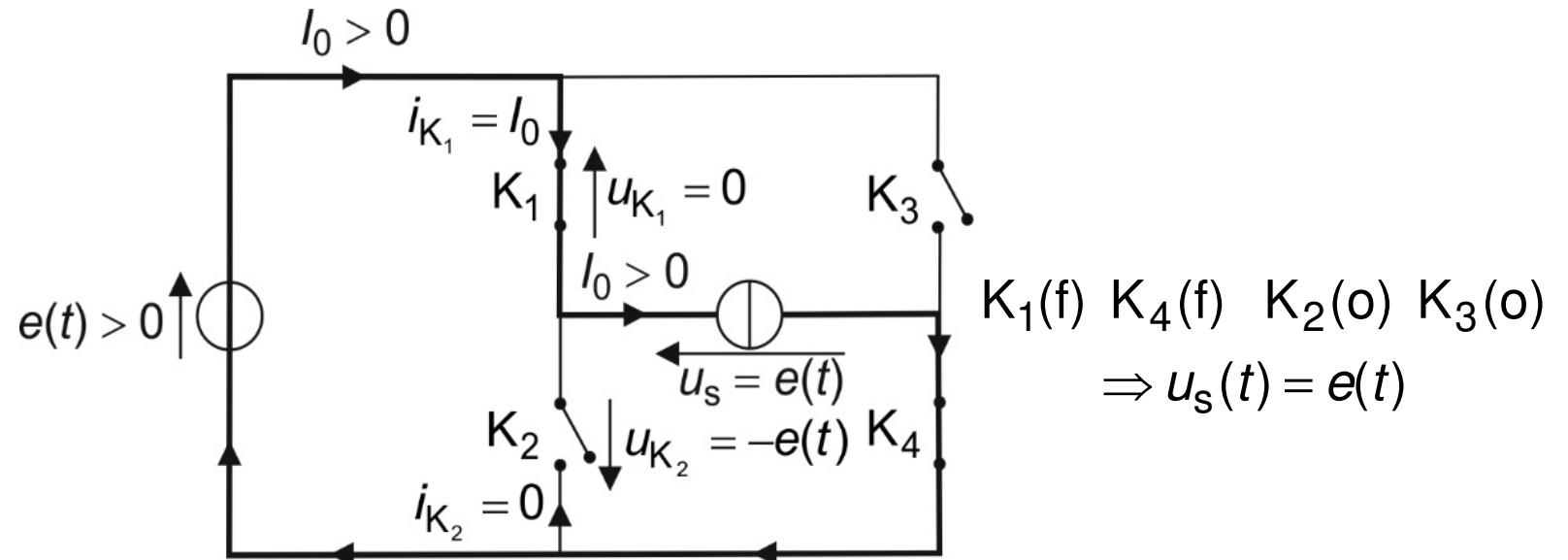
K_1	K_2	K_3	K_4	u_s
(f)	(f)			non
		(f)	(f)	non
(o)	(o)			non
		(o)	(o)	non
(f)	(o)	(f)	(o)	0
(f)	(o)	(o)	(f)	E
(o)	(f)	(f)	(o)	$-E$
(o)	(f)	(o)	(f)	0

$2^4 = 16$ états mais seulement 4 vérifient les règles de connexion

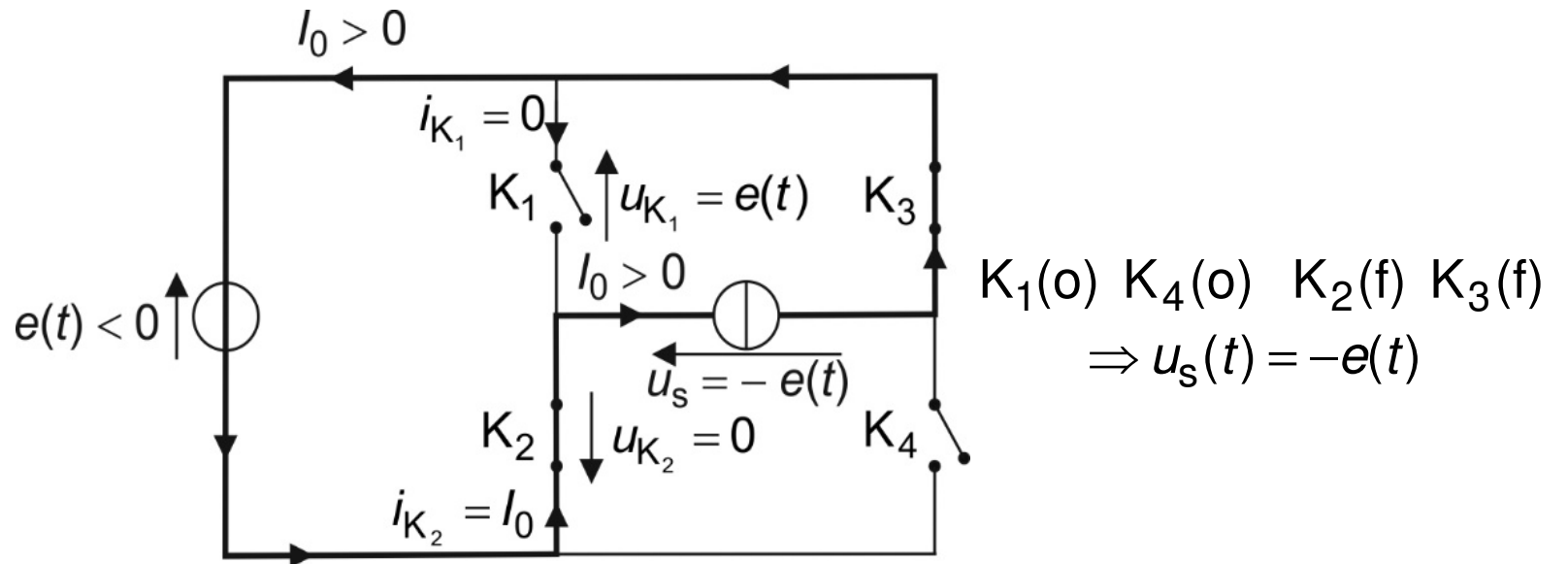
3.2 Redresseur

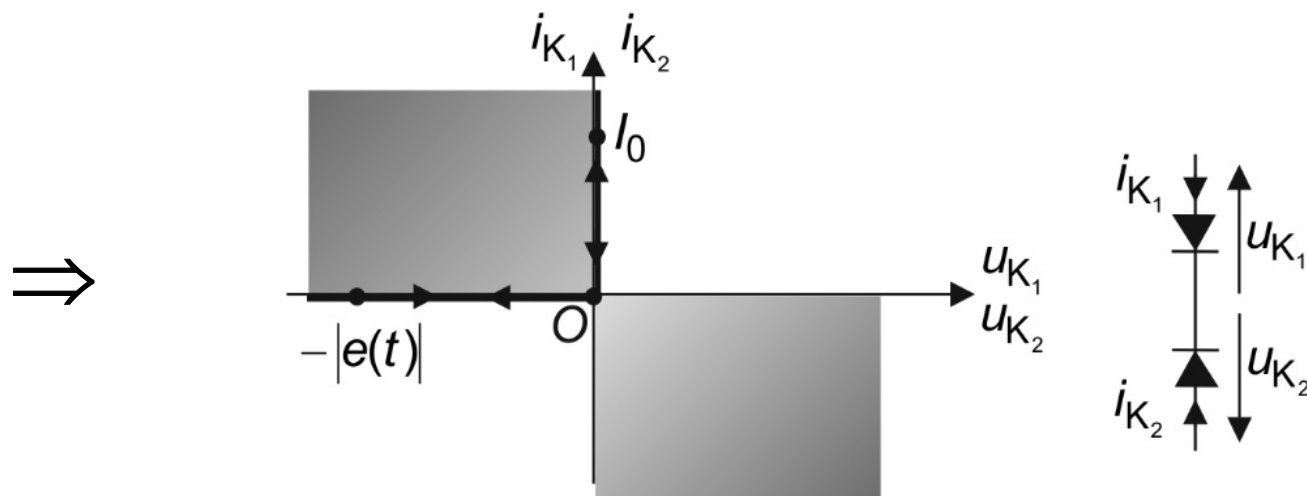
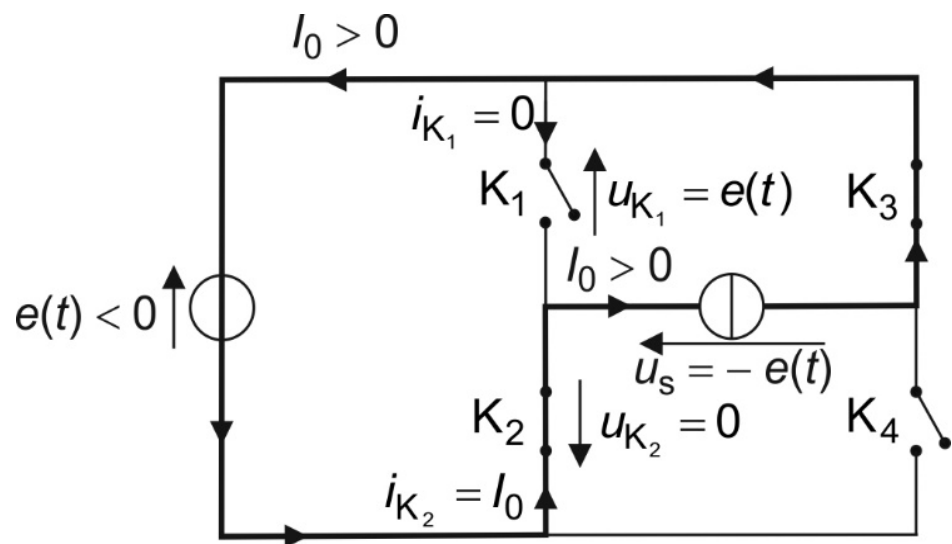
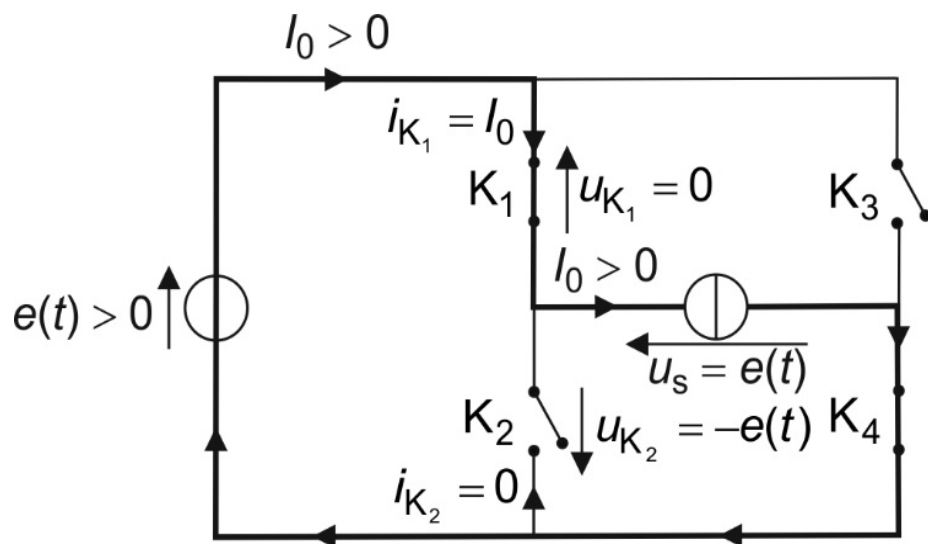
on veut $u_s(t) = |e(t)|$

● si $e(t) > 0$

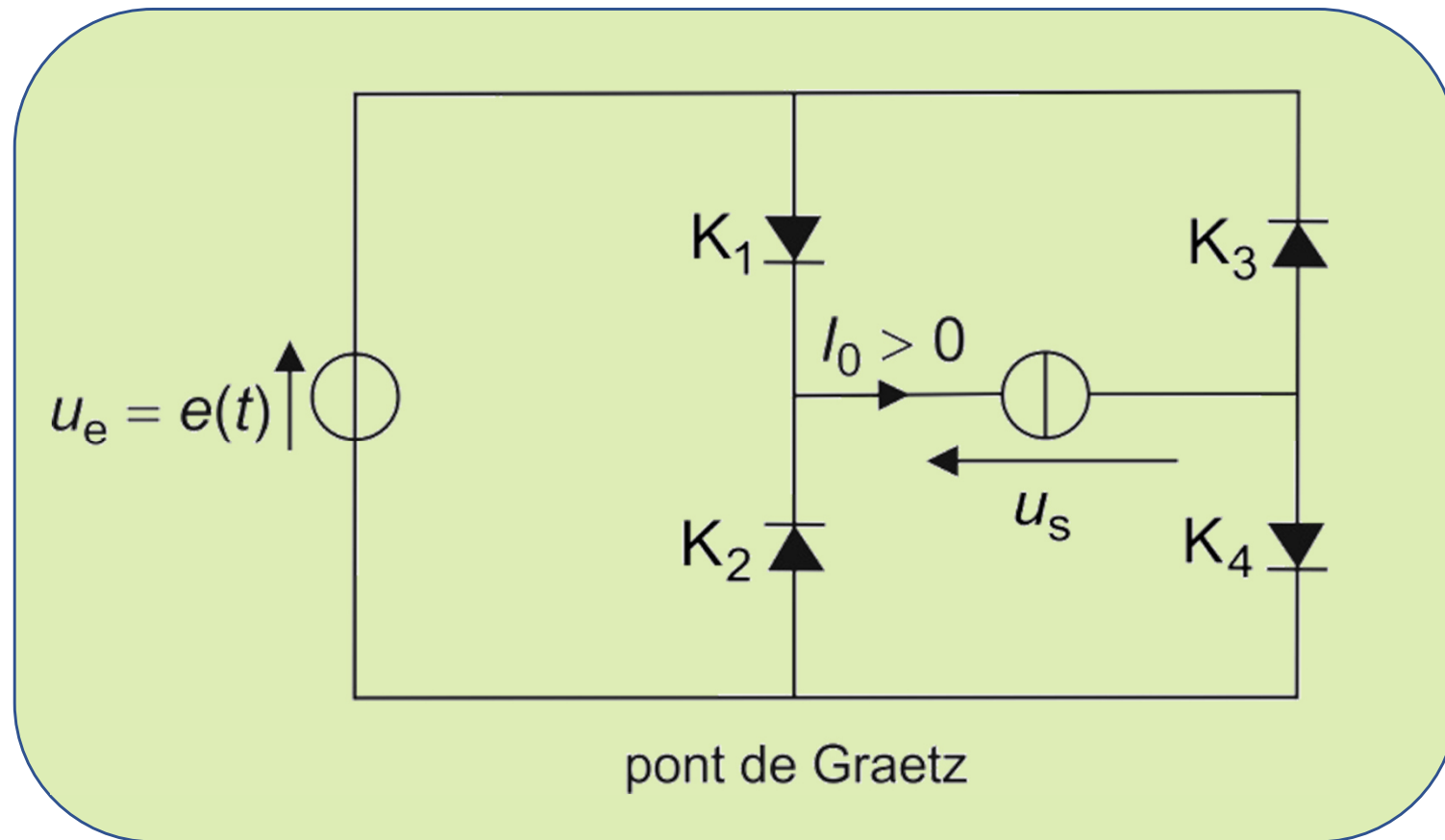


● si $e(t) < 0$





pont de **DIODES**



3.3 Onduleur

(i) commande d'un moteur à courant continu

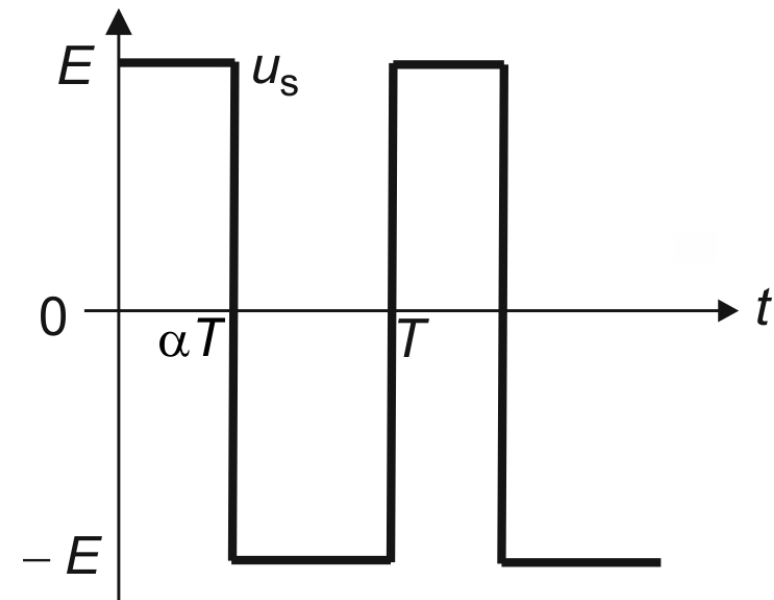
$$u_e(t) = Cte = E > 0$$

● $0 < t < \alpha T$ $K_1(f) K_4(f) K_2(o) K_3(o) \Rightarrow u_s(t) = E$

● $\alpha T < t < T$ $K_1(o) K_4(o) K_2(f) K_3(f) \Rightarrow u_s(t) = -E$

u_s oscille entre E et $-E$

$$\langle u_s \rangle = \frac{E\alpha T - E(1-\alpha)T}{T} = (2\alpha - 1)E$$



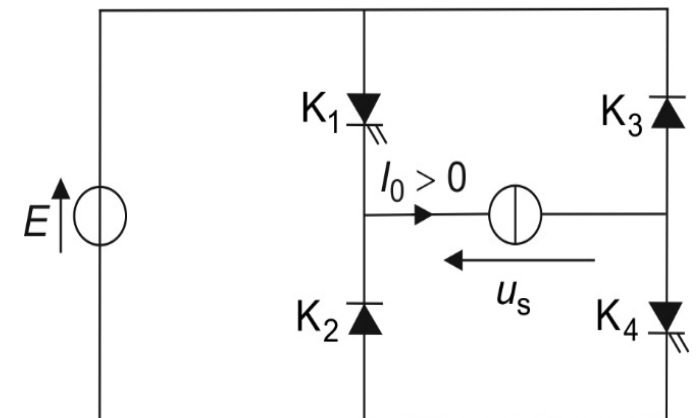
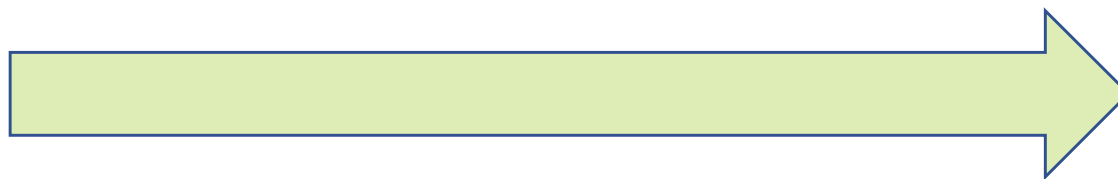
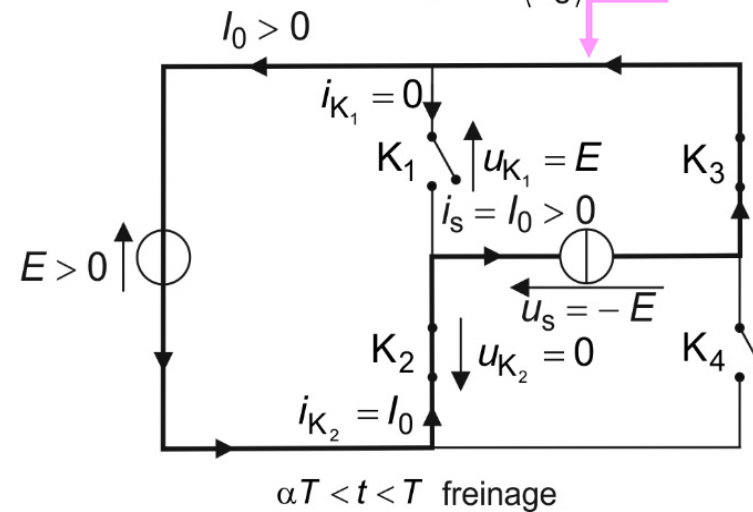
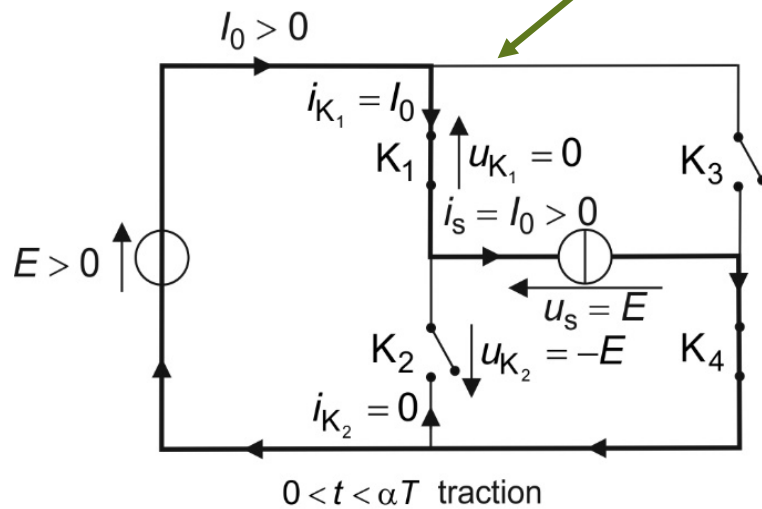
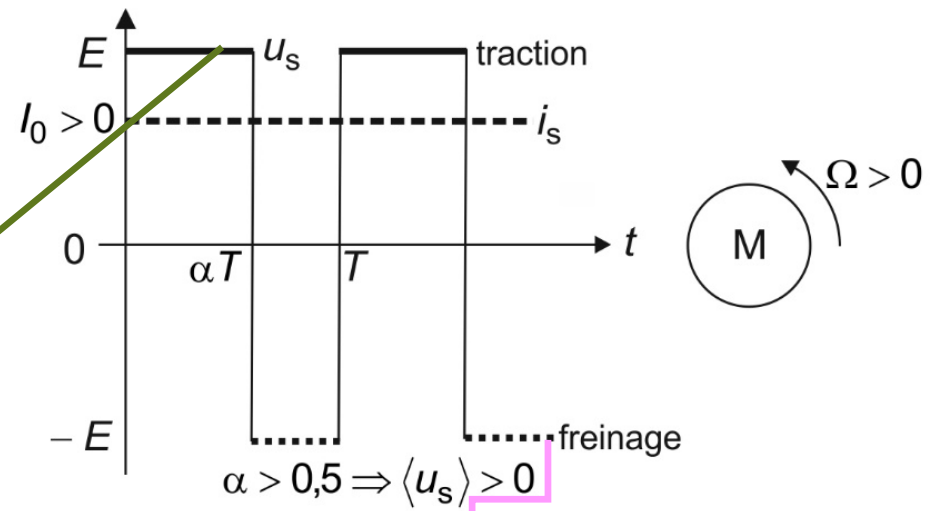
● $\alpha > 0,5 \Rightarrow \langle u_s \rangle > 0$

$$\langle p_s \rangle = \langle u_s I_0 \rangle = \langle u_s \rangle I_0 > 0 \Rightarrow I_0 > 0 \Rightarrow \Gamma = \Phi_0 I_0 > 0$$

la puissance des actions électromagnétique est positive dans le cas d'un moteur :

$$\Gamma \Omega > 0 \Rightarrow \Omega > 0$$

le moteur tourne dans le sens **positif** (premier quadrant)



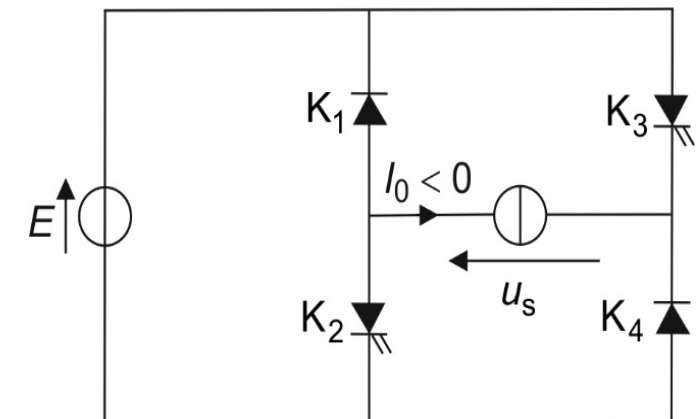
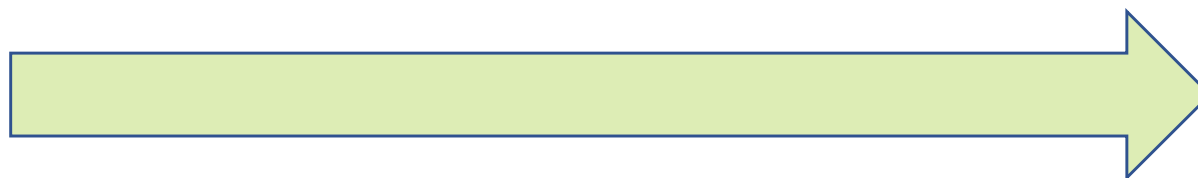
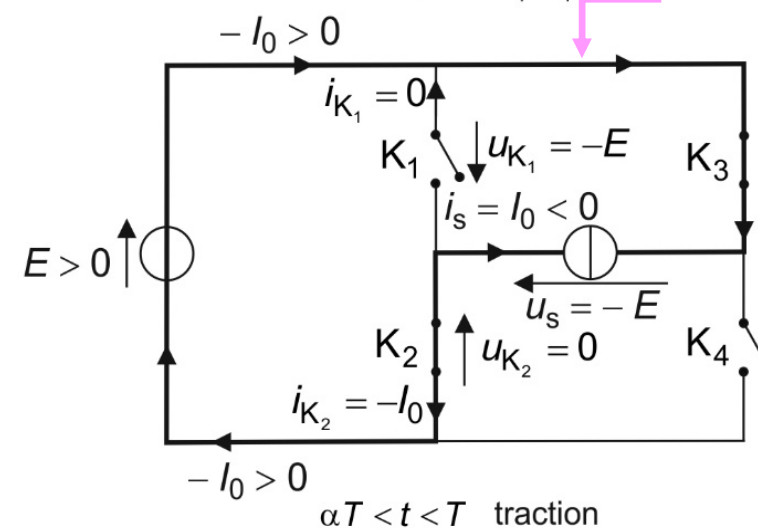
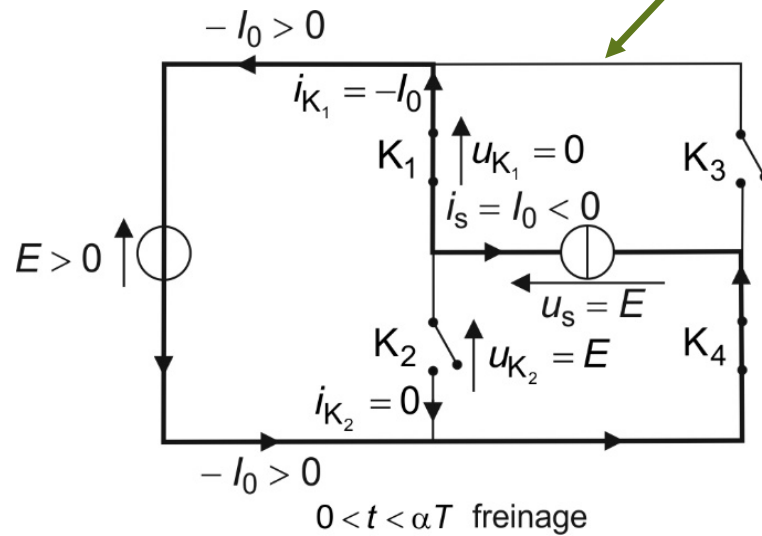
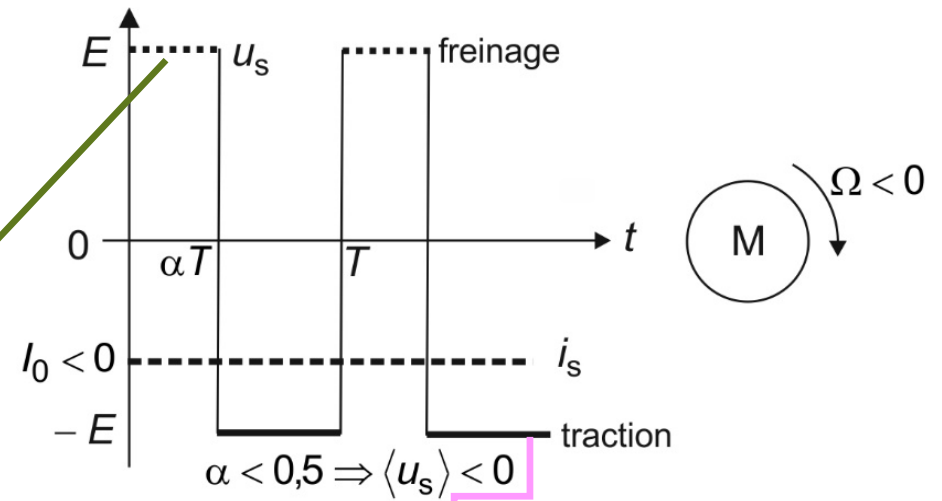
● $\alpha < 0,5 \Rightarrow \langle u_s \rangle < 0$

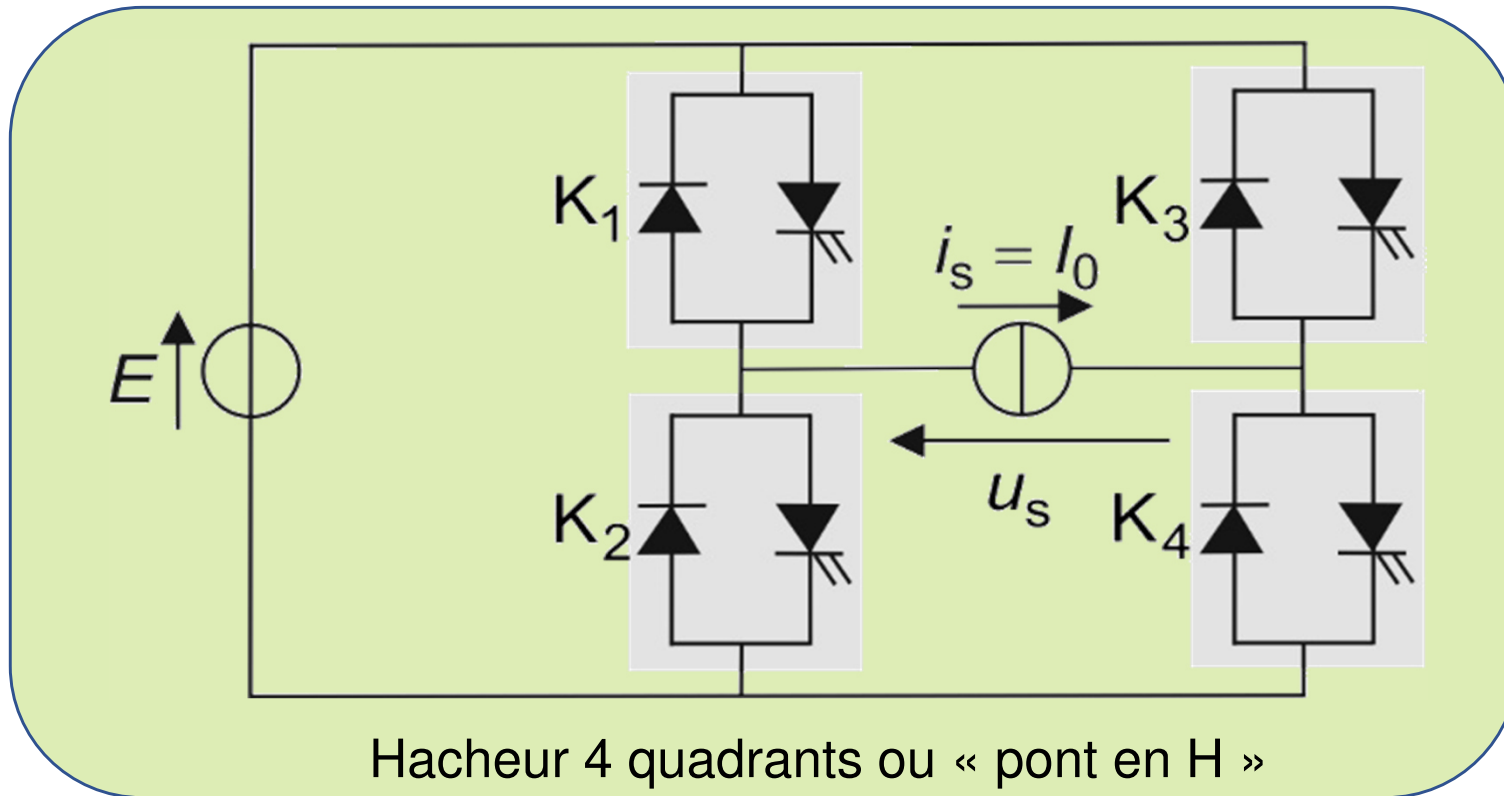
$$\langle p_s \rangle = \langle u_s I_0 \rangle = \langle u_s \rangle I_0 > 0 \Rightarrow I_0 < 0 \Rightarrow \Gamma = \Phi_0 I_0 < 0$$

la puissance des actions électromagnétique est positive dans le cas d'un moteur :

$$\Gamma \Omega > 0 \Rightarrow \Omega < 0$$

le moteur tourne dans le sens **néga**tif (troisième quadrant)

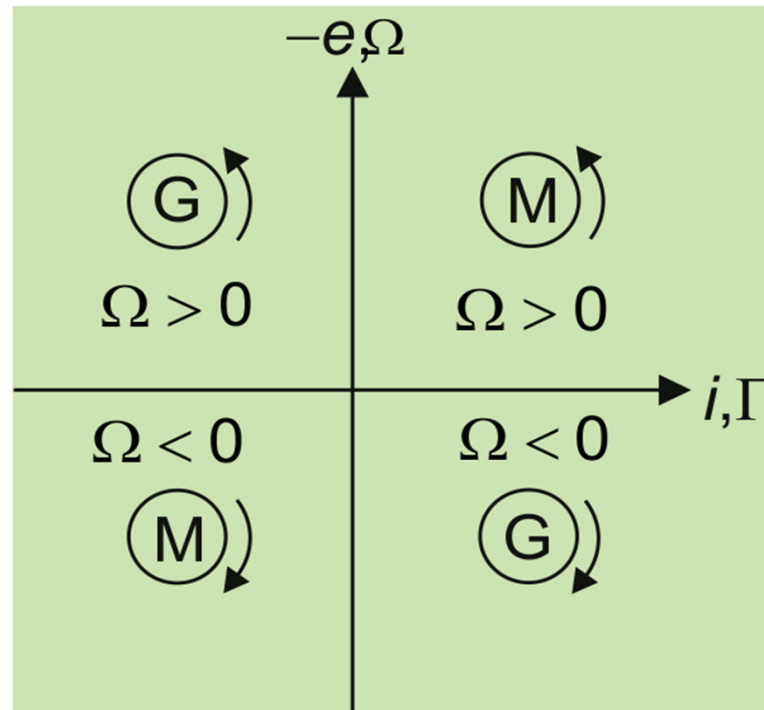




dans les deuxième et quatrième quadrants, la MCC est **génératrice**.

deuxième quadrant : $\Omega > 0$ $\Gamma < 0$ $I_0 < 0$ $\langle p_s \rangle = \langle u_s \rangle I_0 < 0$ $\alpha > 0,5$

quatrième quadrant : $\Omega < 0$ $\Gamma > 0$ $I_0 > 0$ $\langle p_s \rangle = \langle u_s \rangle I_0 < 0$ $\alpha < 0,5$



avec le pont en H, tous les quadrants sont accessibles

(ii) obtention de signaux alternatifs à partir d'une source continue (fonction onduleur)

exemples :

- alimentations de secours (délivrent une tension sinusoïdale, de fréquence et d'amplitude fixées)
- variateurs de vitesse (délivrent des courants sinusoïdaux, de fréquence et d'amplitude variables, dans les enroulements du stator d'une machine synchrone ou asynchrone)
- alimentation d'un haut-parleur (délivre un signal de puissance proportionnel à un signal sonore)

la tension délivrée u_s , de période T , constante par morceaux, ne peut prendre que **trois** valeurs : 0 et $\pm E$

cas étudié : charge résistive de résistance R

on cherche à obtenir un courant sinusoïdal dans la charge, soit $u_s = Ri$ sinusoïdale, grâce à une bobine de lissage

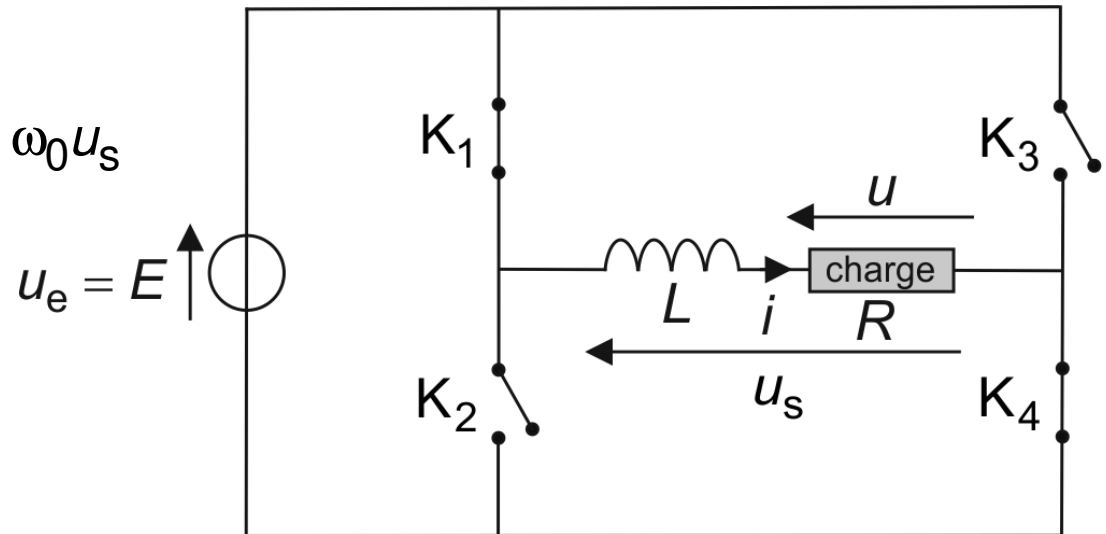
$$\Rightarrow H = \frac{u}{u_s} = \frac{1}{1 + j\omega / \omega_0} \leftrightarrow \frac{du}{dt} + \omega_0 u = \omega_0 u_s$$

on pose :

$$\omega_0 = \frac{R}{L} \quad \Omega = \frac{2\pi}{T} \quad \theta = \Omega t$$

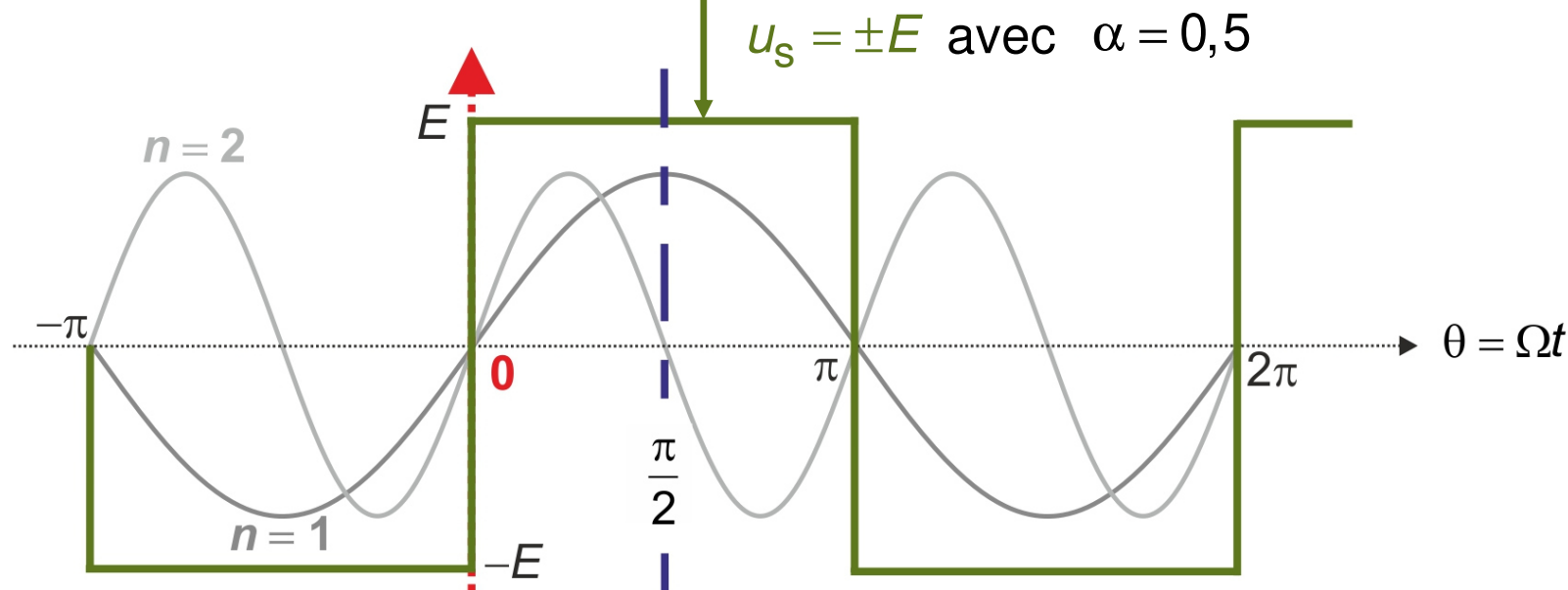
$$\Rightarrow \frac{du}{d\theta} + \frac{u(\theta)}{\lambda} = \frac{u_s(\theta)}{\lambda} \quad \text{avec } \lambda = \frac{\Omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0}$$

$\leftarrow$ hachage
 $\leftarrow$ coupure



comme u_s est constante par morceaux, la courbe représentative de $u(\theta)$ est constituée de branches d'exponentielles

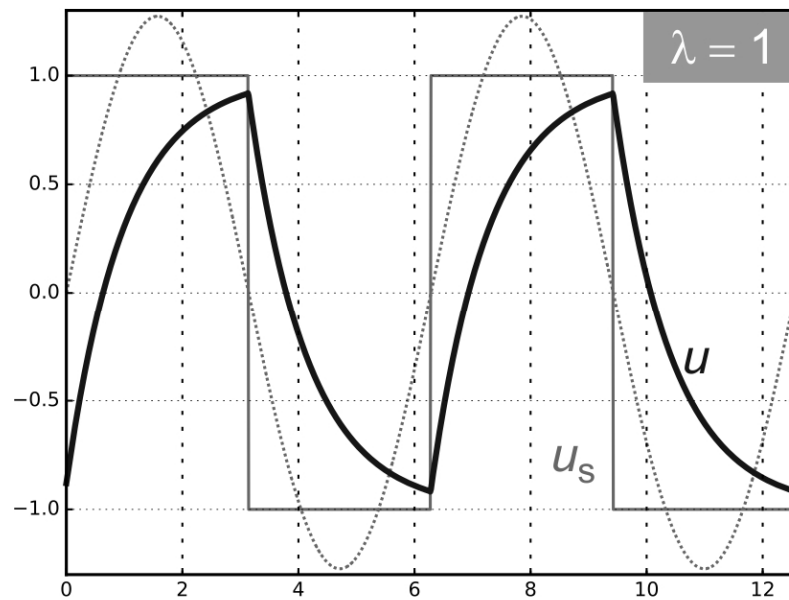
(i) commande symétrique



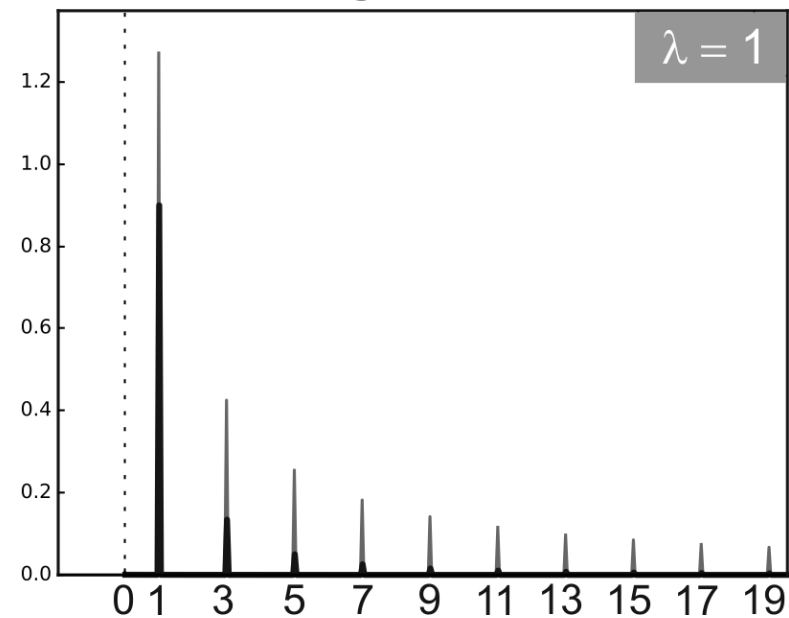
$\theta \mapsto u_s(\theta)$ 2π -périodique, impaire, mais paire par rapport à $\theta = \frac{\pi}{2}$

$$\Rightarrow u_s(\theta) = \sum_{n=1}^{+\infty} b_n \sin(n\theta) \quad \text{avec} \quad b_n = \frac{2}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \underbrace{u_s(\theta) \sin(n\theta)}_{\text{paire}} d\theta = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} u_s(\theta) \sin(n\theta) d\theta$$

$$\Rightarrow b_{2p} = 0 \quad \text{et} \quad b_{2p+1} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} u_s(\theta) \sin[(2p+1)\theta] d\theta$$



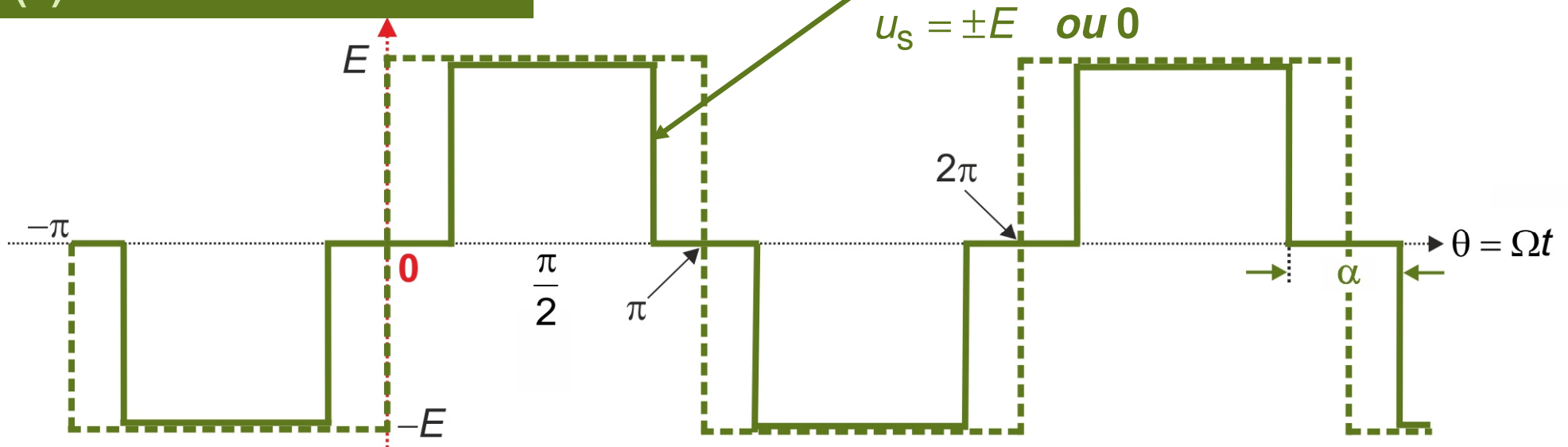
spectre de u_s et de u



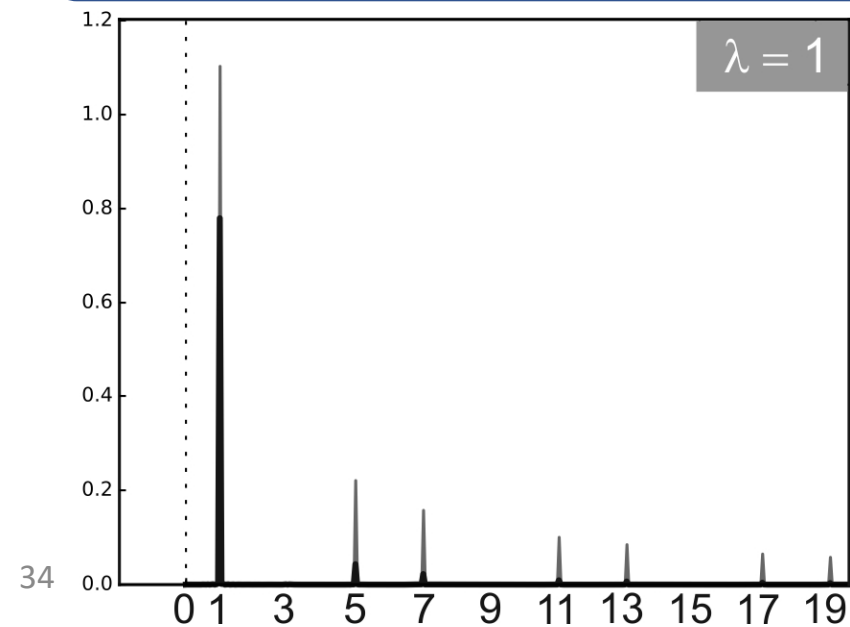
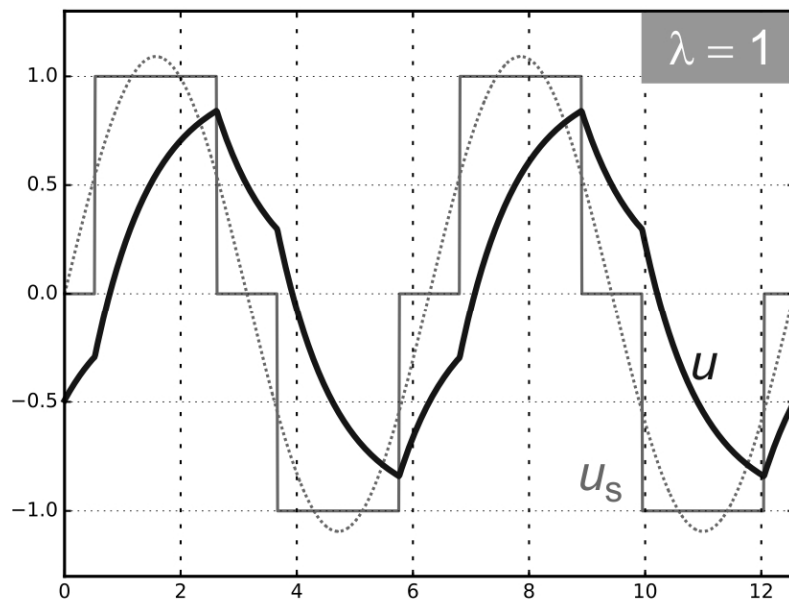
ici, $\lambda = 1$: la pulsation de coupure du passe-bas est égale à la pulsation fondamentale du signal

les harmoniques de rang 3, 5, 7, etc., ne sont pas nuls, et un filtrage passe-bas du premier ordre ne permet pas d'obtenir un signal proche d'une sinusoïde

(ii) commande décalée

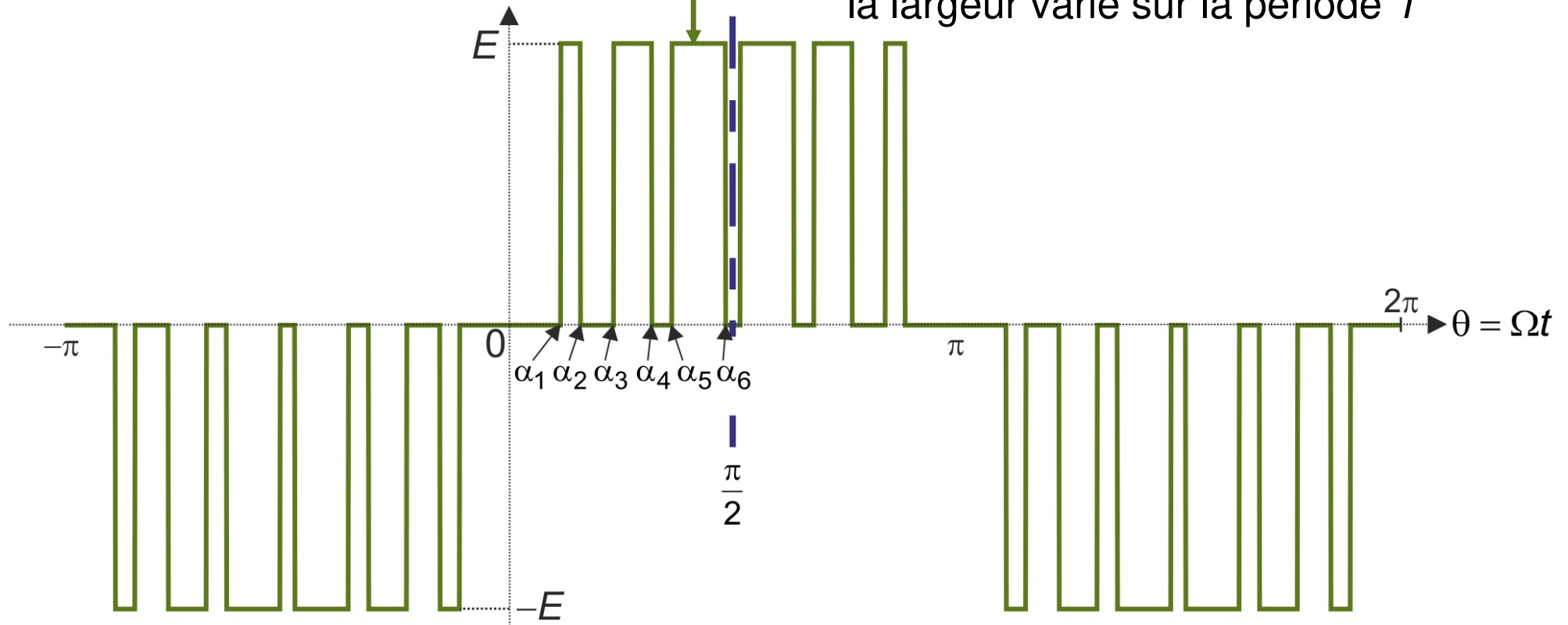


on choisit l'angle de décalage $\alpha = \pi / 3 \Rightarrow b_3 = \frac{4E}{\pi} \int_{\alpha/2}^{\pi/2} \sin(3\theta) d\theta = \frac{4E}{3\pi} \cos\left(\frac{3\alpha}{2}\right) = 0$



(iii) M.L.I calculée

Modulation de Largeur d'Impulsion :
 u_s ondule toujours entre E , 0 et $-E$,
 sous forme de salves d'impulsions dont
 la largeur varie sur la période T



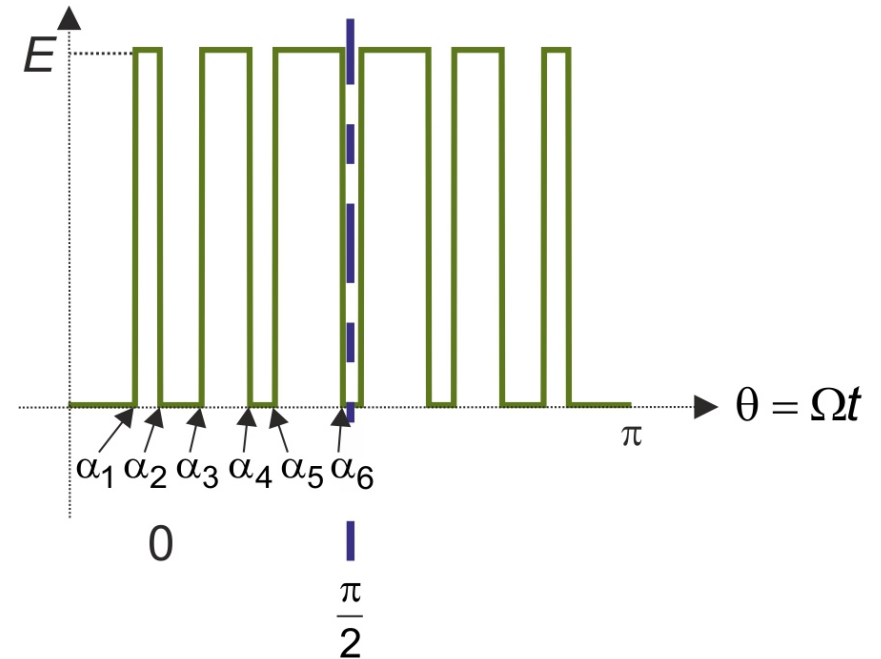
exemple : 6 impulsions positives et 6 impulsions négatives par période ; signal impair

$\Rightarrow \theta \mapsto u_s(\theta)$ est caractérisée par 6 angles α_i , $i \in \llbracket 1, 6 \rrbracket$

la période de $\theta \mapsto u_s^2(\theta)$ est $\pi / 2$, donc :

$$\begin{aligned} \langle u_s^2 \rangle &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} u_s^2 d\theta \\ &= \frac{2}{\pi} E^2 [(\alpha_2 - \alpha_1) + (\alpha_4 - \alpha_3) + (\alpha_6 - \alpha_5)] \end{aligned}$$

$$\Rightarrow E_{\text{eff}} = E \sqrt{\frac{2}{\pi} [\alpha_2 - \alpha_1 + \alpha_4 - \alpha_3 + \alpha_6 - \alpha_5]}$$

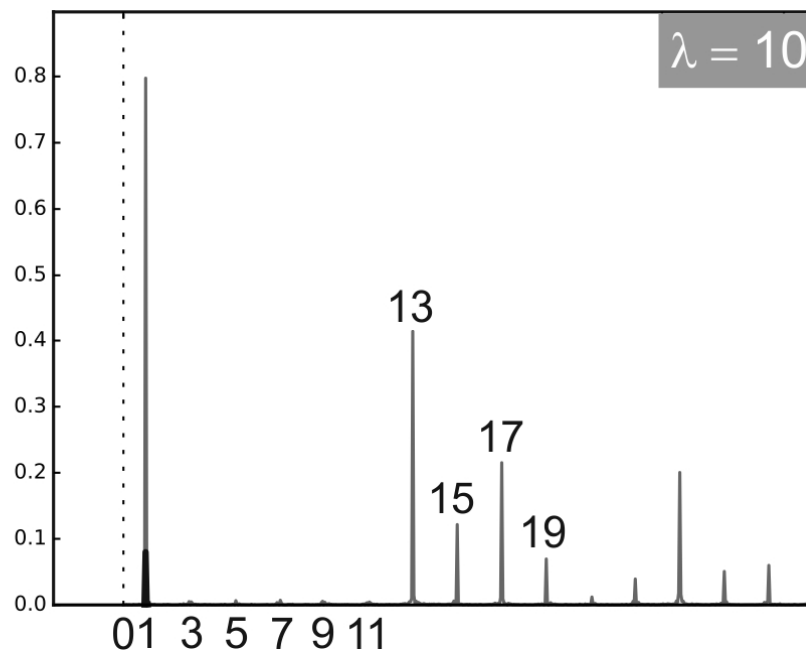
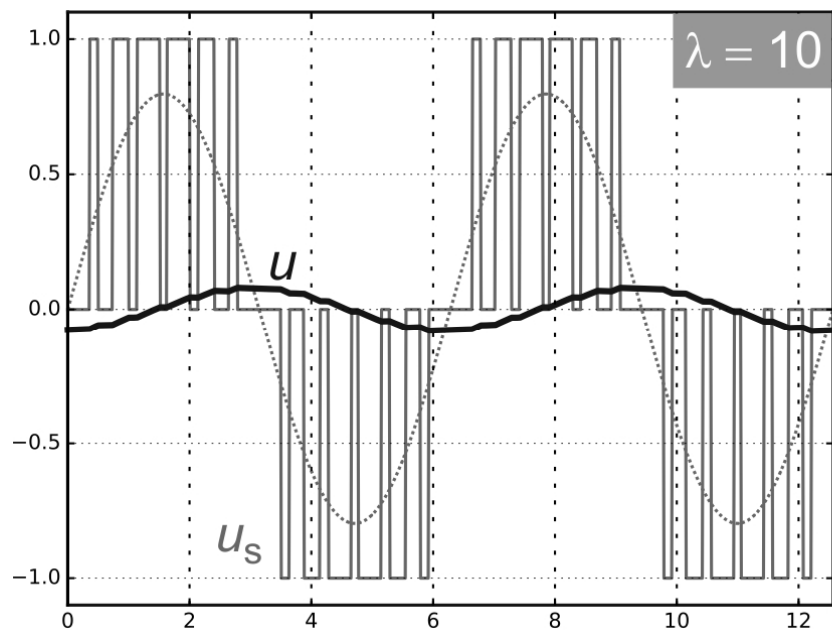
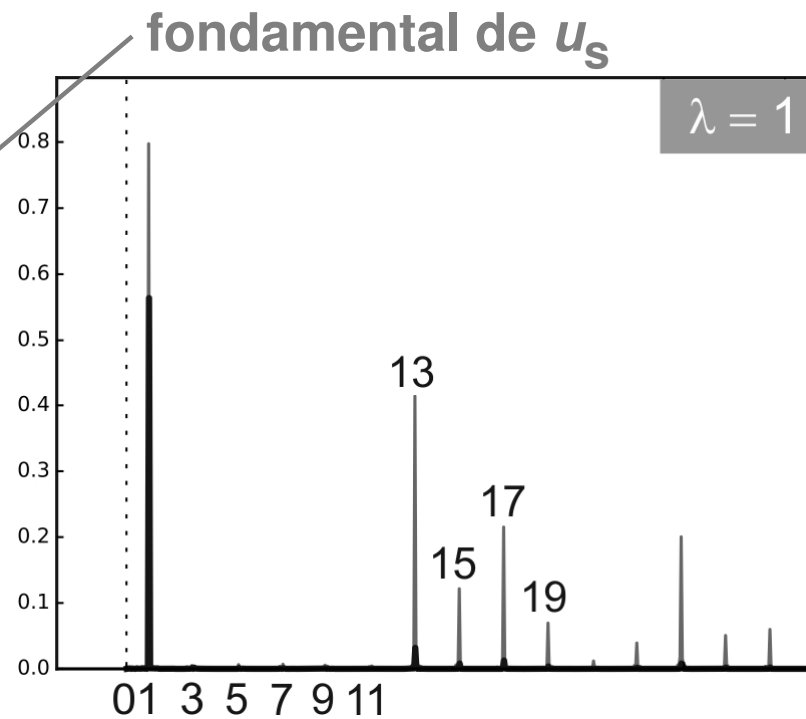
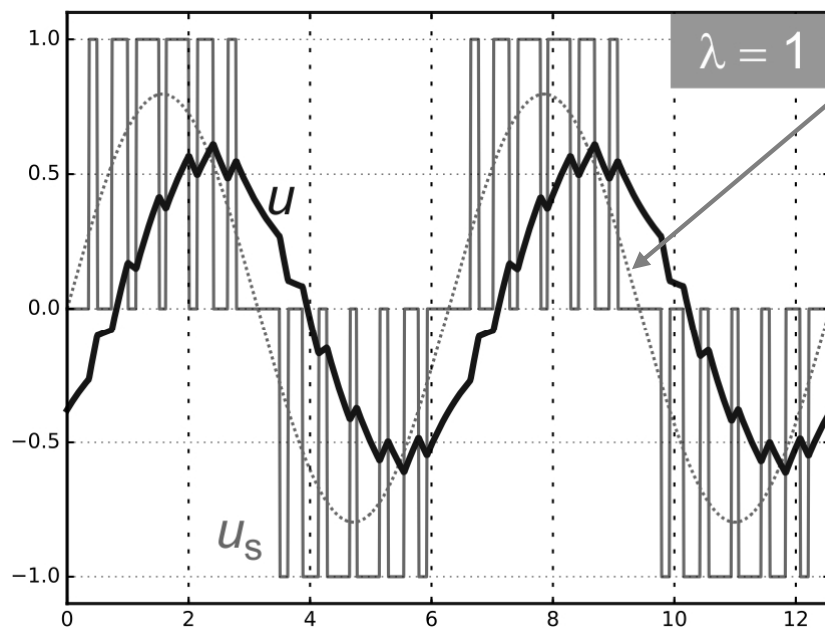


pour n impair :

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} u_s(\theta) \sin(n\theta) d\theta = \frac{4E}{\pi} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin(n\theta) d\theta + \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} \sin(n\theta) d\theta + \int_{\alpha_5}^{\alpha_6} \sin(n\theta) d\theta \right] \\ &= \frac{4E}{n\pi} [\cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_3) - \cos(n\alpha_4) + \cos(n\alpha_5) - \cos(n\alpha_6)] \end{aligned}$$

une fois E_{eff} choisie, on a la possibilité d'éliminer les 5 harmoniques de rangs 3,5,7,9 et 11 (il y a 6 équations pour 6 inconnues)

le filtrage passe-bas permet d'obtenir une tension u quasi-sinusoïdale



(iv) M.L.I triangle - sinus

on module les largeurs d'impulsion de u_s en comparant un signal modulant $v_m(t)$ de fréquence f , à une porteuse triangulaire $v_p(t)$ de fréquence $f_p \gg f$:

$$v_m(t) > v_p(t) \Rightarrow u_s = +E$$

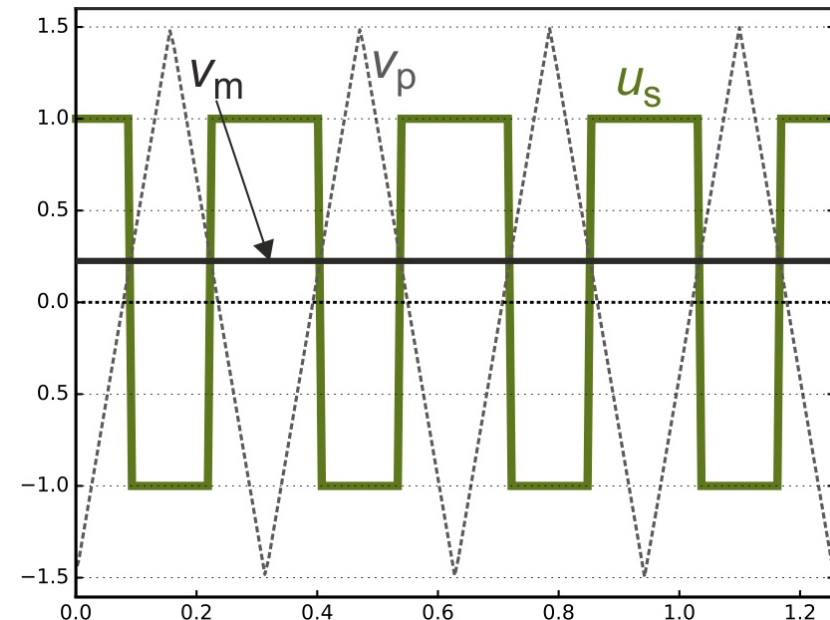
$$v_m(t) < v_p(t) \Rightarrow u_s = -E$$

premier cas : $v_m(t) = Cte$ ($f = 0$) $\Rightarrow$ le rapport cyclique α est donc constant

pour démoduler : filtrage passe-bas de

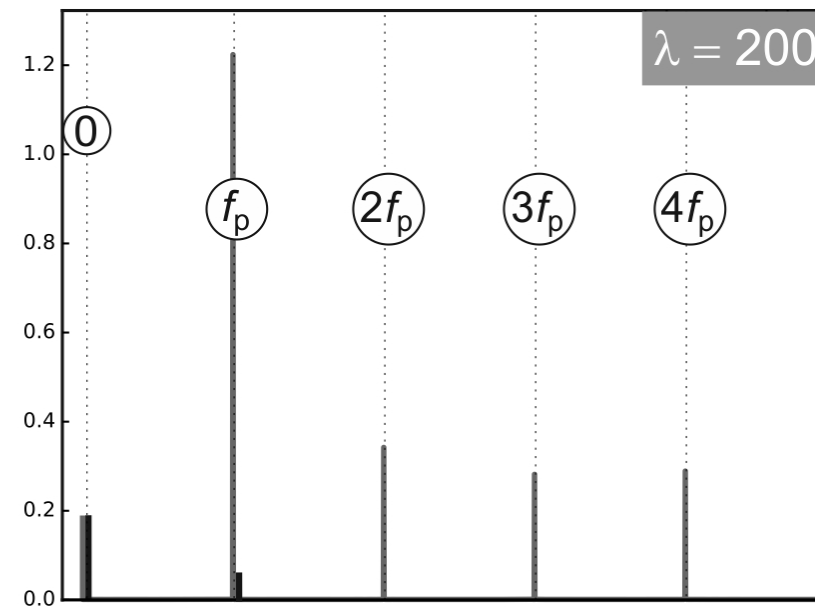
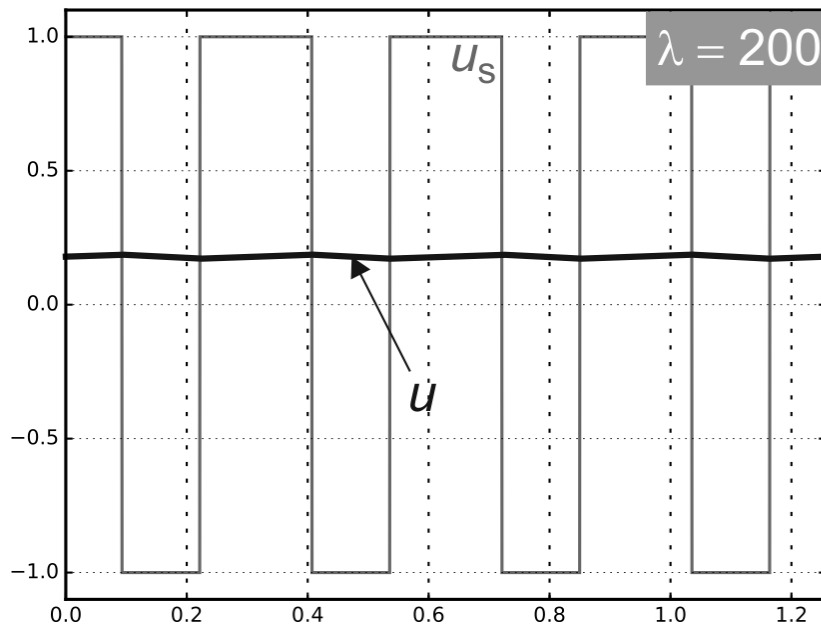
fréquence de coupure $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} \ll f_p$

$$\lambda = \frac{f_p}{f_0} \leftarrow \begin{array}{l} \text{« hachage »} \\ \text{coupure} \end{array}$$



pour $\lambda = \frac{f_p}{f_0} = 200$ on ne conserve que la valeur moyenne : $u \simeq \langle u_s \rangle$

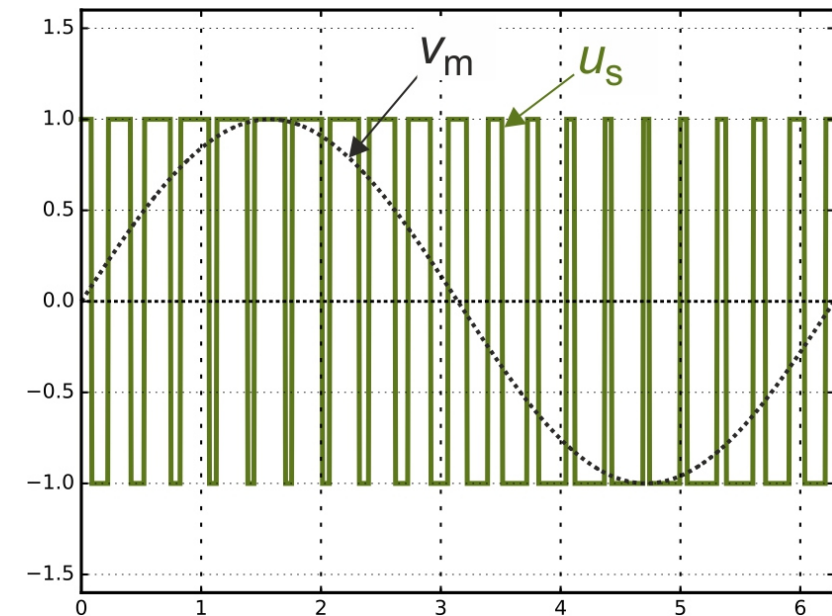
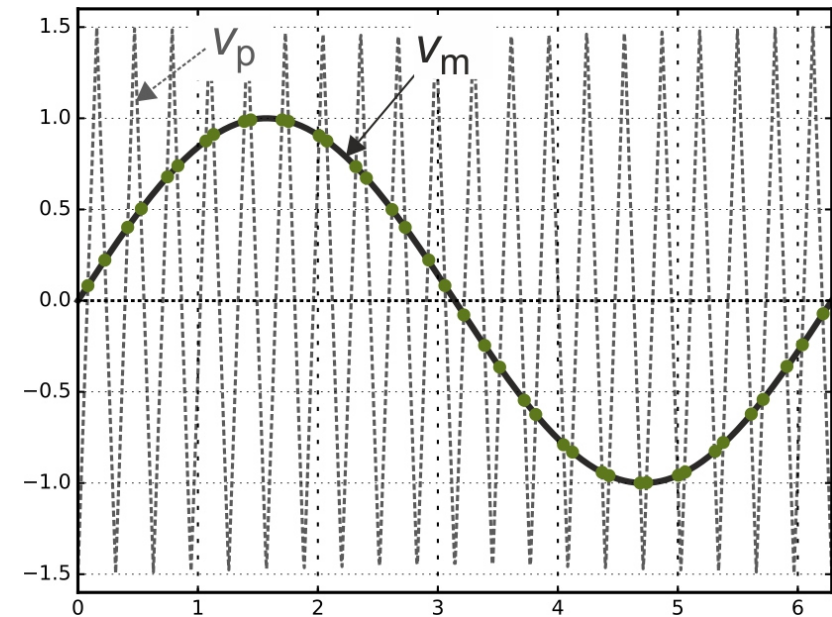
image du signal modulant.



deuxième cas : $v_m(t) = V_m \cos(\omega t)$

de fréquence $f = \omega / 2\pi$

le rapport cyclique α , moyenné sur T_p , est donc sinusoïdal



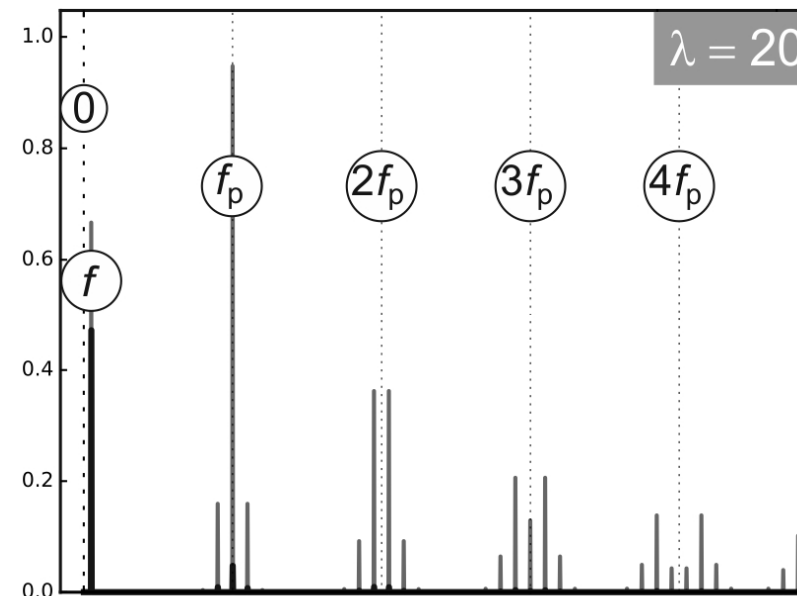
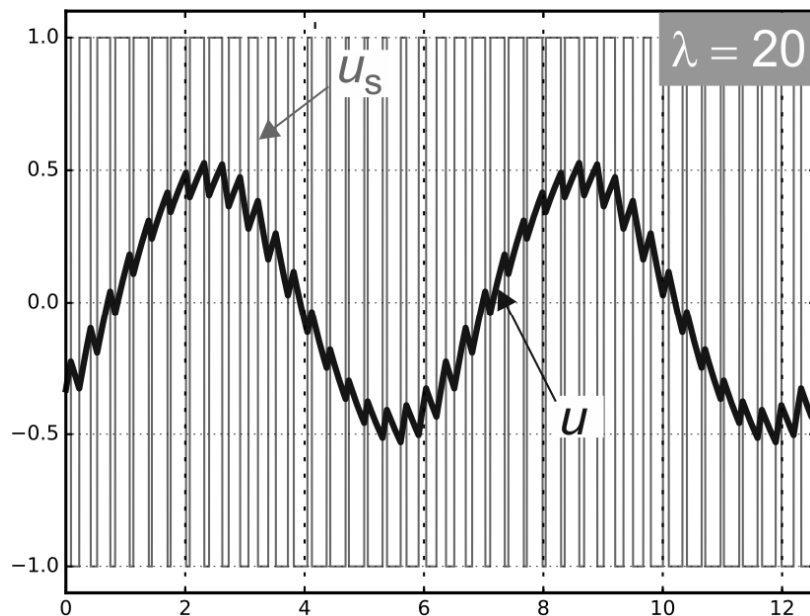
pour démoduler : filtrage passe-bas de fréquence de coupure f_0 telle que :

$$f \ll f_0 \ll f_p$$

simulation avec $f_p = 20 f$: on a 20 périodes de la porteuse pendant une période du signal modulant

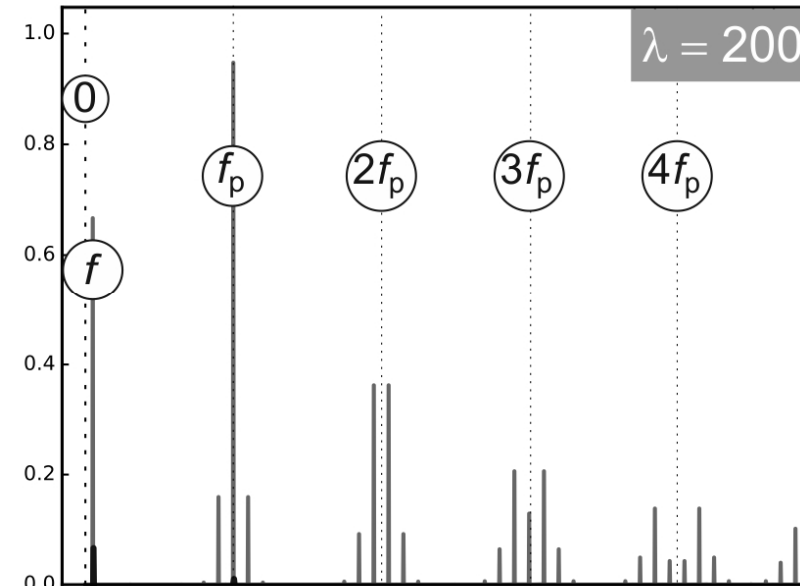
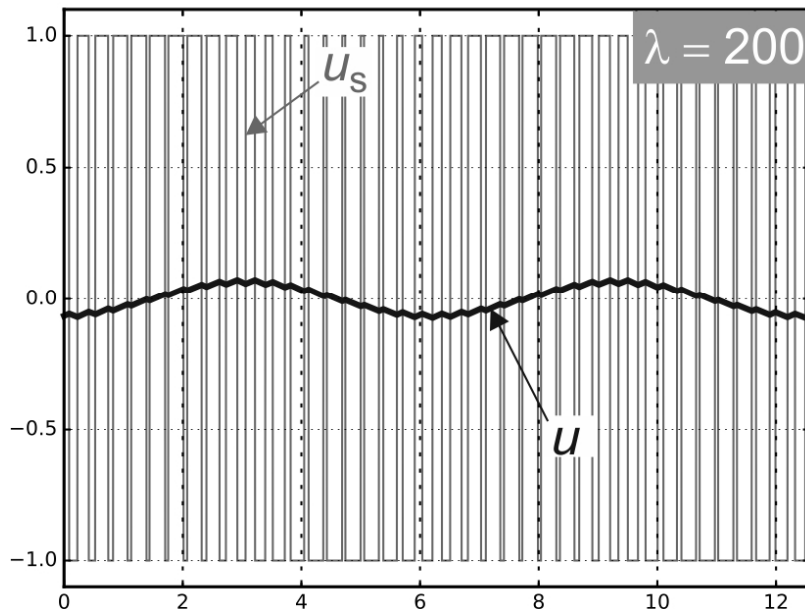
on prend $\lambda = \frac{f_p}{f_0} = 20$ (donc $f_0 = f$)

u est proche d'une sinusoïde



simulation avec $f_p = 20 f$: on a toujours 20 périodes de la porteuse pendant une période du signal modulant

$f_p = 200 f_0$ on élimine mieux la porteuse et ses harmoniques, mais $f = 10 f_0$
 u est encore plus proche d'une sinusoïde, mais atténuée



on retrouverait une sinusoïde non atténuée avec par exemple $f = f_0 / 10$ et $f_p = 200 f_0$