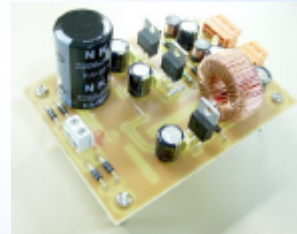


Alimentations Électroniques

Thierry LEQUEU - IUT GEII de Tours

thierry.lequeu@univ-tours.fr



T. LEQUEU

Vendredi 27 janvier 2006

1

Plan de l'étude des alimentations

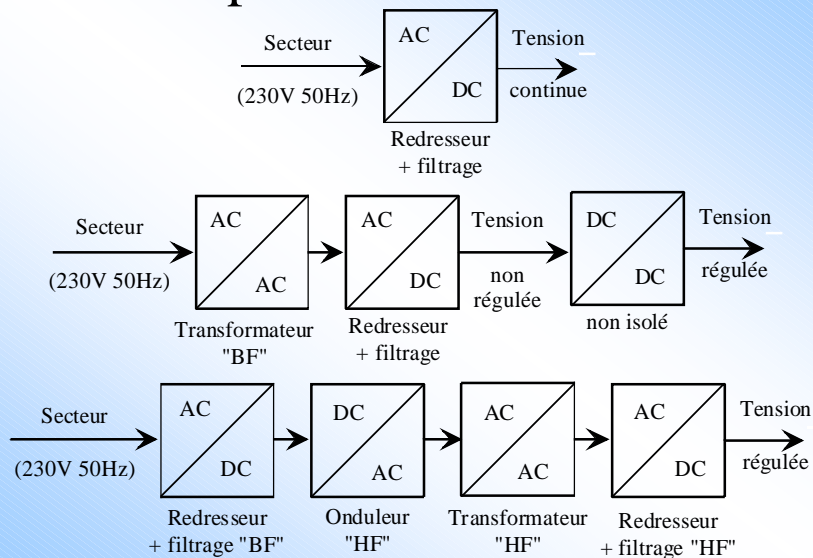
1. Alimentations faible puissance non isolées
2. Alimentations à isolation BF
3. Régulation linéaire
4. Régulation à découpage
5. Alimentations à découpage
6. Comparaison découpage / linéaire
7. Bibliographie

T. LEQUEU

Vendredi 27 janvier 2006

2

Principes de conversion DC

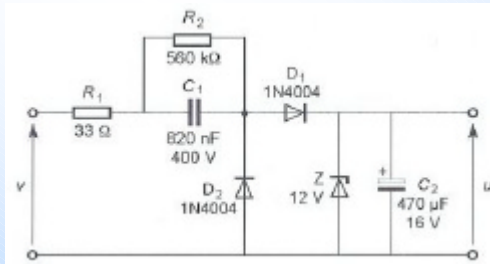


Plan de l'étude des alimentations

1. Alimentations faible puissance non isolées

2. Alimentations à isolation BF
3. Régulation linéaire
4. Régulation à découpage
5. Alimentations à découpage
6. Comparaison découpage / linéaire
7. Bibliographie

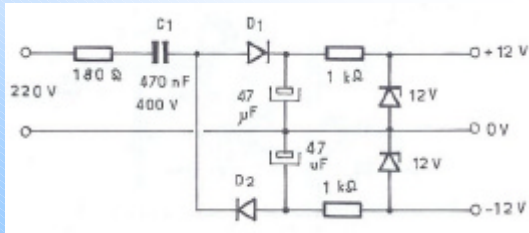
1) Alimentations directes sur le secteur faible puissance non isolées



$V = 230\text{V} / 50\text{ Hz}$
 $U = 12\text{V DC}$
 P. MAYE, page 426.

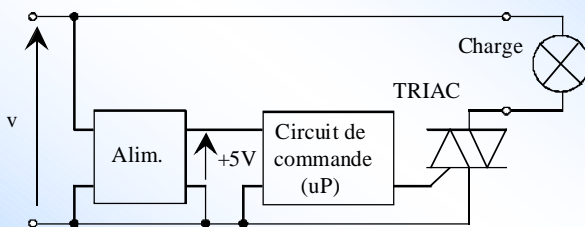
$$R1 = \frac{V\sqrt{2}}{I_{\text{surge}}}$$

$$C1 = \frac{V\sqrt{2}}{I_{\text{max}}}$$



$V = 230\text{ V} / 50\text{ Hz}$
 H. SCHREIBER, page 55.

1) Applications des alimentations directes



Secteur 230 V 50 Hz
 ou 120 V / 60 Hz

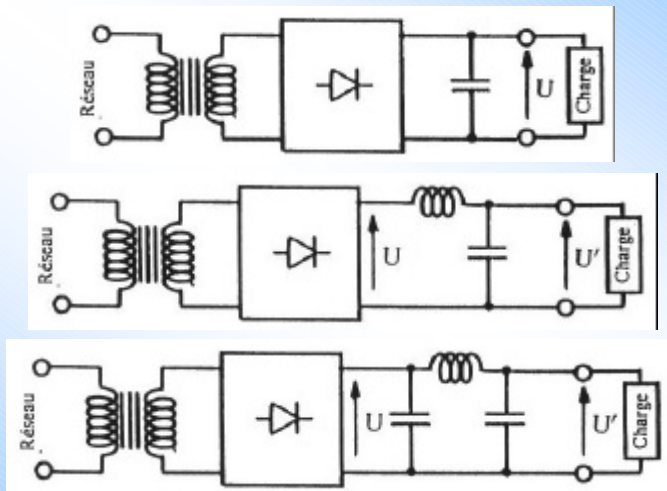
Pilotage de TRIAC
 en T.O.R (relais)
 ou gradateur

- Électroménager : réfrigérateur, lave vaisselle, four,...
- Électroportatif : perceuse, aspirateur,...

Plan de l'étude des alimentations

1. Alimentations faible puissance non isolées
- 2. Alimentations à isolation BF**
 - **Le transformateur BF**
 - **Le redressement et filtrage capacitif**
 - **La norme C.E.M. EN61000-3-2**
3. Régulation linéaire
4. Régulation à découpage
5. Alimentations à découpage
6. Comparaison découpage / linéaire
7. Bibliographie

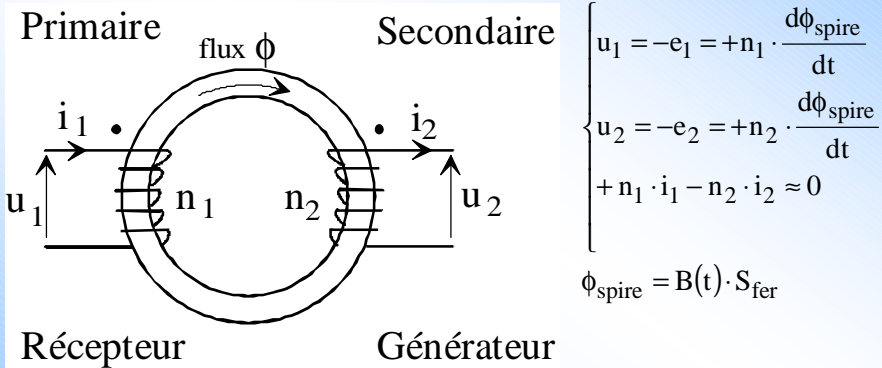
2) Alimentations à isolation BF



R. BAUSIERE, F. LABRIQUE, G. SEGUIER, Vol. 3, DC-DC, page ???

2.1) Le transformateur 50 Hz

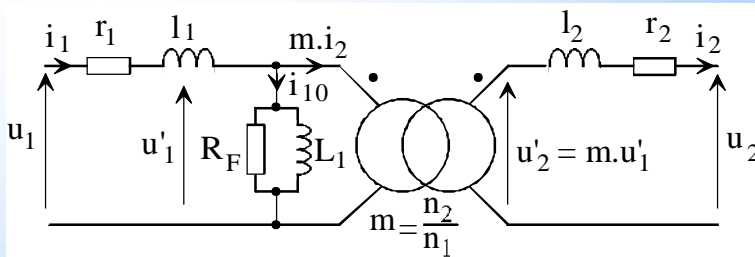
Circuit magnétique avec enroulements couplés : le transformateur



Attention aux conventions !

2.1) Le transformateur 50 Hz

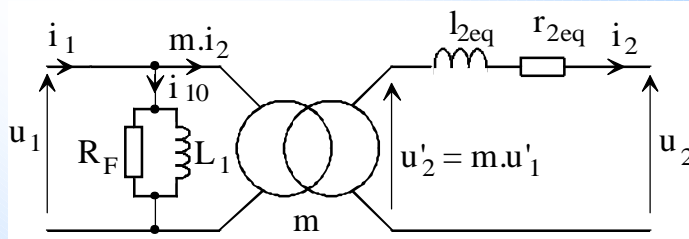
Schéma équivalent complet



$$\begin{cases} u'_1 = +n_1 \cdot \frac{d\phi_{\text{spire}}}{dt} \\ u'_2 = +n_2 \cdot \frac{d\phi_{\text{spire}}}{dt} \\ m = \frac{u'_2}{u'_1} = \frac{n_2}{n_1} \end{cases} \begin{cases} \phi_{\text{spire}} = B(t) \cdot S_{\text{fer}} \\ B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H_{\text{fer}} \\ \oint H \cdot dL = \sum n \cdot I \\ H_{\text{fer}} \cdot L_{\text{fer}} = +n_1 \cdot i_1 - n_2 \cdot i_2 \end{cases} \begin{cases} n_1 \cdot i_{10} = +n_1 \cdot i_1 - n_2 \cdot i_2 \\ n_1 \cdot i_{10} = \mathfrak{R} \cdot \phi \\ \mathfrak{R} = \frac{L_{\text{fer}}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_{\text{fer}}} \end{cases}$$

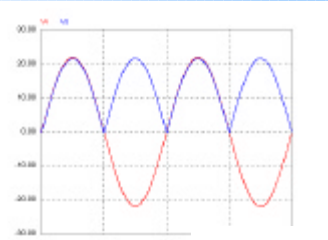
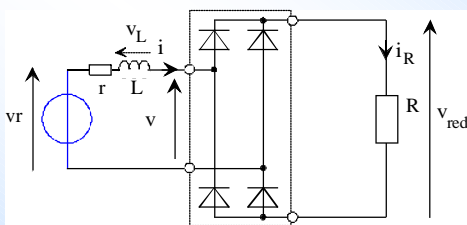
2.1) Le transformateur 50 Hz

Schéma équivalent simplifié à flux forcé

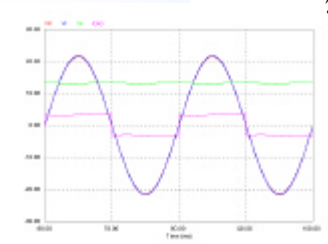
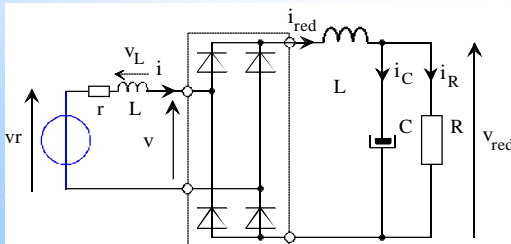


$$\begin{cases} u'_1 = +n_1 \cdot \frac{d\phi_{\text{spire}}}{dt} \\ u'_2 = +n_2 \cdot \frac{d\phi_{\text{spire}}}{dt} \\ m = \frac{u'_2}{u'_1} = \frac{n_2}{n_1} \end{cases} \quad \begin{cases} n_1 \cdot i_{10} = +n_1 \cdot i_1 - n_2 \cdot i_2 \\ n_1 \cdot i_{10} = \mathfrak{R} \cdot \phi \\ \mathfrak{R} = \frac{L_{\text{fer}}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_{\text{fer}}} \end{cases} \quad \begin{cases} l_{2\text{eq}} = l_2 + m^2 \cdot l_1 \\ r_{2\text{eq}} = r_2 + m^2 \cdot r_1 \\ \delta U_2 = l_{2\text{eq}} \cdot \frac{di_2}{dt} + r_{2\text{eq}} \cdot i_2 \end{cases}$$

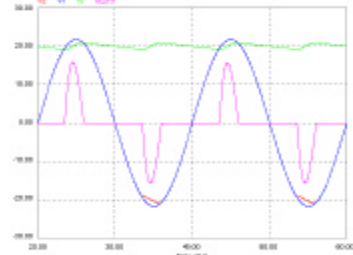
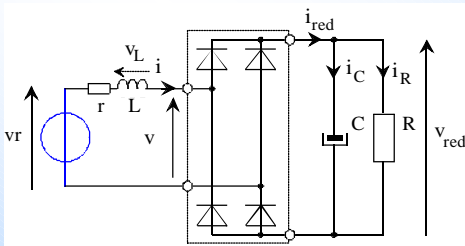
2.2) Le redressement double-alternance



$$V_{\text{red}} = \frac{2V_{\text{eff}} \sqrt{2}}{\pi}$$



2.2) Le filtrage capacitif

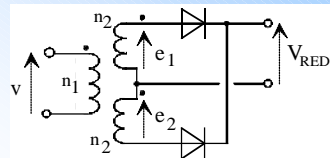
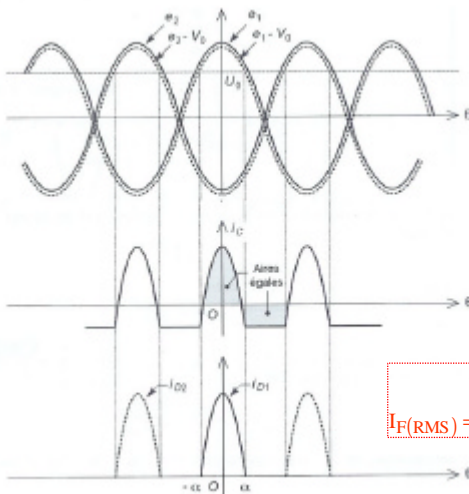


$$\begin{cases}
 F = 50 \text{ Hz} \\
 T = \frac{1}{F} = 20 \text{ ms} \\
 V_{\text{eff}} = 24 \text{ V} \\
 I_R = 5 \text{ A}
 \end{cases}
 \quad
 \begin{cases}
 i_C = C \cdot \frac{dv_{\text{red}}}{dt} \\
 \Rightarrow I = C \frac{\Delta V}{\Delta T} \\
 \boxed{C = \frac{I \cdot \Delta T}{\Delta V} \approx \frac{I_s \cdot T}{2 \cdot dV_C}}
 \end{cases}$$

$$\begin{cases}
 I = I_s = I_R \\
 dV_C = 5\% \cdot V_{\text{max}} \\
 V_{C\text{max}} = V_{\text{eff}} \sqrt{2} - 2 \cdot V_D \\
 V_{C\text{moy}} = V_{C\text{max}} - \frac{dV_C}{2} \\
 V_D \approx 0,6 \text{ à } 1 \text{ V} \text{ et } \Delta T \approx \frac{T}{2} = 10 \text{ ms}
 \end{cases}$$

2.3) Contraintes sur le redresseur

Redressement à point milieu – Cas particulier d'une faible ondulation



$$\alpha = \text{Arccos} \left(\frac{U_0 + V_0}{E_M} \right), \quad V_0 = V_D \approx 0,6 \text{ à } 1 \text{ V}$$

$$\boxed{I_{F(AV)} = I_{D0} = \frac{E_M}{\pi \cdot \rho} (\sin(\alpha) - \alpha \cdot \cos(\alpha))}$$

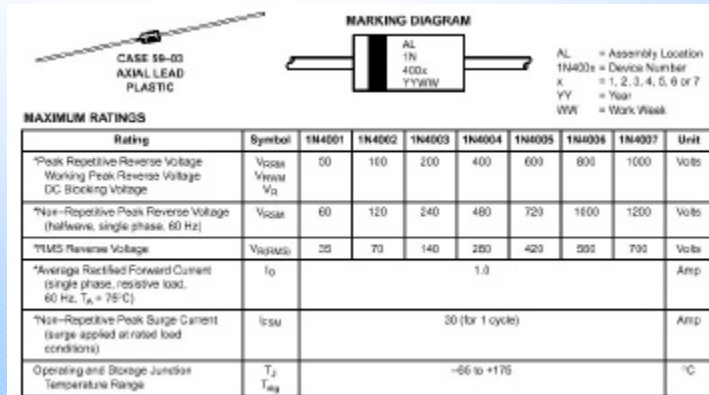
avec $\rho = R_s + r + r_D$

$$\boxed{I_{F(RMS)} = I_{D0} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\alpha - 3 \cdot \cos(\alpha) \cdot \sin(\alpha) + 2 \alpha \cdot \cos(\alpha)^2}{\sin(\alpha) - \alpha \cdot \cos(\alpha)}}}$$

2.3) Contraintes sur le redresseur

Valeur maximale du courant dans une diode : $I_{FRM} = I_{D_{crête}} = \frac{E_M}{\rho} \cdot (1 - \cos(\alpha))$

Courant dans une diode au démarrage : $I_{FSM} = I_{D_{max}} = \frac{E'_M - 2V_0}{\rho}$



MARKING DIAGRAM

AL = Assembly Location
1N400x = Device Number
x = 1, 2, 3, 4, 5, 6 or 7
YY = Year
WW = Work Week

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
*Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{WRM} V_{DRM}	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
*Non-Repetitive Peak Reverse Voltage (halfwave, single phase, 60 Hz)	V_{RRM}	60	120	240	480	720	1000	1200	Volts
*RMS Reverse Voltage	V_{RRMS}	35	70	140	280	420	590	790	Volts
*Average Rectified Forward Current (single phase, resistive load, 60 Hz, $T_A = 75^\circ\text{C}$)	I_o	1.0							Amp
*Non-Repetitive Peak Surge Current (surge applied at rated load conditions)	I_{FSM}	30 (for 1 cycle)							Amp
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J T_{stg}	-66 to +175							$^\circ\text{C}$

T. LEQUEU

Vendredi 27 janvier 2006

15

2.3) Note sur le calcul du condensateur

Approximation linéaire : $C_{min} = \frac{I \cdot \Delta T}{\Delta V} \approx \frac{I_{0max}}{2 \cdot F \cdot \Delta U_{0max}}$

En tenant compte de l'angle de conduction : $C_{min} = \frac{I_{0max}}{F \cdot \Delta U_{0max}} \left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi} \right)$

Note sur la tension du réseau :

La norme EN 50 160 précise :

$V_{eff} = 230 \text{ V}$ à $\pm 10\%$ soit $V_{eff_{min}} = 207 \text{ V}$ et $V_{eff_{max}} = 253 \text{ V}$

Avec des creux de tension de -15% : $V_{eff_{min}} = 195 \text{ V}$

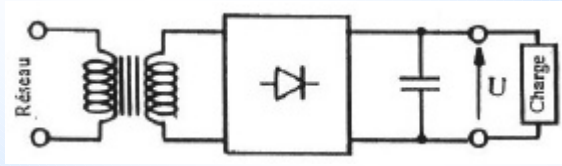
Cas d'une alimentation 240V : $V_{eff_{min}} = 216 \text{ V}$ et $V_{eff_{max}} = 264 \text{ V}$

T. LEQUEU

Vendredi 27 janvier 2006

16

2.3) Cas du transformateur à un secondaire avec un pont de Graetz (ondulation faible)



Remarques :

- Tension à vide du transformateur : +20% !
- Tension du réseau EDF $\pm 10\%$ avec des creux à -15% !
- Tenir une coupure de 4 périodes du réseau !

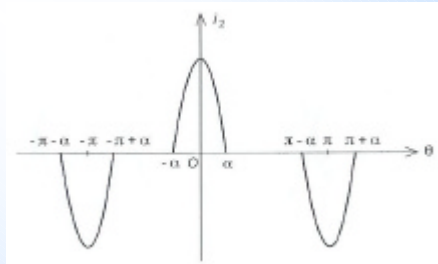
Valeur moyenne de la tension :

$$U_0 = V'_M - 2 \cdot V_0 - \frac{\Delta U}{2} = V'_M - 2 \cdot V_0 - \frac{I_0}{4 \cdot F \cdot C}$$

Courant dans le secondaire du transformateur :

$$I_2 = I_0 \sqrt{\frac{\pi}{4} \cdot \frac{\sqrt{\alpha - 3 \cdot \cos(\alpha) \cdot \sin(\alpha) + 2\alpha \cdot \cos(\alpha)^2}}{\sin(\alpha) - \alpha \cdot \cos(\alpha)}}$$

avec $\alpha = \text{Arc cos} \left(\frac{U_0 + 2V_0}{E'_M} \right)$ (2 diodes en série)



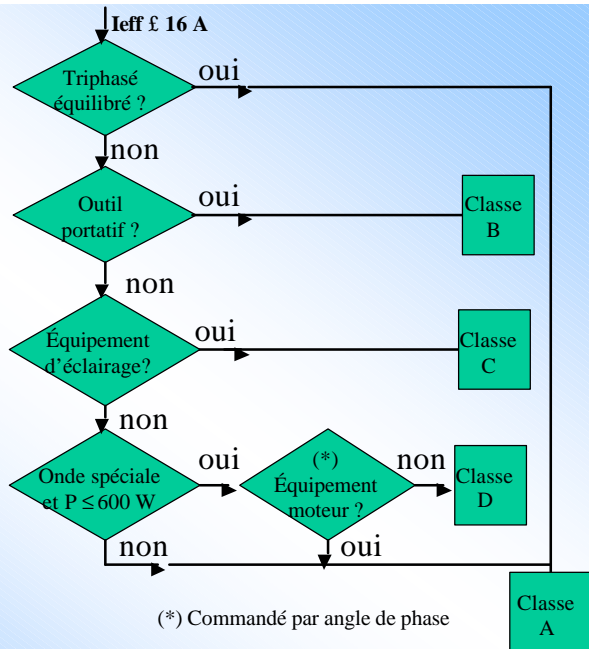
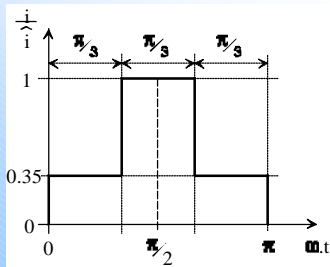
P. MAYE, page 66-69.

2.3) Exemple de simulateur : SIMCAD

SIMCAD Psim
5.0 version demo

2.4) La norme EN 61000-3-2

Enveloppe du courant d'entrée permettant de définir la « forme d'onde spéciale » et de classer un appareil dans la classe D

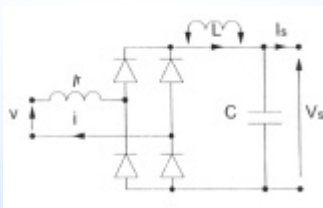


2.4) Limites EN 61000-3-2

Rang harmonique	classe A (A _{eff})	classe B (A _{eff})	classe C (%)	classe D (mA/W)
<i>impair</i>				
3	2,3	3,45	30.FP	3,4
5	1,14	1,71	10	1,9
7	0,77	1,15	7	1
9	0,4	0,6	5	0,5
11	0,33	0,5	3	0,35
13	0,21	0,315	3	0,3
15 à 39	0,15.(15/n)	0,225.(15/n)	3	3,85/n
<i>pair</i>				
2	1,08	1,62	2	
4	0,43	0,645		
6	0,3	0,45		
8 à 40	0,23 (8/n)	0,345.(8/n)		

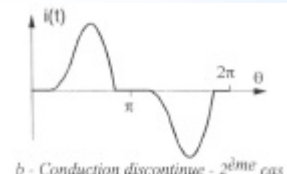
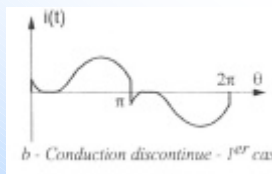
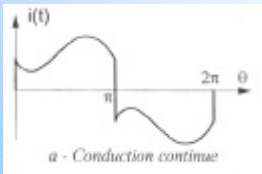
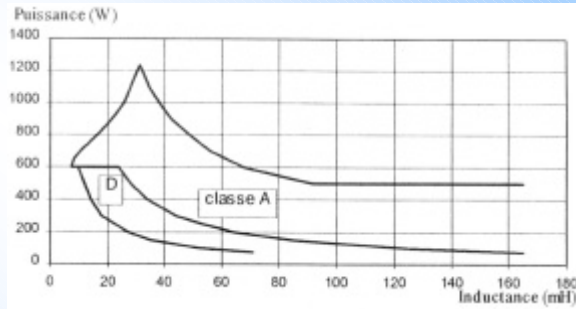
2.5) Exemple du redresseur capacitif

J.-P. FERRIEUX, F. FOREST, 3ième édition, page 82-84.



$$FP = \frac{P}{V_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}}}$$

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{n\text{eff}}^2}}{I_{\text{eff}}}$$



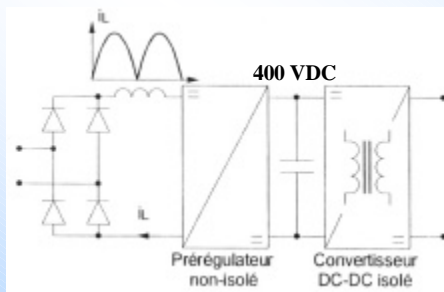
T. LEQUEU

Vendredi 27 janvier 2006

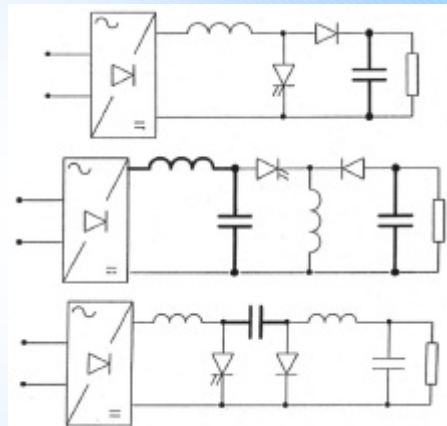
21

2.6) Convertisseurs à absorption sinusoïdale

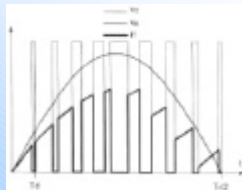
Principe :



Solutions :



Formes d'ondes simplifiées



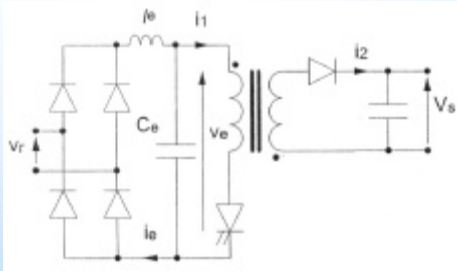
T. LEQUEU

Vendredi 27 janvier 2006

22

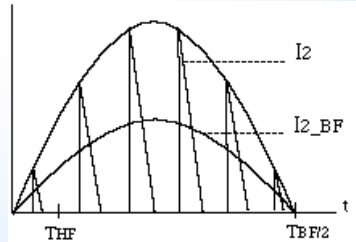
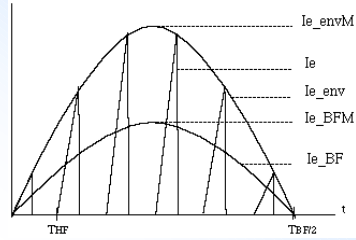
2.6) Exemple de l'alimentation FLYBACK

Principe :



$$v_e = V_M \cdot \sin(\theta)$$
$$\theta = \omega \cdot t \text{ et } 0 \leq \theta \leq \pi$$
$$i_L = i_1 + m \cdot i_2$$
$$m = \frac{n_2}{n_1}$$

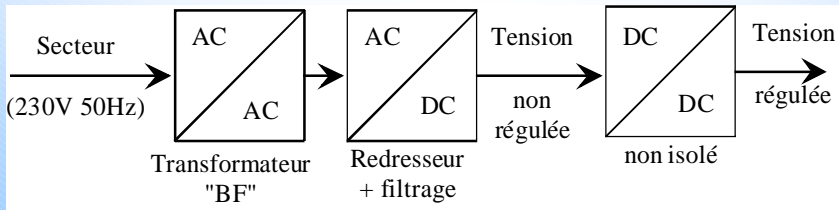
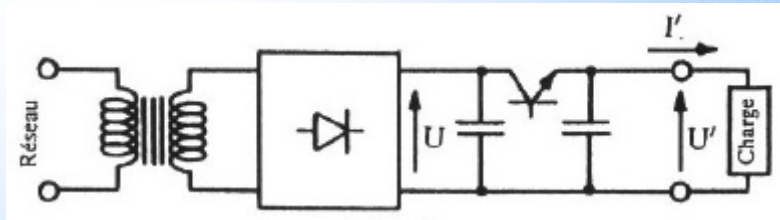
Formes d'ondes simplifiées



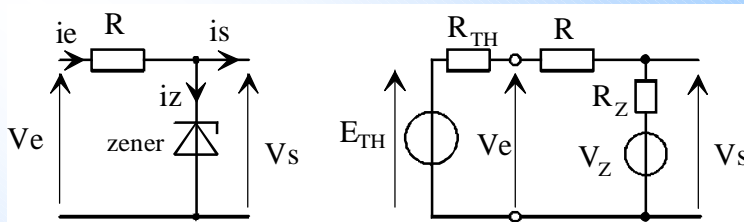
Plan de l'étude des alimentations

1. Alimentations faible puissance non isolées
2. Alimentations à isolation BF
- 3. Régulation linéaire**
 - **Régulation par zener**
 - **Transistor ballast**
 - **Régulateurs intégrés**
4. Régulation à découpage
5. Alimentations à découpage
6. Comparaison découpage / linéaire
7. Bibliographie

3) Régulation linéaire



3.1) Régulation par diode ZENER



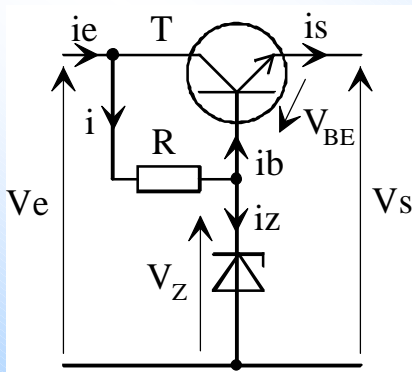
Conditions de fonctionnement

$$\begin{cases} V_e > V_Z \\ I_s < I_{Z_{max}} = \frac{V_{e_{max}} - V_Z}{R + R_Z} \\ R \leq \frac{V_{e_{min}} - V_Z}{I_{s_{max}} - I_{Z_{min}}} \\ P_Z = V_Z \cdot I_{Z_{max}} \leq P_{ZM} \\ P_R = \frac{(V_{e_{max}} - V_Z)^2}{R} \end{cases}$$

Exemple :

$$\begin{aligned} V_e &\in [18V; 20V] \\ V_s = V_Z &= 12V \text{ et } I_{Z_{min}} = 2 \text{ mA} \\ I_s &\leq 10 \text{ mA} \\ R &\leq \frac{18-12}{10+2} = 500\Omega ; R = 470\Omega \\ P_R &= \frac{(22-12)^2}{470} = 0,21 \text{ W} \Rightarrow \frac{1}{4} \\ P_Z &= 12 \frac{22-12}{470} = 0,26 \text{ W} \Rightarrow 400 \text{ mW} \quad (0,15\text{€}) \end{aligned}$$

3.2) Utilisation d'un transistor ballast



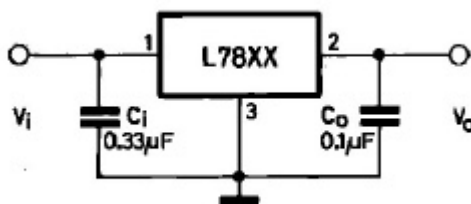
Choix des composants :

$$\begin{cases} V_e > V_{CE \min} + V_s \\ V_s = V_Z - V_{BE} \\ R \leq \frac{V_{e \min} - V_Z}{I_{Z \min} + I_{B \max}} \text{ avec } I_{B \max} = \frac{I_{s \max}}{\beta_{\min} + 1} \\ P_Z = V_Z \cdot \frac{(V_{e \max} - V_Z)}{R} \leq P_{ZM} \\ P_R = \frac{(V_{e \max} - V_Z)^2}{R} \\ P_T = (V_{e \max} - V_s) \cdot I_{s \max} \leq P_{TM} \\ V_{CE \max} = V_{e \max} - V_s \leq V_{(BR)CE0} \end{cases}$$

Attention : la puissance à dissiper par le transistor peut être grande
 ⇒ rendement faible ≤ 50 à 60%

3.2) Régulateur intégré fixe

Intégration de la zener + transistor ballast + protections

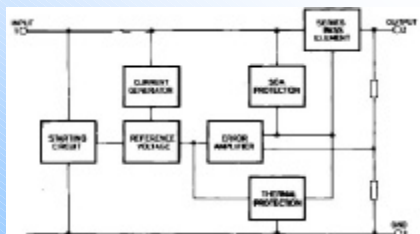


Précautions :

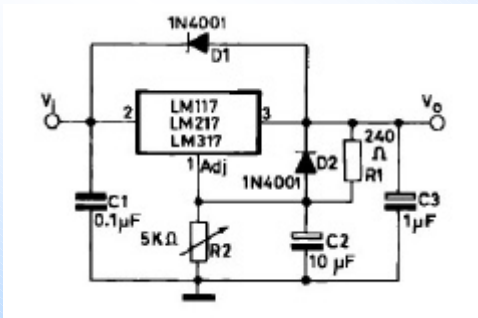
- Capacités de stabilisation
- Tension min = $V_s + 2V$
- Tension max = 35 ou 40V
- Puissance max (dissipateur)

Avantages :

- Protection en court-circuit
- Protection thermique
- Simplicité de mise en oeuvre
- Prix < 1,00 €TTC
- + dissipateur ≈ 2,50 €TTC



3.3) Régulateur intégré ajustable



$$V_s = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ} \cdot R_2$$

$$V_{REF} = 1,25 \text{ V typique}$$

$$I_{ADJ} = 50 \mu\text{A typique}$$

$$V_{e_{max}} = 40 \text{ V}$$

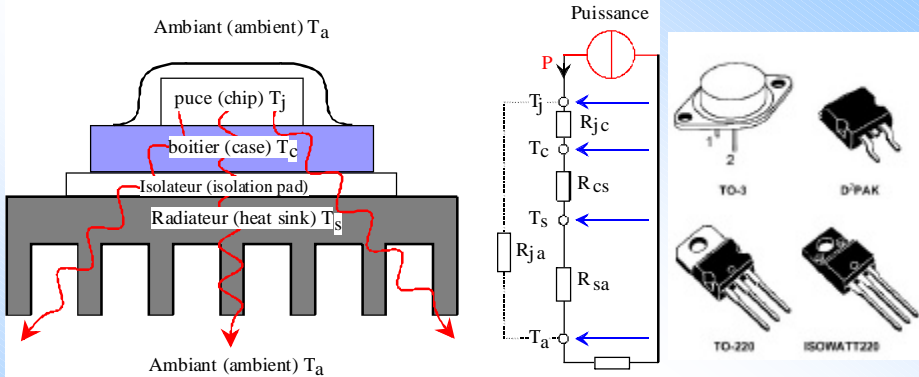
$$I_{s_{max}} = 1,5 \text{ A}$$

- C2 : filtrage du pont diviseur
- D1 : protection contre les court-circuits en entrée
- D2 : décharge de C2 en cas de court-circuit en sortie

3.3) Exemple de composants

Boîtier TO-3		Boîtier TO-39 (métal)	
LM317 LM350 LM338	LM337 LM333	LM317 LM317 L	LM337
Vue de dessous	Vue de dessous	Vue de dessous	Vue de dessous
Boîtier = S	Boîtier = E		
Boîtier TO-220		Boîtier TO-92 (plastique)	
LM317 LM317 M LM350	LM337 LM337 M LM 333	LM317 L	LM337 L
Vue de face	Vue de face	Vue de dessous	Vue de dessous

3.4) Calcul d'un dissipateur



Loi d'ohm thermique	Loi d'ohm électrique
Puissance dissipée : Pd (w)	Courant I (Ampère)
Résistance thermique RTH (°C/W)	Résistance R (Ohm)
Différence de température T (°C)	Différence de potentiel U (Volt)
$T_j - T_a = P_d \cdot R_{TH}$	$V_1 - V_2 = R \cdot I$

	Rth-cs en °C/W			
	Direct	Avec graisse	Avec isolant	Isolant et graisse
TO-3	0,6	0,1	1	0,5
TO-126	1	0,5	6	3
TO-220	1,4	0,3	2,2	0,8

3.5) Alimentations +5V et ±15V



$$V_{AC} = 2 \times 18 \text{ V} + 10\% / -15\%$$

$$I_s(\pm 15\text{V}) = \pm 0,5 \text{ A}$$

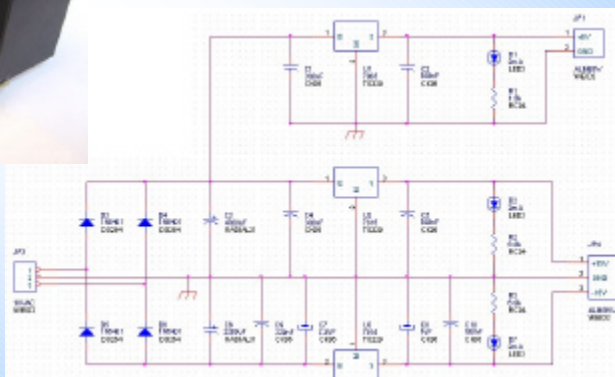
$$P_s = 20 \text{ W}$$

$$I_s(+5\text{V}) = 1 \text{ A}$$

$$\eta = 45\%$$

$$\text{Pertes} = 23 \text{ W}$$

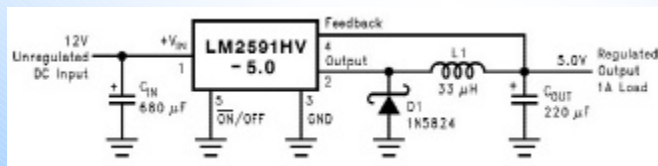
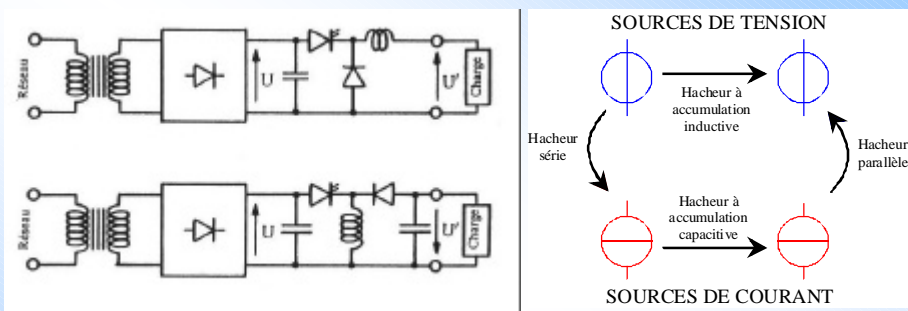
$$\text{Volume} \approx 0,5 \text{ l}$$



Plan de l'étude des alimentations

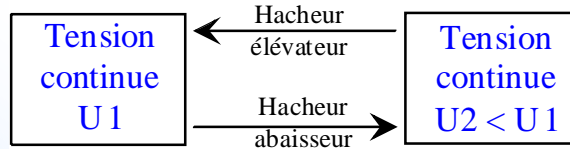
1. Alimentations faible puissance non isolées
2. Alimentations à isolation BF
3. Régulation linéaire
4. Régulation à découpage
 - Hacheur abaisseur de type BUCK
 - Hacheur élévateur de type BOOST
 - Hacheur inverseur de type BUCK-BOOST
 - Hacheur à stockage capacitif de CUK
5. Alimentations à découpage
6. Comparaison découpage / linéaire
7. Bibliographie

4) Régulation à découpage

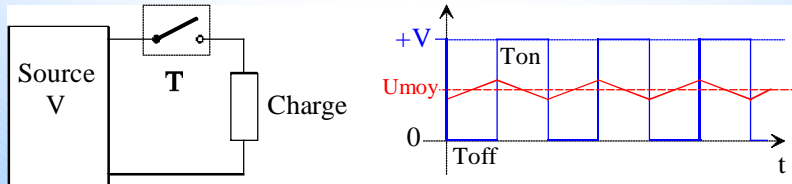


4) Régulation à découpage - Principe

Conversion DC-DC sans isolation



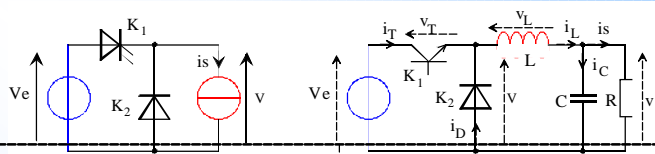
Découpage « haute fréquence » + filtrage



Interrupteur en Tout Ou Rien : peu de pertes

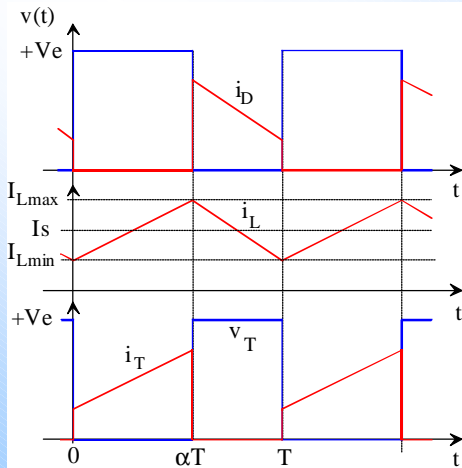
« haute fréquence » : filtre L-C de faible valeur

4.1) Hacheur de type BUCK

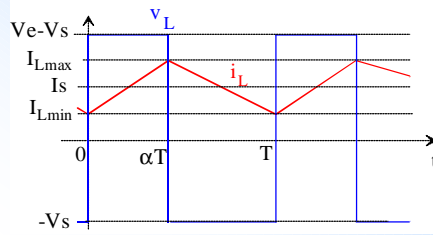


Pour $t \in [0 ; \alpha T]$, le transistor T est fermé	Pour $t \in [\alpha T ; T]$, T est ouvert
L'inductance se charge sous $V_e - V_s$ ($V_e > V_s$).	L'inductance se décharge sous $-V_s$ ($-V_s < 0$).
$i_L(t) = I_{Lmin} + \frac{V_e - V_s}{L}(t-0)$	$i_L(t) = I_{Lmax} - \frac{V_s}{L}(t-\alpha T)$

4.1) BUCK – Grandeurs électriques



Tension et courant de l'inductance :



Relation fondamentale de l'EDP :
La valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle en régime permanent.

$$\langle v_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) \cdot dt = \frac{1}{T} [(Ve - Vs) \times \alpha T + (-Vs) \times (T - \alpha T)] = \alpha Ve + \alpha Vs - Vs(1 - \alpha)$$

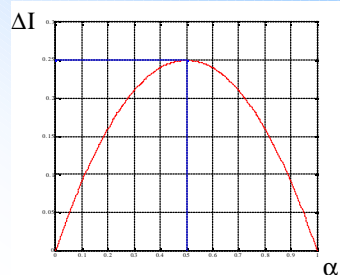
Donc en régime permanent : $V_s = \alpha V_e$

4.1) BUCK – Ondulations

Ondulation du courant dans l'inductance :

$$\Delta I_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{Ve - Vs}{L} \cdot \alpha T = \frac{Ve}{4LF} \cdot \alpha(1 - \alpha)$$

Pour $\alpha = \frac{1}{2}$, on a $\Delta I_{Lmax} = \frac{Ve}{4LF}$



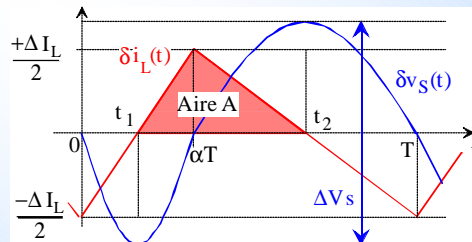
Ondulation de la tension de sortie :

$$i_L(t) = i_C(t) + i_s(t) = I_{Lmoy} + \delta i_L(t)$$

$$\Delta V_s = \int_0^T \frac{dv_C(t)}{dt} \cdot dt = \frac{1}{C} \cdot \int_0^T \delta i_L(t) \cdot dt$$

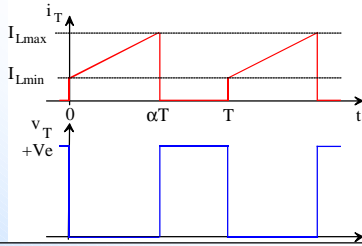
$$\Delta V_s = \frac{1}{C} \left(\frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{\alpha T}{2} \cdot \frac{1}{2} + \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{(1 - \alpha) T}{2} \cdot \frac{1}{2} \right) = \frac{\Delta I_L}{8CF}$$

$$\Delta V_s = \frac{Ve}{8LCF^2} \cdot \alpha(1 - \alpha) \quad \Delta V_{smax} = \frac{Ve}{32LCF^2}$$



4.1) BUCK – Interrupteurs

Le transistor :



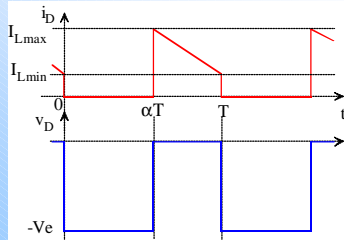
$$I_{Tmax} = I_{TM} = I_{Lmax} = I_s + \alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{V_e}{2LF}$$

$$I_{Tmoy} = I_{T(AV)} = \alpha \cdot I_s = I_{e_{moy}}!$$

$$I_{Teff} = I_{T(RMS)} = \sqrt{\left(I_s^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)} \cdot \alpha$$

$$V_{Tmax} = V_{TM} = +V_e$$

La diode :



$$I_{Dmax} = I_{FRM} = \langle i_L \rangle + \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$= I_s + \alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{V_e}{2LF}$$

$$I_{Dmoy} = I_{F(AV)} = (1 - \alpha) \cdot I_s$$

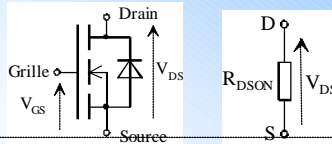
$$I_{Deff} = I_{F(RMS)} = \sqrt{\left(I_s^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)} \cdot (1 - \alpha)$$

$$V_{Dinvmax} = V_{DRM} = +V_e$$

4.1) BUCK – Interrupteurs – Exemples

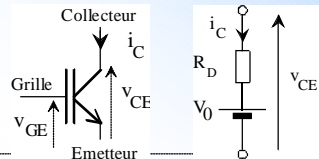
Les pertes statiques dans un transistor MOSFET valent :

$$P_0 = R_{DSon} \cdot I_{DS(RMS)}^2$$



Les pertes statiques dans un transistor bipolaire valent :

$$P_0 = R_D \cdot I_C^2(RMS) + V_{CEsat} \cdot I_{C(AV)}$$

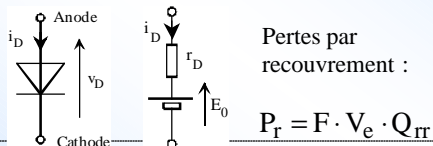


Les pertes dynamiques valent :

$$P_D = \frac{1}{2} F \cdot V_e \cdot I_s \cdot (\Delta t_{ON} + \Delta t_{OFF})$$

Les pertes statiques dans la diode valent :

$$P_0 = R_D \cdot I_F^2(RMS) + V_{D0} \cdot I_{F(AV)}$$



4.1) Facteur de dimensionnement

Pour le transistor : $Fd = \frac{V_{Tmax} \cdot I_{Tmax}}{Ps}$

Rapport entre

la **puissance apparente**
commutée par l'interrupteur

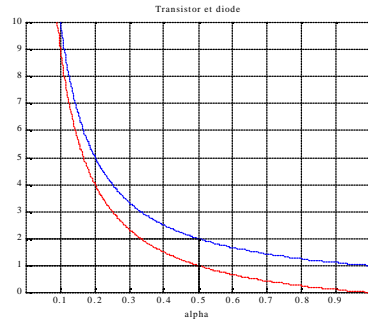
Pour la diode : $Fd = \frac{V_{RRM} \cdot I_{F(AV)}}{Ps}$

et la **puissance transmise** à la charge.

Pour le hacheur BUCK :

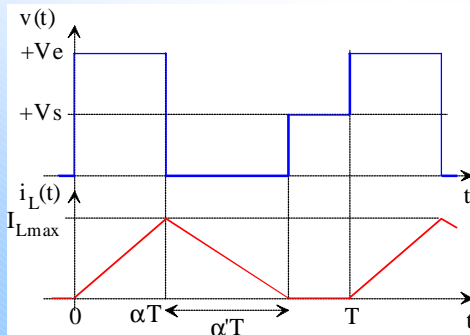
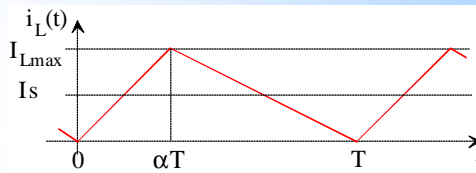
$$Fd = \frac{V_{Tmax} \cdot I_{Tmax}}{Ps} = \frac{1}{\alpha} + \frac{\Delta I_L}{2 \cdot I_s} \approx \frac{1}{\alpha}$$

$$Fd = \frac{V_{RRM} \cdot I_{F(AV)}}{Ps} = \frac{1 - \alpha}{\alpha}$$



4.1) BUCK – Conduction discontinue

Limite $I_{Lmin} = 0$:



$$t \in [0; \alpha T] \quad i_L(t) = \frac{V_e - V_s}{L} \cdot t$$

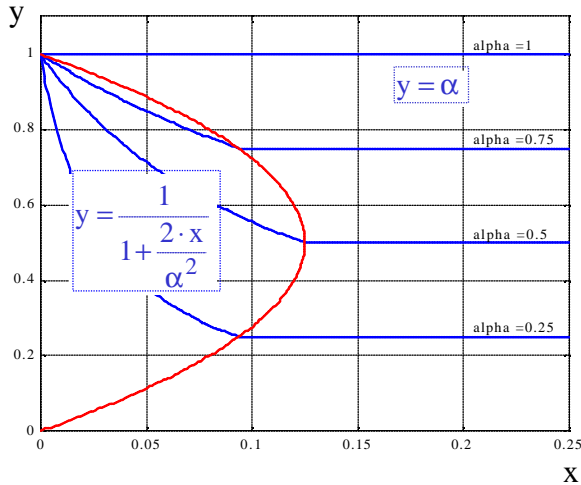
$$t \in [\alpha T; \alpha' T] \quad i_L(t) = -\frac{V_s}{L} \cdot (t - \alpha T) + I_{Lmax}$$

$$I_{Lmax} = \frac{V_s}{L} \cdot \alpha' T = \frac{V_e - V_s}{L} \cdot \alpha T \quad \text{et} \quad \frac{V_s}{V_e} = \frac{\alpha}{\alpha + \alpha'}$$

$$\langle I_L \rangle = I_s = \frac{I_{Lmax}}{2} (\alpha + \alpha') = \frac{\alpha^2}{2} \frac{V_s}{L F V_e} (V_e - V_s)$$

$$V_s = V_e \cdot \frac{1}{1 + \frac{2LF \cdot I_s}{\alpha^2 \cdot V_e}}$$

4.1) BUCK – $V_s = f(I_s)$

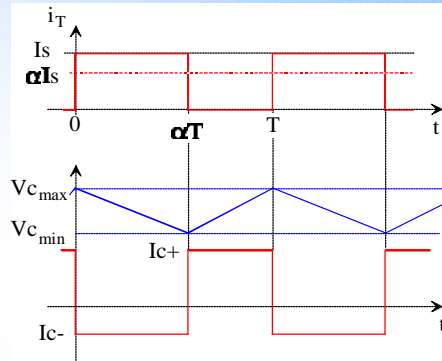
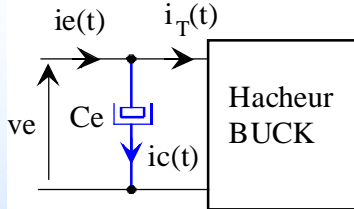


$$y = \frac{V_s}{V_e}$$

$$x = \frac{L \cdot F}{V_e} \cdot I_s$$

$$\left\{ \begin{array}{l} x_{\text{limite}} = \frac{\alpha(1-\alpha)}{2} \\ y_{\text{limite}} = \alpha \end{array} \right.$$

4.1) Filtrage du courant d'entrée



$$\left\{ \begin{array}{l} t \in [0 \quad \alpha T]; i_T = +I_e, v_c(t) = V_{c_{\max}} - \frac{I_s(1-\alpha)}{C_e}(t-0) \\ t \in [\alpha T \quad T]; i_T = 0, v_c(t) = V_{c_{\min}} + \frac{\alpha I_s}{C_e}(t-\alpha T) \end{array} \right.$$

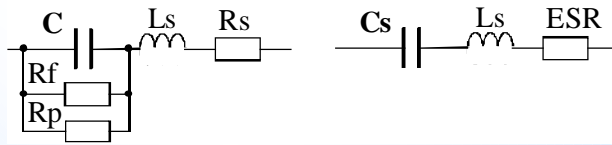
$$\Delta V_c = V_{c_{\max}} - V_{c_{\min}} = \frac{I_s}{C_e}(1-\alpha)\alpha T = \frac{I_s}{C_e \cdot F} \alpha(1-\alpha)$$

$$\Delta V_{c_{\max}} = \frac{I_s}{4 \cdot C_e \cdot F} \text{ pour } \alpha = \frac{1}{2}$$

Remarque : La valeur moyenne du courant dans le condensateur est nulle en régime permanent.

4.1) Filtrage du courant d'entrée

Schéma équivalent d'un condensateur :



$$C_s = C \times \left[1 + \frac{1}{(RC\omega)^2} \right] \quad \text{et} \quad ESR = R_s + \frac{R}{(RC\omega)^2} \quad \text{avec} \quad R = \frac{R_f \cdot R_p}{R_f + R_p}$$

si $ESR \ll \frac{1}{2\pi C_s \cdot F}$ alors $\Delta V_C \approx \frac{\Delta I_C}{2\pi C_s \cdot F}$

si $ESR \gg \frac{1}{2\pi C_s \cdot F}$ alors $\Delta V_C \approx ESR \cdot \Delta I_C$

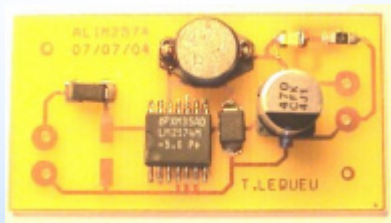
si $ESR \approx \frac{1}{2\pi C_s \cdot F}$ alors $\Delta V_C \approx \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi C_s \cdot F} \right)^2 + (ESR)^2} \cdot \Delta I_C$

Panasonic Aluminum Electrolytic Capacitors/FC

Case size / Impedance / Ripple Current	0.3V to 35V		50V		
	Impedance @ 100kHz		Impedance @ 100kHz		
	20°C	-10°C	20°C	-10°C	Ripple Current max. @ 100 kHz
4 x 7	2.00	5.00	66	-	-
5 x 7	3.55	2.40	120	-	-
6.3 x 7	0.45	1.20	250	-	-
4 x 11	1.20	2.60	120	2.55	5.00
5 x 11	0.60	1.60	175	2.4	4.8
				1.3	2.6

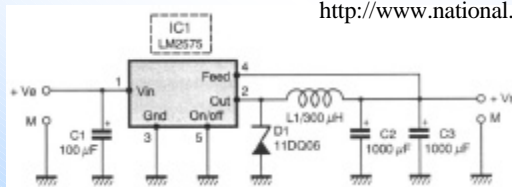
4.1) Exemple d'une alimentation +5V

Le LM2574M-5.0 de National Semiconductor



- F = 52 kHz
- Is = 0,5 A
- Ve = 7 à 40 V
- η = 77%
- ≈ 0,75 W de pertes

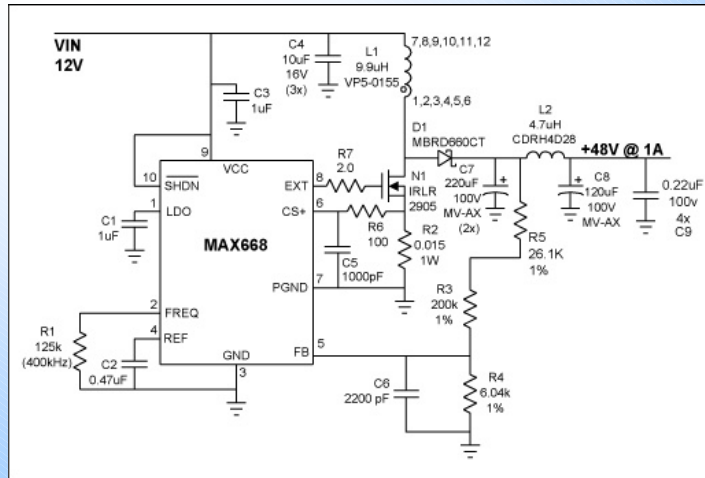
<http://www.national.com/>



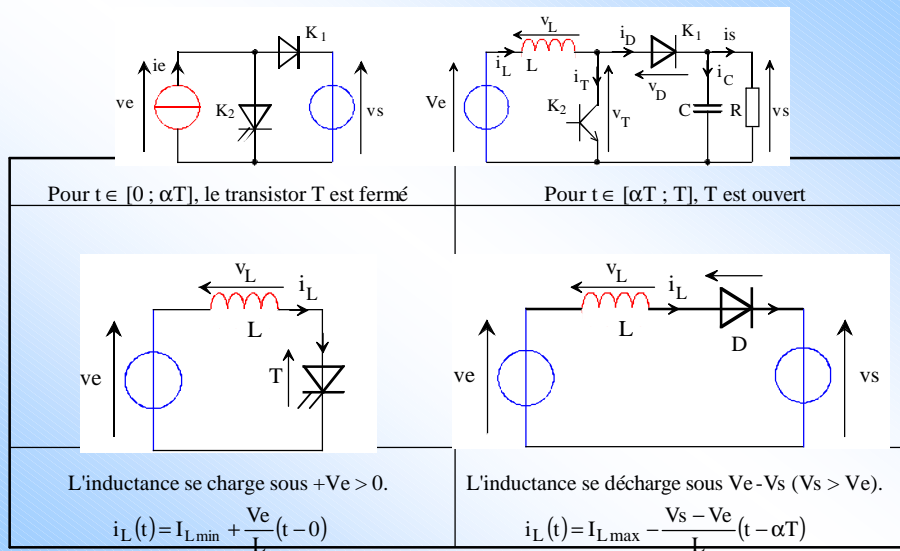
D'après une idée de C. TAVERNIER dans la revue, Electronique Pratique N° 269

Remplacez vos régulateurs 3 pattes, octobre 2002, pp 34-36

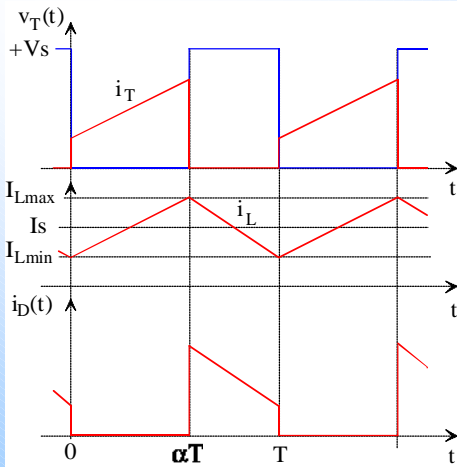
4.2) Hacheur de type BOOST



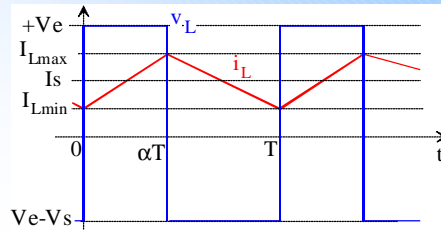
4.2) Hacheur de type BOOST



4.2) BOOST – Grandeurs électriques



Tension et courant de l'inductance :



Relation fondamentale de l'EDP :
La valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle en régime permanent.

$$\langle v_L \rangle = \frac{1}{T} \int_{[T]} v_L(t) \cdot dt = \frac{1}{T} [(V_e) \times \alpha T + (V_e - V_s) \times (T - \alpha T)] = +V_e - V_s(1 - \alpha)$$

Donc en régime permanent :

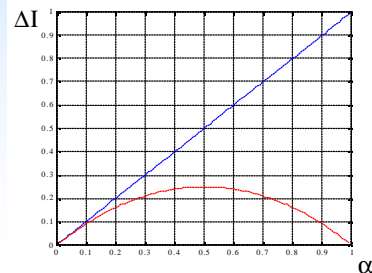
$$V_s = V_e \frac{1}{1 - \alpha}$$

4.2) BOOST – Ondulations

Ondulation du courant dans l'inductance :

$$\Delta I_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{V_e}{L} \cdot \alpha T = \frac{V_e}{LF} \cdot \alpha$$

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{V_e}{LF}$$



Ondulation de la tension de sortie :

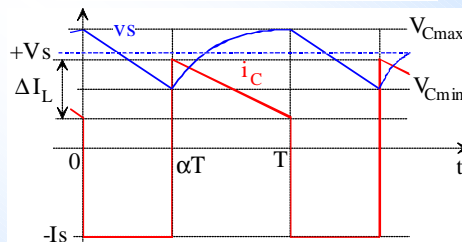
$$i_D(t) = i_C(t) + i_s(t) = I_{Dmoy} + \partial i_D(t)$$

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int i_C(t) \cdot dt = \frac{1}{C} \int (-I_s) \cdot dt = V_{Cmax} - \frac{I_s}{C} t$$

$$\Delta V_s = V_{Cmax} - V_{Cmin} = \frac{I_s}{C} \alpha T = \frac{I_s}{CF} \alpha$$

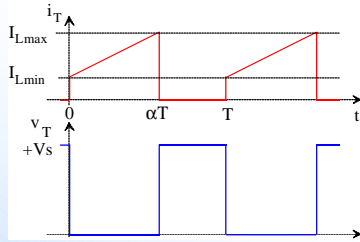
Pour $\alpha = 1$, on a

$$\Delta V_{smax} = \frac{I_s}{CF}$$



4.2) BOOST – Interrupteurs

Le transistor :



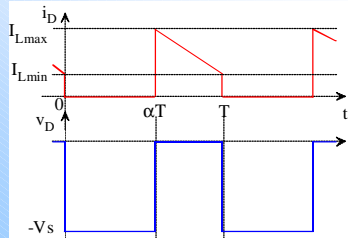
$$I_{T \max} = I_{TM} = I_{L \max} = \frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\alpha \cdot V_e}{2LF}$$

$$I_{T \text{moy}} = I_{T(AV)} = \alpha \cdot I_{e \text{ moy}} = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_s$$

$$I_{T \text{eff}} = I_{T(RMS)} = \sqrt{\left(\left(\frac{I_s}{1-\alpha} \right)^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \cdot \alpha}$$

$$V_{T \max} = V_{TM} = +V_s$$

La diode :



$$I_{D \max} = I_{FRM} = \langle i_L \rangle + \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$= I_e + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\alpha V_e}{2LF}$$

$$I_{D \text{moy}} = I_{F(AV)} = I_s$$

$$I_{D \text{eff}} = I_{F(RMS)} = \sqrt{\left(\left(\frac{I_s}{1-\alpha} \right)^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \cdot (1-\alpha)}$$

$$V_{D \text{ inv max}} = V_{DRM} = +V_s$$

4.2) Facteur de dimensionnement

Pour le transistor : $F_d = \frac{V_{T \max} \cdot I_{T \max}}{P_s}$

Pour la diode : $F_d = \frac{V_{RRM} \cdot I_{F(AV)}}{P_s}$

Pour le hacheur BOOST :

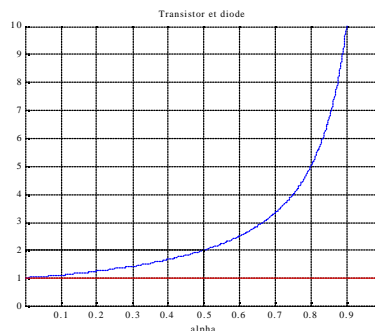
$$F_d = \frac{1}{1-\alpha} + \frac{\Delta I_L}{2 \cdot I_s} \approx \frac{1}{1-\alpha} \xrightarrow{\alpha \rightarrow 1} +\infty$$

$$F_d = \frac{V_{RRM} \cdot I_{F(AV)}}{P_s} = 1 \text{ pour la diode}$$

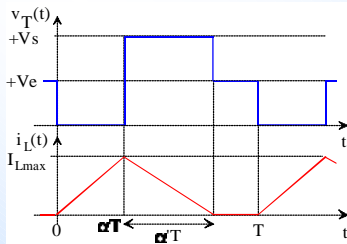
Rapport entre

la **puissance apparente**
commutée par l'interrupteur

et la **puissance transmise** à la charge.



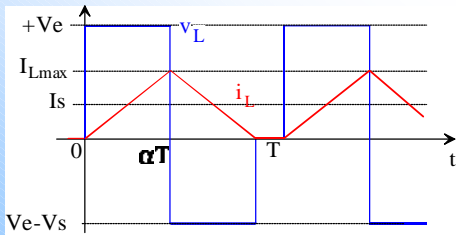
4.2) BOOST – Conduction discontinue



$$t \in [0; \alpha T] \quad i_L(t) = \frac{V_e}{L} \cdot t$$

$$t \in [\alpha T; \alpha' T] \quad i_L(t) = -\frac{V_s - V_e}{L} \cdot (t - \alpha T) + I_{Lmax}$$

$$I_{Lmax} = \frac{V_s}{L} \cdot \alpha' T = \frac{V_e - V_s}{L} \cdot \alpha T \quad \text{et} \quad \alpha' = \alpha \cdot \frac{V_e}{V_s - V_e}$$

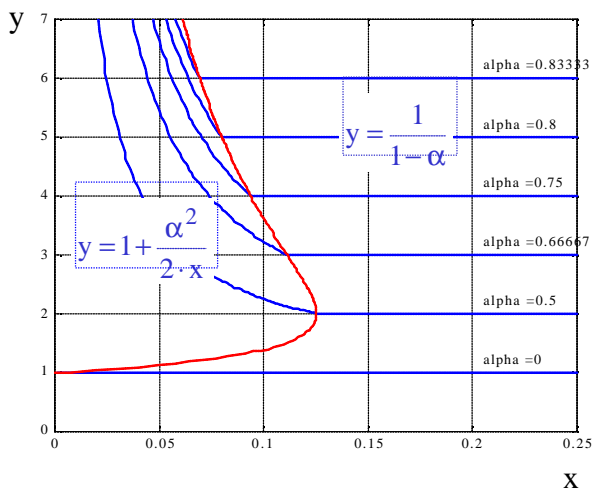


$$\langle I_D \rangle = I_s = \frac{I_{Lmax}}{2} \alpha' = \frac{V_e}{2LF} \alpha^2 \frac{V_e}{V_s - V_e}$$

$$\text{soit } I_s = \frac{\alpha^2}{2LF} \cdot \frac{V_e^2}{V_s - V_e}$$

$$V_s = V_e + \frac{\alpha^2 \cdot V_e^2}{2LF \cdot I_s}$$

4.2) BOOST – $V_s = f(I_s)$

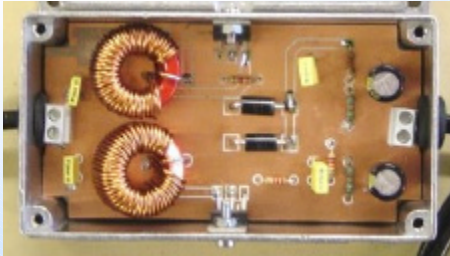


$$y = \frac{V_s}{mV_e}$$

$$x = \frac{L \cdot F}{V_e} \cdot I_s$$

$$x_{limite} = \frac{y_{limite} - 1}{2 \cdot (y_{limite})^2}$$

4.2) Adaptateur +12V vers +19V



Le LM2577T-adj

$$F = 52 \text{ kHz}$$

$$I_s = 3,5 \text{ A}$$

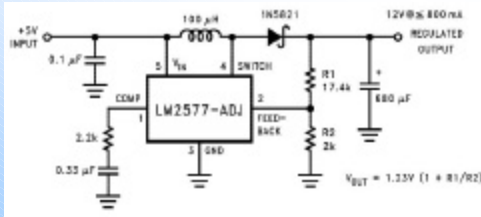
$$V_s = 19 \text{ V}$$

$$V_e = 7 \text{ à } 13 \text{ V}$$

$$I_e = 12 \text{ à } 7 \text{ A}$$

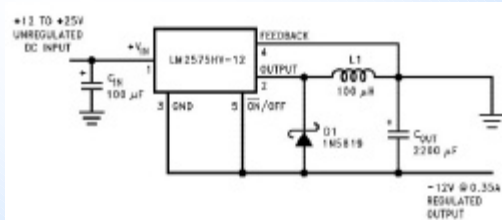
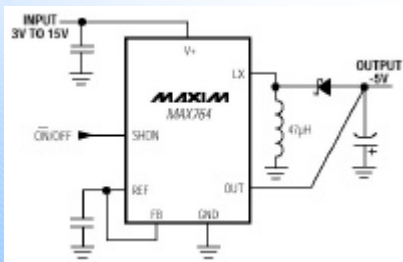
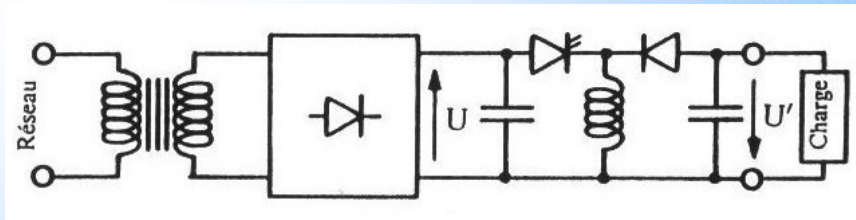
<http://www.national.com/>

2x

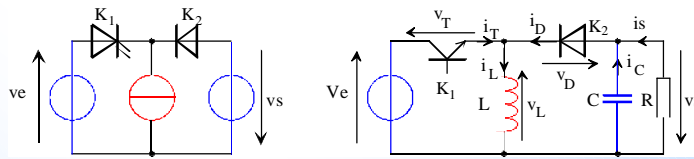


D'après une idée de Y. EL HASSANI, T. VARACHAUD, projet IUT GEII Tours, 2003/2004
Alimentation pour ordinateur portable 19V-3,5A à partir d'une batterie de 12V

4.3) Hacheur de type BUCK-BOOST

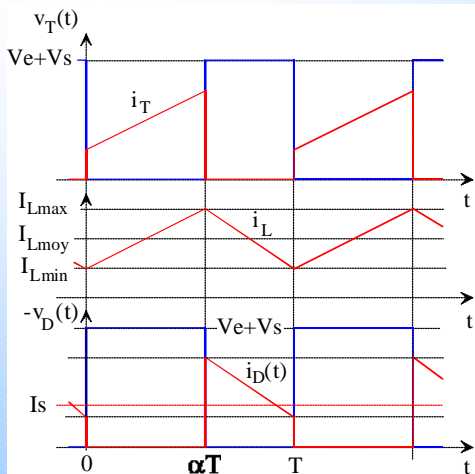


4.3) Hacheur de type BUCK-BOOST

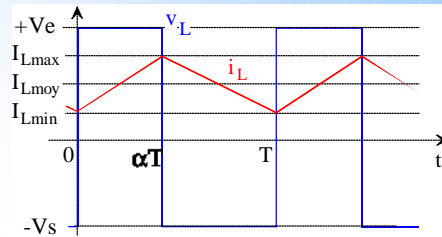


Pour $t \in [0 ; \alpha T]$, le transistor T est fermé	Pour $t \in [\alpha T ; T]$, T est ouvert
L'inductance se charge sous $+Ve > 0$. $i_L(t) = I_{Lmin} + \frac{Ve}{L}(t-0)$	L'inductance se décharge sous $-Vs (Vs > 0)$. $i_L(t) = I_{Lmax} - \frac{Vs}{L}(t-\alpha T)$

4.3) BUCK-BOOST – Grandeurs électriques



Tension et courant de l'inductance :



Relation fondamentale de l'EDP :
La valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle en régime permanent.

$$\langle v_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) \cdot dt = \frac{1}{T} [(+Ve) \times \alpha T + (-Vs) \times (T - \alpha T)] = +Ve \cdot \alpha - Vs(1 - \alpha)$$

Donc en régime permanent :

$$Vs = Ve \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

4.3) BUCK-BOOST – Ondulations

Ondulation du courant dans l'inductance :

$$\Delta I_L = I_{L\max} - I_{L\min} = \frac{V_e}{L} \cdot \alpha T = \frac{V_e}{LF} \cdot \alpha$$

$$\Delta I_{L\max} = \frac{V_e}{LF}$$

Ondulation de la tension de sortie :

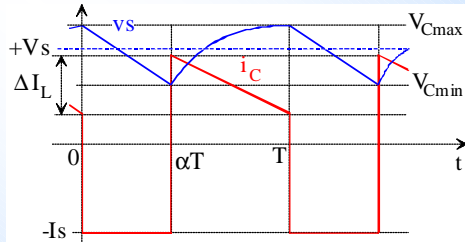
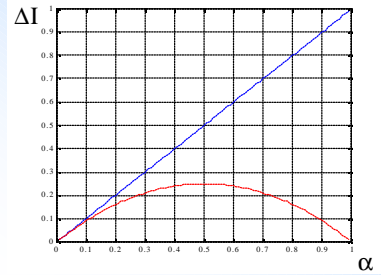
$$i_D(t) = i_C(t) + i_S(t) = I_{D\text{moy}} + \partial i_D(t)$$

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int i_C(t) \cdot dt = \frac{1}{C} \int (-I_S) \cdot dt = V_{C\max} - \frac{I_S}{C} t$$

$$\Delta V_S = V_{C\max} - V_{C\min} = \frac{I_S}{C} \alpha T = \frac{I_S}{CF} \alpha$$

Pour $\alpha = 1$, on a

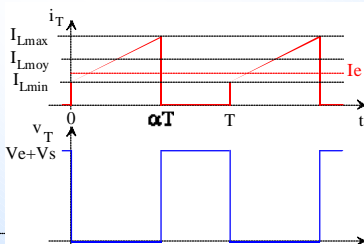
$$\Delta V_{S\max} = \frac{I_S}{CF}$$



Rq. : idem hacheur BOOST.

4.2) BUCK-BOOST – Interrupteurs

Le transistor :



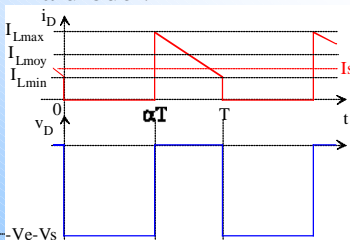
$$I_{T\max} = I_{TM} = I_{L\max} = \frac{I_S}{1-\alpha} + \frac{\alpha \cdot V_e}{2LF}$$

$$I_{T\text{moy}} = I_{T(AV)} = \alpha \cdot I_{e\text{moy}} = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_S$$

$$I_{T\text{eff}} = I_{T(RMS)} = \sqrt{\left(\left(\frac{I_S}{1-\alpha} \right)^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \cdot \alpha}$$

$$V_{T\max} = V_{TM} = +V_S$$

La diode :



$$I_{D\max} = I_{FRM} = \langle i_L \rangle + \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$= I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{I_S}{1-\alpha} + \frac{\alpha V_e}{2LF}$$

$$I_{D\text{moy}} = I_{F(AV)} = I_S$$

$$I_{D\text{eff}} = I_{F(RMS)} = \sqrt{\left(\left(\frac{I_S}{1-\alpha} \right)^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \cdot (1-\alpha)}$$

$$V_{D\text{inv}\max} = V_{DRM} = +V_S$$

4.3) Facteur de dimensionnement

Pour le transistor : $Fd = \frac{V_{Tmax} \cdot I_{Tmax}}{Ps}$

Rapport entre

la **puissance apparente**
commutée par l'interrupteur

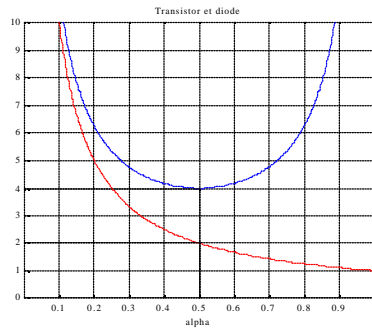
Pour la diode : $Fd = \frac{V_{RRM} \cdot I_{F(AV)}}{Ps}$

et la **puissance transmise** à la charge.

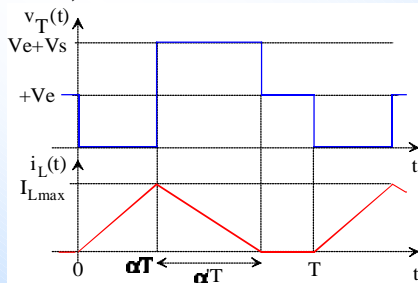
Pour le hacheur BUCK-BOOST :

$$Fd = \frac{1}{\alpha(1-\alpha)} + \frac{\Delta I_L}{2 \cdot I_s} \approx \frac{1}{\alpha(1-\alpha)}$$

$$Fd = \frac{V_{RRM} \cdot I_{F(AV)}}{Ps} = \frac{1}{\alpha}$$



4.3) BUCK-BOOST – Conduction discontinue



$$t \in [0; \alpha T] \quad i_L(t) = \frac{V_e}{L} \cdot t$$

$$t \in [\alpha T; \alpha' T] \quad i_L(t) = -\frac{V_s}{L} \cdot (t - \alpha T) + I_{Lmax}$$

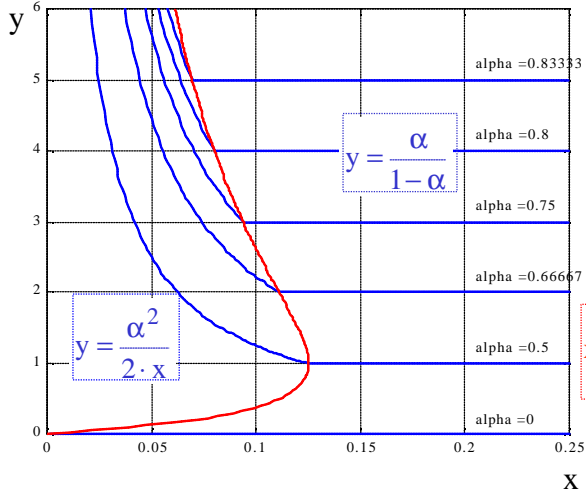
$$I_{Lmax} = \frac{V_s}{L} \cdot \alpha' T = \frac{V_e}{L} \cdot \alpha T \quad \text{et } \alpha' = \alpha \cdot \frac{V_e}{V_s}$$

$$\langle I_D \rangle = I_s = \frac{I_{Lmax}}{2} \alpha' = \frac{V_e}{2LF} \alpha^2 \frac{V_e}{V_s}$$

$$\text{soit } I_s = \frac{\alpha^2}{2LF} \cdot \frac{V_e^2}{V_s}$$

$$V_s = \frac{\alpha^2 \cdot V_e^2}{2LF \cdot I_s}$$

4.3) BUCK-BOOST – $V_s = f(I_s)$



$$y = \frac{V_s}{V_e}$$

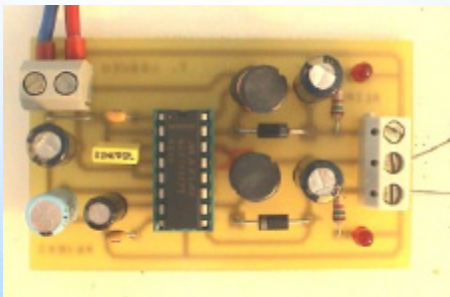
$$x = \frac{L \cdot F}{V_e} \cdot I_s$$

$$x_{\text{limite}} = \frac{y_{\text{limite}}}{2 \cdot (1 + y_{\text{limite}})^2}$$

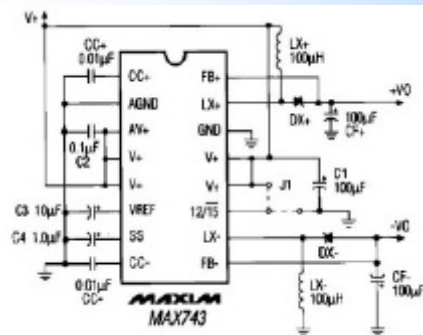
4.3) +15V/-15V à partir du +5V

Le MAX743 de MAXIM

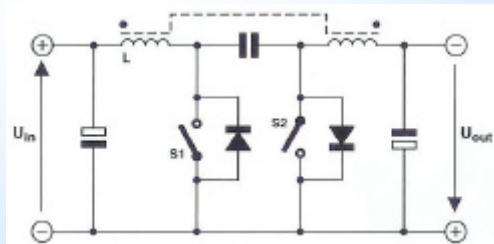
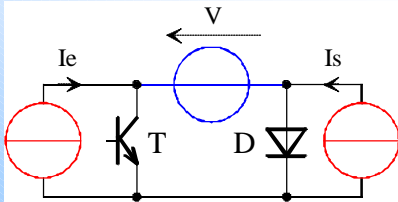
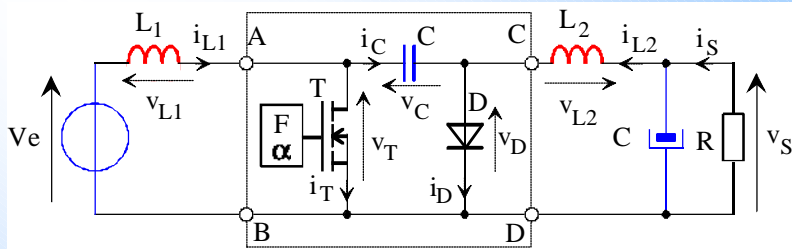
<http://www.maxim.com/>



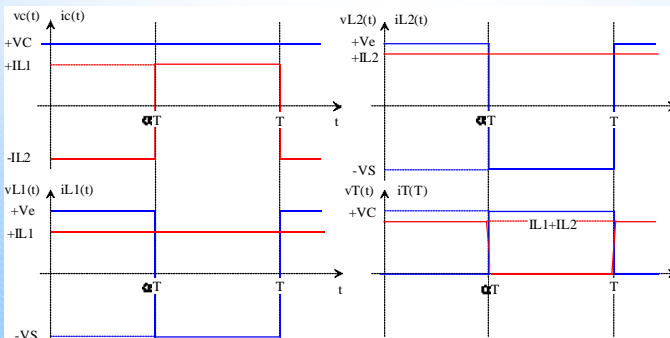
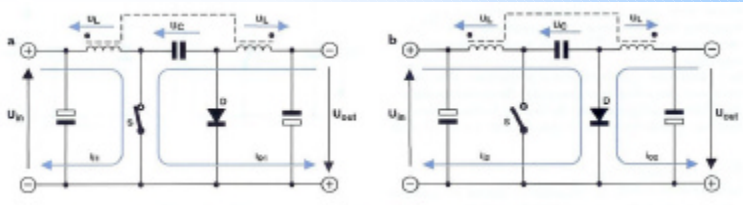
$F = 200 \text{ kHz}$
 $I_s = \pm 100 \text{ mA}$
 $\eta = 82 \%$



4.4) Hacheur de type CUK



4.4) CUK – Grandeurs électriques

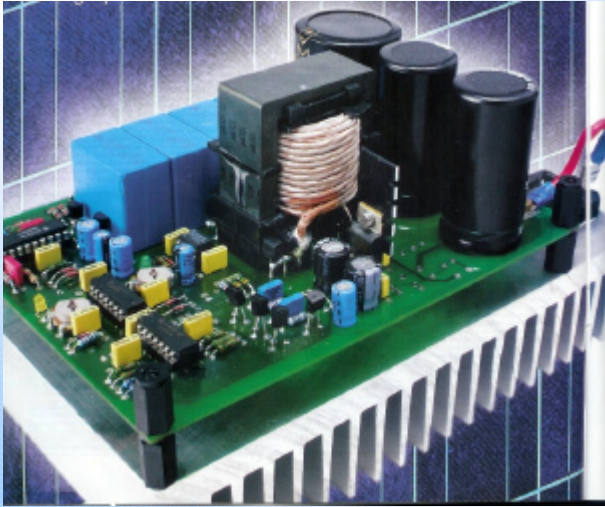


En régime permanent :

$$\begin{cases} v_e \approx v_T \approx (1-\alpha) \cdot V_C \\ v_s \approx v_D \approx \alpha \cdot V_C \end{cases}$$

$$v_s = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot v_e$$

4.4) Exemple de hacheur CUK 500W



$V_e = 20 \text{ V à } 45 \text{ V}$

$V_s = 0 \text{ V à } 100 \text{ V}$

$I_s = 0 \text{ A à } 5 \text{ A}$

$\eta > 85\%$

Elektor, janvier 2005,
revue N° 319, pp. 27-32
*Convertisseur Cuk - Pour
100 V et 5 A.*

4.5) Bilan des hacheurs non isolés

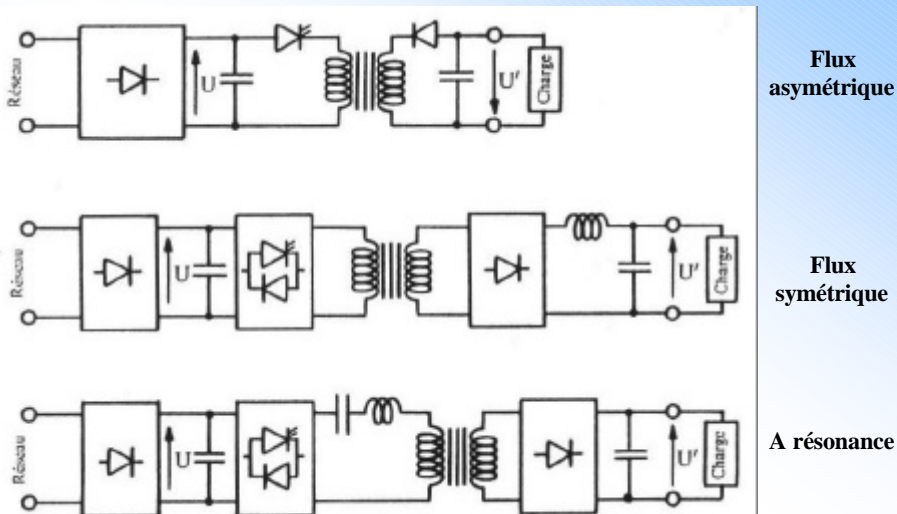
	Hacheur série (BUCK)	Hacheur parallèle (BOOST)	Hacheur à accumulation Inductive (BUCK-BOOST)	Hacheur à accumulation Capacitive (CUK)
Figures				
$y = \frac{V_s}{V_e}$	α (Abaisseur)	$\frac{1}{1-\alpha}$ (Élévateur)	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$
V_{Tmax}	V_e	V_s	$V_e + V_s$	$\frac{V_e + \alpha V_s}{1-\alpha}$
V_{Cmax}				$\frac{V_e + \alpha V_s}{1-\alpha} \cdot \frac{2CF}{C_s}$
I_{Tmax}	$I_s + \frac{\alpha(1-\alpha)V_e}{2LF}$	$\frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\alpha V_e}{2LF}$	$\frac{I_s + \alpha V_e}{1-\alpha} \cdot \frac{2LF}{L_s}$	$\frac{I_s + \alpha V_e}{1-\alpha} \cdot \frac{2LF}{L_s}$
I_{Cmax}	$(1-\alpha)I_s$	I_s	I_s	I_s
F_d	$T_p : \frac{1}{\alpha}, D : \frac{1-\alpha}{\alpha}$	$T_p : \frac{1}{1-\alpha}, D : 1$	$T_p : \frac{1}{\alpha(1-\alpha)}, D : \frac{1}{\alpha}$	$T_p : \frac{1}{\alpha(1-\alpha)}, D : \frac{1}{\alpha}$
α_{max}	1	$1 - \sqrt{\frac{R_s}{R}}$	$1 - \sqrt{\frac{R_s}{R_s + R}}$	$1 - \sqrt{\frac{R_s}{R_s + R}}$
y_{max}	$\frac{R}{R + R_s}$	$\frac{1}{2} \sqrt{\frac{R}{R_s}}$	$\frac{1 - \sqrt{\frac{R_s}{R_s + R}}}{2 \sqrt{\frac{R_s}{R_s + R}}}$	$\frac{R}{2 \sqrt{R_s(R_s + R)}}$
$i_e(t)$	Discontinu	Continu	Discontinu	Continu
i_{eff}	Faible	Fort	Fort	Faible

J.-P. FERRIEUX, F. FOREST, *Alimentations à découpage - Convertisseurs à résonance*, Dunod, 3e édition revue et augmentée, 1999.

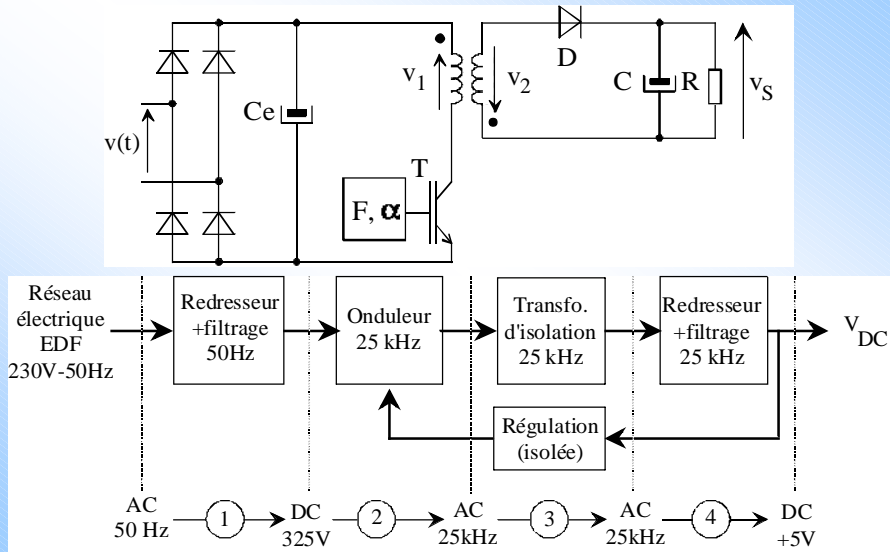
Plan de l'étude des alimentations

1. Alimentations faible puissance non isolées
2. Alimentations à isolation BF
3. Régulation linéaire
4. Régulation à découpage
- 5. Alimentations à découpage**
 - **Asymétrique FLYBACK**
 - **Asymétrique FORWARD**
 - **Symétrique PUSH-PULL**
 - **Symétrique en DEMI-PONT**
 - **Symétrique en PONT**
6. Comparaison découpage / linéaire
7. Bibliographie

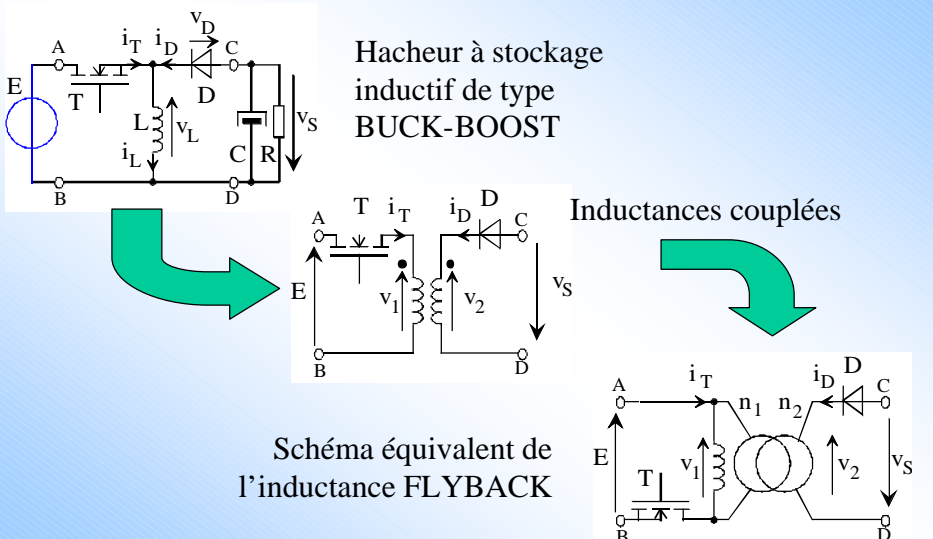
5) Alimentations à découpage



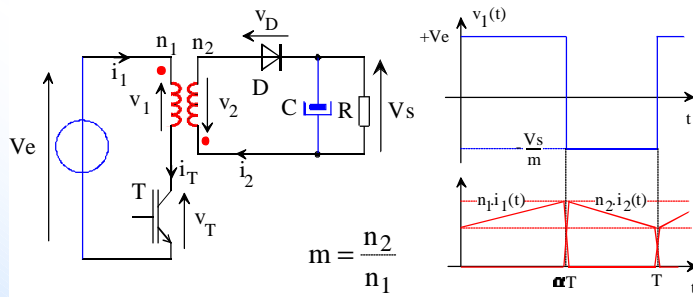
5.1) Alimentation FLYBACK



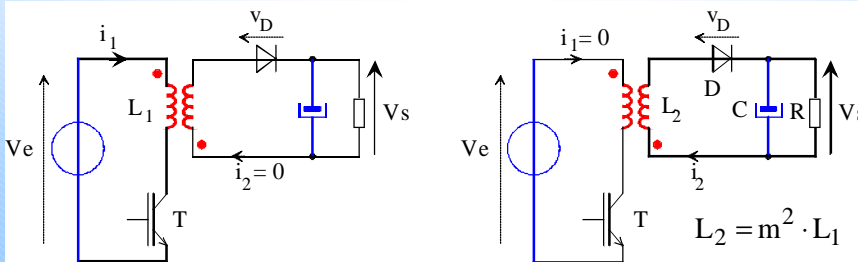
5.1) FLYBACK - Principe



5.1) FLYBACK – Fonctionnement



$$m = \frac{n_2}{n_1}$$



5.1) FLYBACK – Relations

$t \in [0 ; \alpha T]$	$t \in [\alpha T ; T]$
Test ON: $V_T \equiv 0$ et $v_1 = +V_e$ et $v_2 = +m \cdot V_e$ $\Rightarrow v_D = -v_2 - V_s = -mV_e - V_s < 0$: Diode OFF $\Rightarrow i_2 = 0$ et $n_1 \cdot i_1 = n_1 \cdot i_{10}$ $v_1 = +L_1 \frac{di_{10}}{dt} = +V_e$	Test OFF: $i_2 > 0$ et D est ON $\Rightarrow v_2 = -V_s$ et $v_1 = \frac{-V_s}{m}$ donc $v_T = V_e + \frac{V_s}{m}$ $i_1 = 0$ donc $n_2 \cdot i_2 = n_1 \cdot i_{10} \Leftrightarrow i_2 = \frac{i_{10}}{m}$ $v_1 = +L_1 \frac{di_{10}}{dt} = \frac{-V_s}{m}$
$i_{10}(t) = \frac{V_e}{L_1} \cdot (t - 0) + I_{1min}$	$i_{10}(t) = \frac{-V_s}{m \cdot L_1} \cdot (t - \alpha T) + I_{1max}$

Valeur moyenne de la tension de sortie :

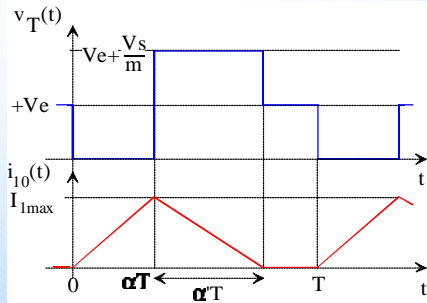
$$V_s = m \cdot V_e \cdot \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$m = \frac{n_2}{n_1}$$

Ondulation du courant d'entrée : $\Delta I_1 = \frac{\alpha \cdot V_e}{L_1 \cdot F}$

Ondulation de la tension de sortie : $\Delta V_s = \frac{I_s}{C \cdot F} \alpha$

5.1) FLYBACK – Discontinu



$$i_{10}(t) = \frac{V_e}{L_1} \cdot (t-0) + 0$$

$$I_{1max} = \frac{V_e}{L_1} \cdot \alpha T$$

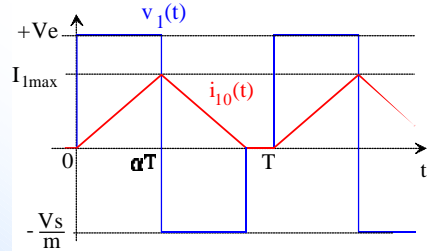
$$i_{10}(t) = -\frac{V_s}{m \cdot L_1} \cdot (t - \alpha T) + I_{1max}$$

$$I_{1max} = \frac{V_s}{m \cdot L_1} \cdot \alpha' T$$

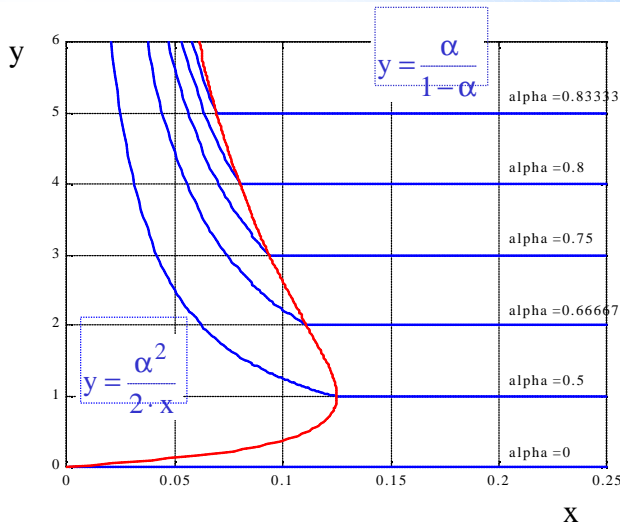
$$\alpha' = \alpha \cdot \frac{m \cdot V_e}{V_s}$$

$$\langle i_D \rangle = I_s = \frac{\alpha^2}{2 \cdot L_2 \cdot F} \cdot \frac{m^2 \cdot V_e^2}{V_s}$$

$$V_s = \frac{\alpha^2 \cdot m^2 \cdot V_e^2}{2 \cdot L_2 \cdot F \cdot I_s}$$



5.1) FLYBACK – $V_s = f(I_s)$



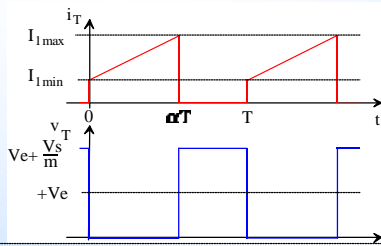
$$y = \frac{V_s}{m V_e}$$

$$x = \frac{L_2 \cdot F}{m \cdot V_e} \cdot I_s = \frac{m \cdot L_1 \cdot F}{V_e} \cdot I_s$$

$$\left\{ \begin{array}{l} x_{\text{limite}} = \frac{\alpha(1-\alpha)}{2} \\ y_{\text{limite}} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \end{array} \right.$$

5.1) FLYBACK – Interrupteurs

Le transistor :



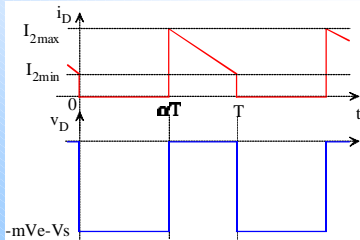
$$I_{TM} = I_{I_{max}} = \frac{m \cdot I_s}{1 - \alpha} + \frac{\alpha \cdot V_e}{2L_1 F}$$

$$I_{T(AV)} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} m \cdot I_s = I_{e_{moy}}!$$

$$I_{T(RMS)} = \sqrt{\left[\left(\frac{m \cdot I_s}{1 - \alpha} \right)^2 + \frac{\Delta I_1^2}{12} \right] \cdot \alpha}$$

$$V_{TM} = V_e + \frac{V_s}{m}$$

La diode :



$$I_{FRM} = \frac{I_s}{1 - \alpha} + \frac{\alpha \cdot V_e}{2mL_1 F}$$

$$I_{F(AV)} = I_s$$

$$I_{F(RMS)} = \sqrt{\left[\left(\frac{I_s}{1 - \alpha} \right)^2 + \frac{\Delta I_1^2}{12} \right] \cdot (1 - \alpha)}$$

$$V_{D_{inv\ max}} = V_{DRM} = +mV_e + V_s$$

5.1) FLYBACK – Choix de α

Facteur de dimensionnement de l'interrupteur :

$$Fd = \frac{V_{TM} \cdot I_{TM}}{P_s} = \frac{1}{\alpha(1 - \alpha)} + \frac{\Delta I_1}{2\alpha \cdot m I_s}$$

Avec $\Delta I_1 = \frac{\alpha \cdot V_e}{L_1 \cdot F}$ et $L_2 = m^2 \cdot L_1$

$$Fd(T) = \frac{1}{\alpha(1 - \alpha)} + \frac{m \cdot V_e}{2 \cdot L_2 \cdot F \cdot I_s}$$

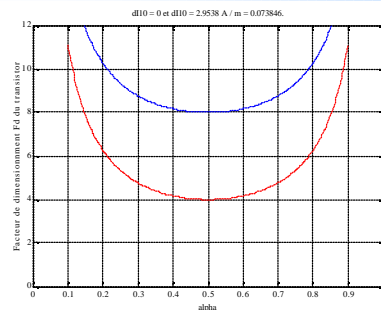
ΔI_1 faible $Fd \approx \frac{1}{\alpha \cdot (1 - \alpha)}$

Pour $\alpha = \frac{1}{2}$, $Fd_{min} = 4$ et $V_{TM} = 2 \cdot V_e$

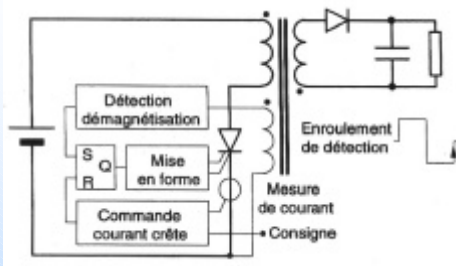
Exemple :

$\Delta I_1 = 3A$ et $I_s = 10 A$

$V_e = 325 V$, $V_s = 24 V$ et $m = 0,0738$



5.1) FLYBACK – Auto-oscillant

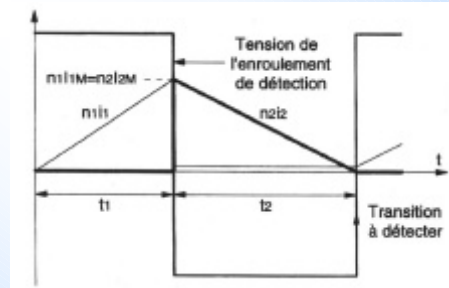


$$\begin{cases} n_1 \cdot I_{1\max} = n_2 \cdot I_2 \max \\ t_1 = \frac{L_1 \cdot I_{1\max}}{V_e} \text{ car } i_{10}(t) = \frac{V_e}{L_1} t + 0 \\ t_1 = \frac{m \cdot L_1 \cdot I_{1\max}}{V_s} \text{ car } i_{10}(t) = 0 - \frac{V_s}{m \cdot L_1} (t - \alpha T) \\ L_2 = m^2 \cdot L_1 \text{ et } F = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2} \end{cases}$$

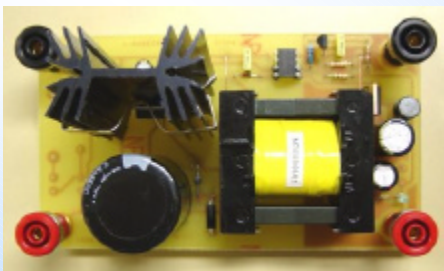
$$F = \frac{V_s}{m \cdot L_1 I_{1\max} \left(1 + \frac{V_s}{m V_e} \right)}$$

$$P = \frac{V_s^2}{R} = W_{EM} \cdot F = \left(\frac{1}{2} L_1 I_{1\max}^2 \right) \cdot F$$

$$F = \frac{R}{2 \cdot m^2 \cdot L_1 \left(1 + \frac{V_s}{m V_e} \right)^2}$$



5.1) FLYBACK – Exemple

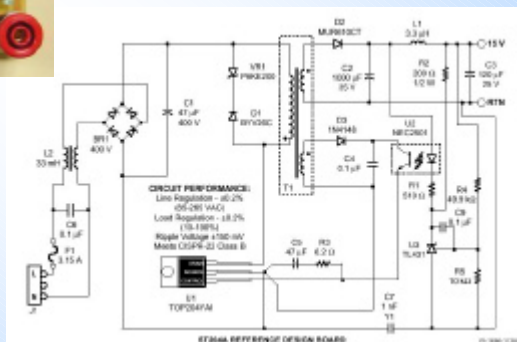
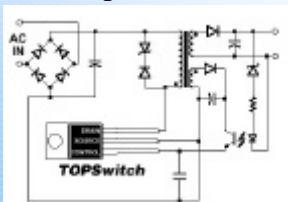


15 V – 2 A – 30 W – 0,5 L

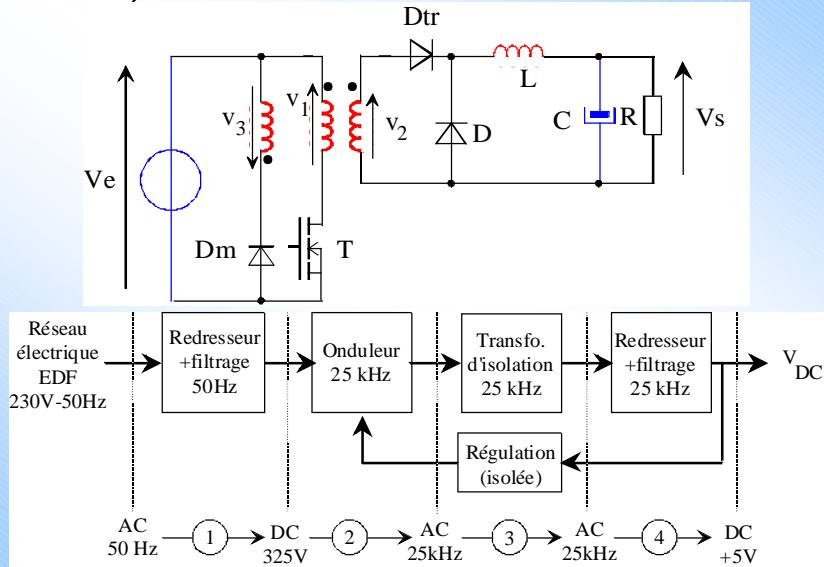
F = 100 kHz, η > 80%

Ve_{eff} = 85 à 265 VAC

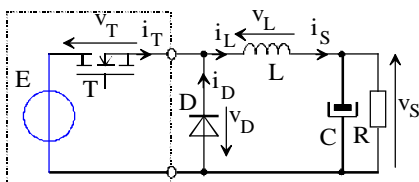
Principe :



5.2) Alimentation FORWARD



5.2) FORWARD - Principe



Hacheur abaisseur
de type BUCK

Transformateur
d'isolement

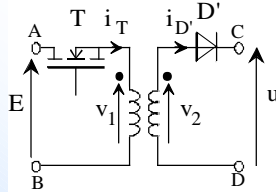
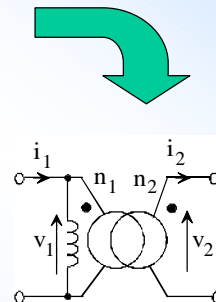
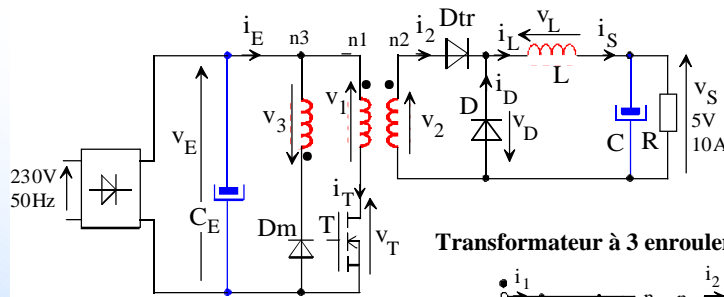


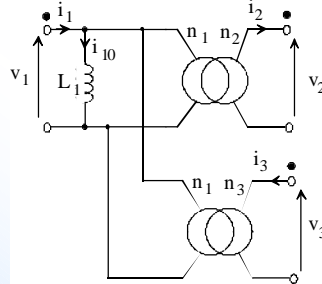
Schéma équivalent du
transformateur FORWARD



5.2) FORWARD – Fonctionnement



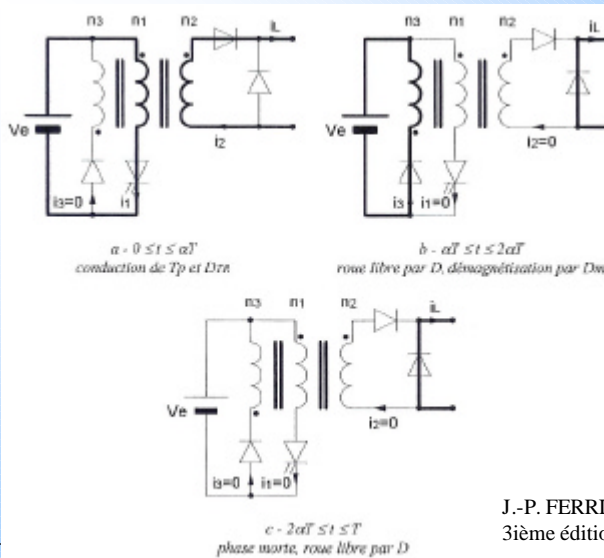
Transformateur à 3 enroulements :



$$\begin{cases} v_1(t) = +n_1 \cdot \frac{d\phi_{\text{spire}}(t)}{dt} \\ v_2(t) = +n_2 \cdot \frac{d\phi_{\text{spire}}(t)}{dt} \\ v_3(t) = +n_3 \cdot \frac{d\phi_{\text{spire}}(t)}{dt} \end{cases} \quad n_1 \cdot \phi_{\text{spire}}(t) = L_1 \cdot i_{10}(t)$$

$$+n_1 \cdot i_1 - n_2 \cdot i_2 + n_3 \cdot i_3 = +n_1 \cdot i_{10}$$

5.2) 3 phases de fonctionnement



$$\beta \cdot T < T$$

Avec $n_3 = n_1$

$$\beta \cdot T = 2\alpha \cdot T$$

$$m' = \frac{n_3}{n_1}$$

$$m = \frac{n_2}{n_1}$$

J.-P. FERRIEUX, F. FOREST,
3ième édition, page 60.

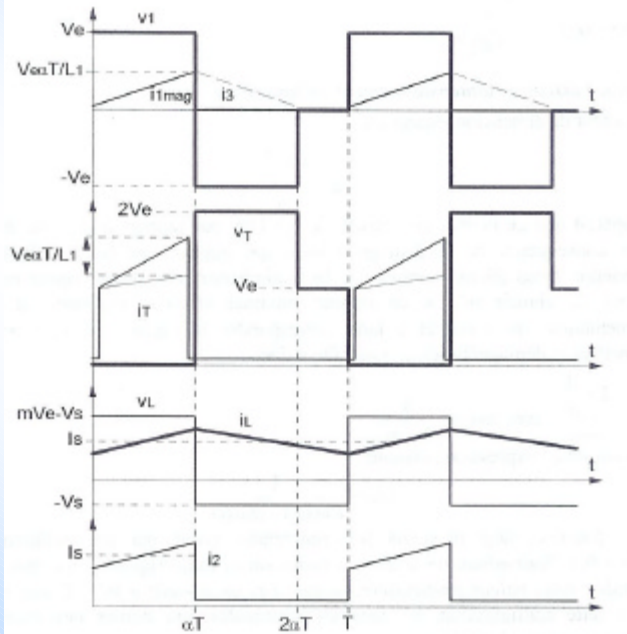
5.2) FORWARD – Évolution des grandeurs électriques

$$V_s = m \cdot \alpha \cdot V_e$$

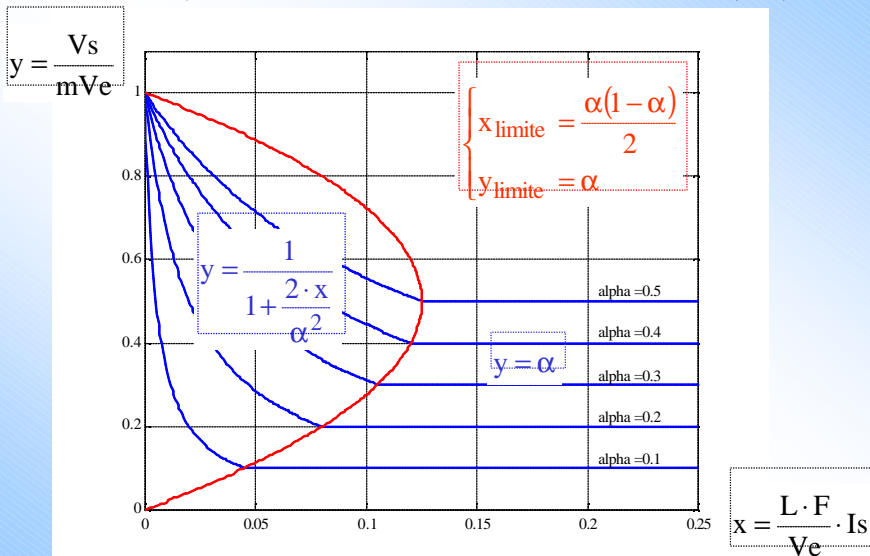
$$\Delta V_s = \alpha(1-\alpha) \frac{m \cdot V_e}{8LC \cdot F^2}$$

$$\Delta I_L = \alpha(1-\alpha) \frac{m \cdot V_e}{L \cdot F}$$

J.-P. FERRIEUX, F. FOREST,
3ième édition, page 61.



5.2) FORWARD – $V_s = f(I_s)$



5.2) FORWARD – Interrupteurs

<p>Interrupteur T :</p> $I_{TM} = m \cdot \left[I_s + \alpha(1-\alpha) \frac{m \cdot V_e}{2 \cdot L \cdot F} \right] + \frac{V_e}{L_1 \cdot F} \cdot \alpha$ $V_{TM} = \left(1 + \frac{1}{m'} \right) \cdot V_e$	<p>Diode Dtr :</p> $V_{RRM} = \frac{m}{m'} \cdot V_e$ $I_{F(AV)} = \alpha \cdot I_s$
<p>Diode Dm :</p> $V_{RRM} = (1 + m') \cdot V_e$ $I_{F(AV)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_e}{L_1 \cdot F} \cdot \alpha \ll I_s$	<p>Diode D</p> $V_{RRM} = m \cdot V_e$ $I_{F(AV)} = (1 - \alpha) \cdot I_s$

5.2) FORWARD – Choix de α

Facteur de dimensionnement de l'interrupteur :

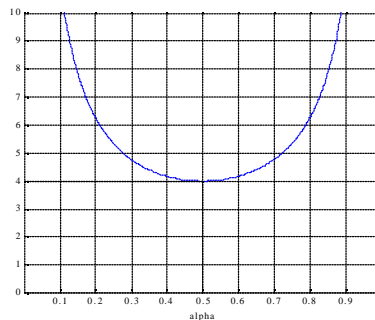
$$Fd = \frac{V_{Tmax} \cdot I_{Tmax}}{P_s} \approx \frac{\left(1 + \frac{1}{m'} \right) \cdot V_e \cdot m \cdot I_s}{\alpha \cdot m \cdot V_e \cdot I_s} = \frac{1 + \frac{1}{m'}}{\alpha}$$

$$I_{10max} = \frac{E}{L_1} \alpha T = \frac{n_1}{n_3} \frac{E}{L_1} \cdot (1 - \alpha) T$$

$$\Rightarrow \alpha \cdot m' = 1 - \alpha \Rightarrow \alpha_{max} = \frac{1}{1 + m'}$$

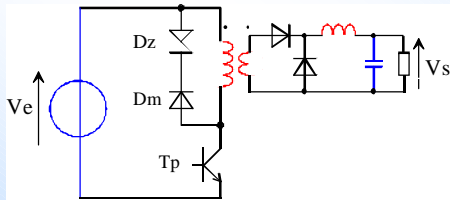
$$Fd = \frac{1}{\alpha_{max} \cdot (1 - \alpha_{max})}$$

Avec $m' = \frac{n_3}{n_1} = 1$, $V_{TM} = 2 \cdot V_e$

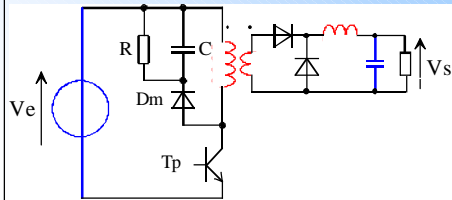


5.2) FORWARD – Démagnétisation

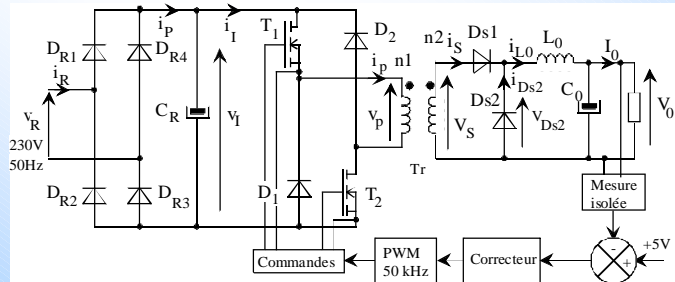
Par diode Zener :



Par réseau RCD :



Par pont
asymétrique :



5.2) Utilisation du circuit magnétique

Circulation de H le long d'une ligne de champ :

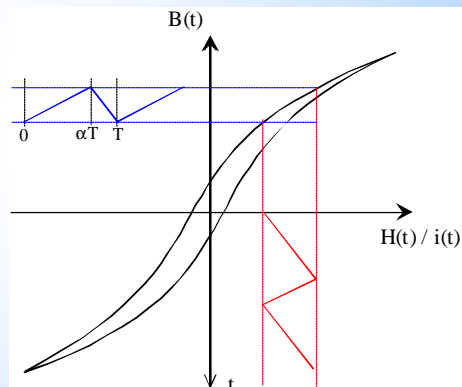
$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = H_{\text{fer}} \cdot L_{\text{fer}} + 2 \cdot e \cdot H_{\text{air}} = \sum n \cdot i(t)$$

$$\Leftrightarrow H_{\text{fer}} \cdot (L_{\text{fer}} + 2 \cdot e \cdot \mu_r) = n_1 \cdot i_{10}(t)$$

Le flux dans le circuit
magnétique vaut :

$$\Phi_{\text{spire}} = B \cdot S_{\text{fer}} = \int v_L(t) \cdot dt$$

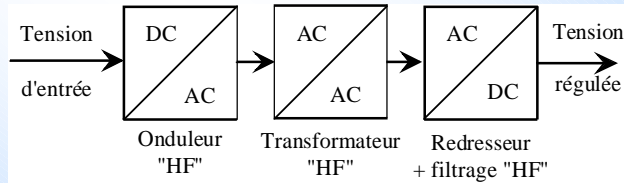
**Le circuit magnétique n'est
utilisé que dans le quadrant
B>0 et H>0 !**



5.3) Alimentations en PONT

Pour une utilisation symétrique du circuit magnétique, il faut une alimentation alternative :

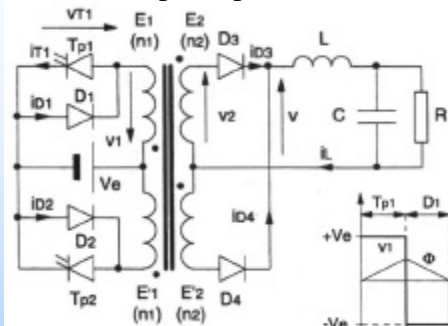
⇒ utilisation d'un onduleur monophasé



- Montage PUSH-PULL
- Montage en DEMI-PONT
- Montage en PONT complet

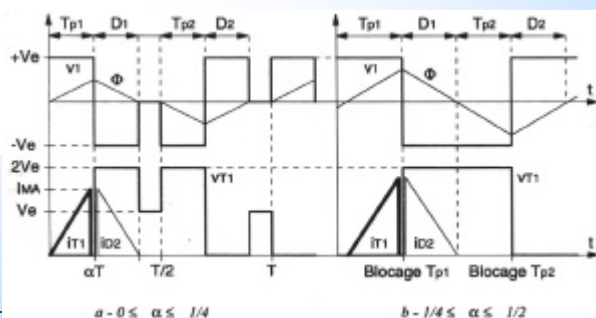
5.3.1) Montage PUSH-PULL

Schéma de principe :



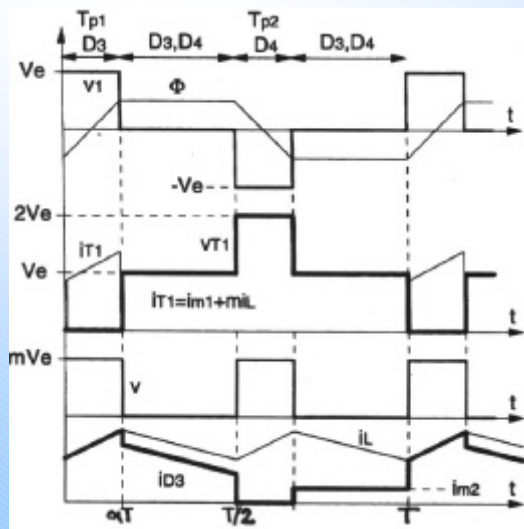
$$\begin{aligned}
 &+ n_1 \cdot i_1 - n'_1 \cdot i'_1 \\
 &+ n_2 \cdot i_2 - n'_2 \cdot i'_2 \quad v_x = n_x \frac{d\phi}{dt} \\
 &= \mathcal{R} \cdot \phi = +n_1 \cdot i_{10}
 \end{aligned}$$

Fonctionnement à vide :



J.-P. FERRIEUX, F. FOREST,
3ième édition, page 66-67.

5.3.1) Montage PUSH-PULL en charge



$$V_s = 2 \cdot \alpha \cdot m \cdot V_e$$

$$m = \frac{n_2}{n_1} \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{1}{2}$$

Transistors Tp1 et Tp2 :

$$V_{T_{\max}} = 2 \cdot V_e \quad F_d = \frac{1}{\alpha}$$

$$I_{T_{\max}} = m \left[I_s + \frac{\alpha(1-\alpha)mV_e}{4L \cdot F} \right] + \frac{\alpha V_e}{2L_1 F}$$

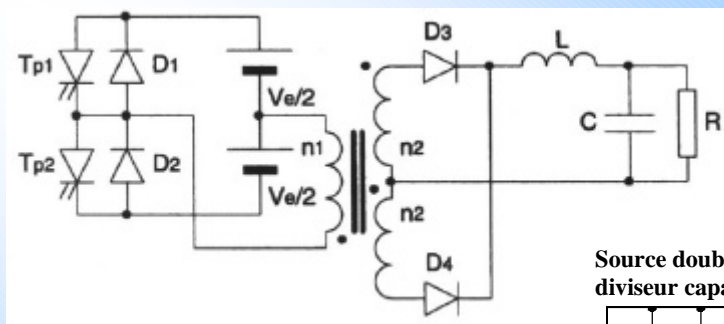
Diodes D3 et D4 :

$$V_{RRM} = 2 \cdot m \cdot V_e$$

$$I_{F(AV)} = \frac{I_s}{2} \quad F_d = \frac{1}{2 \cdot \alpha}$$

J.-P. FERRIEUX, F. FOREST,
3ième édition, page 68.

5.3.2) Montage en DEMI-PONT

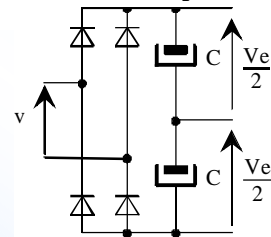


Nouvelles contraintes :

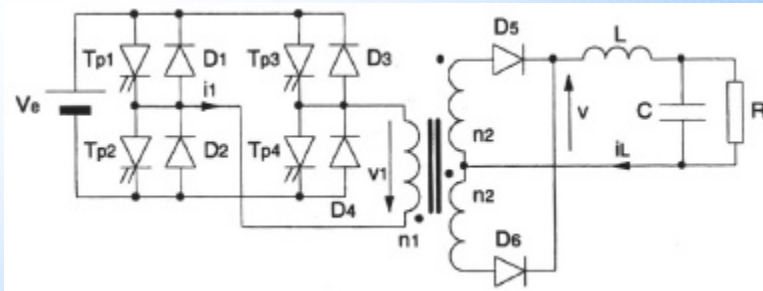
$$V_{T_{\max}} = V_e$$

$$V_{RRM} = m \cdot V_e$$

Source double à diviseur capacitif :

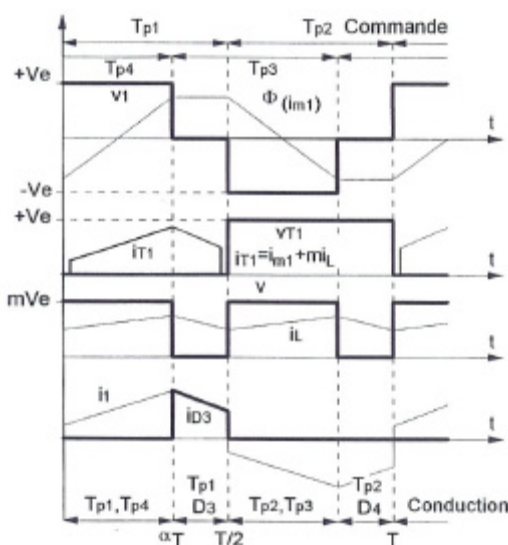


5.3.3) Montage en PONT



- Onduleur monophasé en pont complet à commande décalée :
 - 4 transistors + 4 diodes + commandes isolées
- Redressement double alternance à point milieu :
 - faible chute de tension / 2 secondaires

5.3.3) Montage en PONT



$$V_s = 2 \cdot \alpha \cdot m \cdot V_e \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{1}{2}$$

$$m = \frac{n_2}{n_1}$$

Transistors :

$$V_{Tmax} = 2 \cdot V_e \quad Fd = \frac{1}{2 \cdot \alpha}$$

$$I_{Tmax} = m \left[I_s + \frac{\alpha(1-\alpha)mV_e}{4L \cdot F} \right] + \frac{\alpha V_e}{2L_1 F}$$

Diodes au primaire :

$$V_{RRM} = V_e$$

$$I_{F(AV)} = \frac{(1-2\alpha)}{2} \cdot m \cdot I_s$$

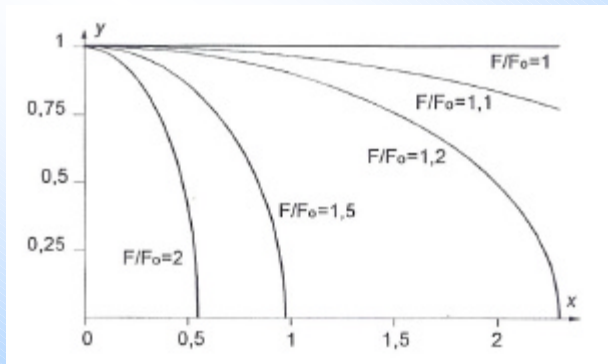
Diodes au secondaire :

$$V_{RRM} = 2 \cdot m \cdot V_e$$

$$I_{F(AV)} = \frac{I_s}{2}$$

J.-P. FERRIEUX, F. FOREST,
3ième édition, page 70.

5.4) Résonance série – $V_s = f(I_s)$



Avec :

$$Q = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cdot \frac{m^2 F_0}{RF}$$

$$= \frac{m V_{C0 \text{ crête}}}{V_s}$$

$$\theta = \pi \frac{F_0}{F}$$

$$y = \sqrt{1 - \frac{1 + \cos(\theta)}{1 - \cos(\theta)} \left[\theta \cdot x + \left(\frac{\theta \cdot x}{2} \right)^2 \right]} = \sqrt{1 - \left(\text{Cotg} \left(\frac{\theta}{2} \right) \right)^2 \left[\theta \cdot x + \left(\frac{\theta \cdot x}{2} \right)^2 \right]}$$

5.4) Résonance série – Contraintes

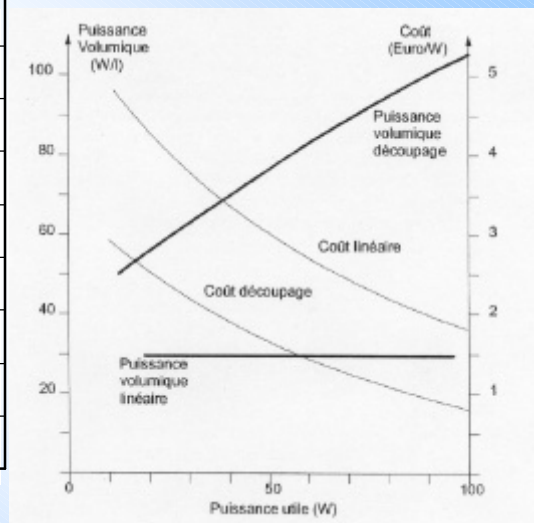
<p>Avantages :</p> <ul style="list-style-type: none"> ➤ Pas de perte à la fermeture ➤ CALC sans pertes ➤ Commutation sous dv/dt faible ➤ Redressement avec di/dt faible ➤ Utilisation symétrique du transformateur ➤ Pas de composante DC (condensateur) ➤ Utilisation de l'inductance de fuite <p style="text-align: center;">Réduction des pertes en commutations</p>	<p>Inconvénients :</p> <ul style="list-style-type: none"> ➤ Dim. en courant $\pi/2$ fois plus grand ➤ Fonctionnement à fréquence variable ➤ Zone (V_s ; I_s) limitée par les CALC et par le rapport $(F/F_0)_{\text{max}}$ ➤ fonctionnement à vide difficile ➤ Contraintes importantes sur L_0 et C_0 ➤ Dimensionnement délicat ➤ Régulation délicate
--	---

Plan de l'étude des alimentations

1. Alimentations faible puissance non isolées
2. Alimentations isolation BF
3. Régulation linéaire
4. Régulation à découpage
5. Alimentations à découpage
- 6. Comparaison découpage / linéaire**
7. Bibliographie

6) Comparaison découpage / linéaire

Caractéristiques	Découpage	Linéaire
Rendement	65 à 90%	35 à 50%
Puissance massique	30 à 300W/kg	10 à 30W/kg
Puissance volumique	50 à 300W/L	20 à 50 W/L
Plage de tension d'entrée	0,85 à 1,2 Un	0,9 à 1,1 Un
Régulation dynamique	5% - 1 ms	1% - 50 μ s
Ondulation résiduelle	1 %	0,1 %
Perturbations CEM	Importantes	Négligeables
M.T.B.F.	60 000 h	100 000 h



J.-P. FERRIEUX, F. FOREST,
3ième édition, page 4-5, (en 1998)

6) Sites internet de fabricants

- [1] : Fairchild - Power Supply Design Toolkit
<http://www.fairchildsemi.com/designcenter/>
- [2] : Linear Technology - SwitcherCAD III
<http://www.linear.com/>
- [3] : National Semiconductor – WeBENCH
<http://www.national.com/appinfo/power/webench/>
- [4] : On Semiconductor - Power 4-5-6 Plus
<http://www.onsemi.com/site.support/models/>
- [5] : STMicroelectronics - VIPer Design
<http://www.st.com/stonline/prodpres/discrete/vipower/vipfm5.htm>
- [6] : Texas Instruments - SWIFT Designer Software
<http://focus.ti.com/docs/tollsw/folders/print/swift-sw.html>
- [7] : Würth – Inductances
<http://www.we-online.com/>
- [8] : Panasonic – Condensateurs faible ESR
Chez <http://www.radiospares.fr>
- Source : Elektor, janvier 2005, revue N° 319, pp. 68-69, *Concevoir des alimentations*

7) Bibliographie

- J.-P. FERRIEUX, F. FOREST, *Alimentations à découpage - Convertisseurs à résonance*, DUNOD, 3e édition, 1999.
- H. SCHREIBER, *300 Schémas d'alimentation : Redresseurs, Alimentations à découpage et Régulateurs linéaires, Convertisseurs*, Dunod, 1998, 244 pages.
- P. MAYE, *Les alimentations électroniques*, 2001, DUNOD, 464 pages.
- G. SEGUIER, *Volume 1 : La conversion alternatif-continu*, Lavoisier TEC&DOC, 2° édition, septembre 1992, 386 pages.
- R. BAUSIERE, F. LABRIQUE, G. SEGUIER, *Volume 3. La conversion continu-continu*, éditions TEC&DOC, 1997.
- G. SEGUIER, *L'électronique de puissance : les fonctions de base et leurs applications - Cours et exercices résolus*, DUNOD, 6eme édition, 1998, 388 pages.
- N. MOHAN, T.M. UNDELAND, W.P. ROBBINS, *Power Electronics - Converters, Applications and Design*, John Wiley & Sons, 1995 second edition, 802 pages.
- P.-T. KREIN, *Element of power electronics*, Oxford University Press, 1997.
- [D3150][D3151][D3152], *Electronique de puissance : Introduction générale*, H. FOCH, R. ARCHES, F. BORDY, Y. CHERON, B. ESCAUT, P. MARTY et M. METZ, Techniques de l'Ingénieur, 1989.
- [E3620], *Systèmes d'alimentation pour équipements électroniques*, A. CAILLOT, Technique de l'Ingénieur, février 1998.
- [E380], *Alimentations continues stabilisées*, B. BOUTOUYRIE, Technique de l'Ingénieur, mai 2002.