



Jean Noël Fiorina

Entré chez Merlin Gerin en 1968 comme agent technique de laboratoire au département ACS - Alimentations Convertisseurs Statiques - il participe à la mise au point des convertisseurs statiques. En 1977, diplômé ingénieur de l'ENSERG après 3 ans de cours du soir, il réintègre le département ACS. D'abord ingénieur de développement puis chargé de projet, il devient ensuite responsable conception au département EPS - Electricity Power Supply -. Il est en quelque sorte le père des onduleurs de moyenne et forte puissance. Aujourd'hui à la Division des Alimentations, il prépare en tant que responsable innovation, les alimentations sans coupure de demain.

n° 159

**onduleurs et
harmoniques
(cas des charges
non linéaires)**

lexique

ASI	Alimentation Statique sans Interruption
CEI	Commission Electrotechnique Internationale
CIGREE	Conférence Internationale des Grands Réseaux Electriques et Electroniques
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion (PWH en anglais)
D	taux global de distorsion
H _n	taux individuel d'harmoniques pour le rang n
φ_n	déphasage de la composante harmonique à t = 0
I _n	courant efficace de la composante harmonique de rang n
U _{réf}	tension de référence
v	facteur de déformation
V _n	tension efficace de la composante harmonique de rang n
Z _{sn}	impédance de sortie pour l'harmonique n

onduleurs et harmoniques (cas des charges non linéaires)

sommaire

1. Introduction		p. 4
2. Caractéristiques des grandeurs alternatives non sinusoïdales	Décomposition harmonique d'une fonction périodique	p. 4
	Valeur efficace d'une grandeur alternative non sinusoïdale	p. 4
	Taux de distorsion	p. 4
	Facteurs de puissance et $\cos \varphi_1$	p. 5
	Facteur de déformation v	p. 5
	Facteur de crête	p. 5
	Lien entre distorsion de courant et de tension	p. 5
	3. Impédances de quelques sources usuelles	
	Impédance d'un transformateur	p. 6
	Impédance d'un alternateur	p. 7
	Impédance de sortie d'un onduleur	p. 7
	Impédance de ligne	p. 11
4. Charge de type micro et mini informatique	Description	p. 12
	Influence de l'impédance de source	p. 13
	Calcul de la puissance de la source devant alimenter des charges de type RCD	p. 14
5. Conclusion		p. 16
Annexe 1 : influence des impédances de ligne sur les distorsions en tension		p. 16
Annexe 2 : filtres d'entrée des matériels informatiques		p. 18
Annexe 3 : bibliographie		p. 19

1. introduction

Les Alimentations Statiques sans Interruption (ASI) sont des générateurs électriques quasiment parfaits.

Leur **fiabilité** est très grande et par nature ils assurent (dans la limite de l'autonomie de la batterie) une **disponibilité** de l'énergie électrique sans faille.

Au niveau des caractéristiques électriques, l'onduleur, qui constitue le

générateur de l'ASI, a des performances de **stabilité** de la **fréquence** et de la **tension** qui sont meilleures que celles du secteur. La seule caractéristique qui est incertaine dans l'esprit de beaucoup de techniciens est son aptitude à délivrer une tension sinusoïdale quelle que soit la forme du courant absorbé par la charge.

Ce cahier technique a pour but de clarifier ce point et de démontrer que les onduleurs modernes sont d'excellents générateurs de tension sinusoïdale même lorsqu'ils alimentent des charges non linéaires. Ceci est somme toute normal puisqu'ils sont conçus, et le plus souvent utilisés, pour alimenter des ordinateurs qui absorbent des courants non sinusoïdaux.

2. caractéristiques des grandeurs alternatives non sinusoïdales

décomposition harmonique d'une fonction périodique

Le cœur du sujet étant les courants et tensions alternatifs non sinusoïdaux, il est nécessaire de faire un rappel sur les grandeurs électriques en présence d'harmoniques.

Le théorème de Fourier indique que toute fonction périodique non sinusoïdale peut être représentée sous la forme d'une somme de termes (série) qui est composée :

- d'un terme sinusoïdal à la fréquence fondamentale,
- de termes sinusoïdaux dont les fréquences sont des multiples entiers de la fondamentale (harmoniques),
- et d'une éventuelle composante continue.

La formule correspondant à la décomposition harmonique d'une fonction périodique est la suivante :

$$y(t) = Y_0 + \sum_{n=1}^{n=\infty} Y_n \sqrt{2} \sin(n\omega t - \varphi_n)$$

avec :

Y_0 : valeur de la composante continue généralement nulle et considérée comme telle par la suite,

Y_n : valeur efficace de l'harmonique de rang n ,
 ω : pulsation de la fréquence fondamentale,
 φ_n : déphasage de la composante harmonique à $t = 0$.

valeur efficace d'une grandeur alternative non sinusoïdale

L'application de la formule générale

$$Y_{\text{eff.}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T y^2(t) dt}$$

donne avec la représentation harmonique :

$$Y_{\text{eff.}} = \sqrt{\sum_{n=1}^{n=\infty} Y_n^2}$$

taux de distorsion

Taux d'harmoniques

(selon définition donnée par le dictionnaire CEI)

Ce paramètre, appelé encore distorsion harmonique ou facteur de distorsion, représente le rapport de la valeur

efficace des harmoniques ($n \geq 2$) à celle de la grandeur alternative :

$$\text{THD \%} = \text{DF \%} = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} Y_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{n=\infty} Y_n^2}}$$

Taux global de distorsion

(selon la définition donnée par la CIGREE)

Ce paramètre représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle du fondamental seul :

$$D \% = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} Y_n^2}}{Y_1}$$

Remarque : lorsque le taux de distorsion est faible, ce qui est le cas le plus fréquent pour la tension, les deux définitions conduisent, en pratique, au même résultat.

Par exemple, si :

$$\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} Y_n^2} = 10 \% \text{ de } Y_1$$

L'expression CEI donne :

$$\text{THD} = \text{DF} = 100 \frac{\sqrt{(0,1)^2}}{\sqrt{1 + (0,1)^2}} = 9,95 \%$$

Alors que l'expression CIGREE donne :

$$D \% = 100 \frac{0,1}{1} = 10 \%$$

Pour la suite il sera retenu, pour le taux de distorsion, l'expression "D" qui correspond à une vue plus analytique de l'influence des harmoniques sur l'onde non déformée.

Taux individuel d'harmonique

Ce paramètre représente le rapport de la valeur efficace d'une harmonique de rang n à celle de la grandeur alternative (selon dictionnaire CEI) ou à celle du fondamental seul (selon CIGREE),

■ selon définition du dictionnaire CEI :

$$H_n \% = 100 \frac{Y_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^{n=\infty} Y_n^2}}$$

■ suivant définition CIGREE :

$$H_n \% = 100 \frac{Y_n}{Y_1}$$

C'est cette définition qui sera retenue pour la suite du développement.

facteurs de puissance et $\cos \varphi_1$

Selon la CEI, le facteur de puissance est le rapport de la puissance active P à la puissance apparente S :

$$\lambda = \frac{P}{S}$$

Ce facteur de puissance ne doit pas être confondu avec le facteur de déphasage ($\cos \varphi_1$) qui représente le cosinus de l'angle formé par les phaseurs des composantes fondamentales de la tension et du courant :

$$\lambda_1 = \cos \varphi_1 = \frac{P_1}{S_1}$$

avec :

P_1 = puissance active de la composante fondamentale et
 S_1 = puissance apparente de la composante fondamentale.

facteur de déformation v

Selon la norme CEI 146-1-1, il permet de définir le lien entre le facteur de puissance λ et le $\cos \varphi_1$:

$$v = \frac{\lambda}{\cos \varphi_1}$$

Dans le cas où les tensions et courants sont parfaitement sinusoïdaux, le facteur de déformation est égal à 1 et le $\cos \varphi_1$ est égal au facteur de puissance.

facteur de crête

Selon la définition donnée par la CEI, c'est le rapport de la valeur de crête à la valeur efficace d'une grandeur périodique.

lien entre distorsion de courant et de tension

Pour une source de tension donnée, il est toujours possible de définir une impédance de sortie, même si celle-ci dépend de la fréquence. Dans la mesure où cette impédance est indépendante de la valeur du courant (linéarité) il est possible, pour chaque harmonique de courant, de calculer une tension harmonique correspondante et d'en déduire le taux individuel d'harmoniques.

La valeur efficace de la tension harmonique de rang n vaut :

$$U_n = Z_{sn} \cdot I_n$$

avec :

Z_{sn} : impédance de sortie pour l'harmonique n et

I_n : courant efficace de l'harmonique.

Le taux individuel d'harmoniques pour le rang n vaut donc pour la tension :

$$H_n = \frac{U_n}{U_1}$$

avec :

U_1 : valeur efficace du fondamental.

Le taux global de distorsion en tension s'obtient alors par l'expression :

$$D \% = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} U_n^2}}{U_1}$$

soit encore :

$$D \% = 100 \sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} H_n^2}$$

L'impédance de source aux diverses fréquences harmoniques joue donc un rôle fondamental dans l'apparition de la distorsion de tension. Plus cette impédance de source sera élevée, plus le taux de distorsion en tension sera grand pour un courant non sinusoïdal donné.

3. impédances de quelques sources usuelles

Très souvent l'impédance Z_s (en 50 Hz) d'un générateur est donnée en pourcentage de l'impédance nominale de charge Z_c :

$$Z_s \% = 100 \frac{Z_s}{Z_c}$$

Pour le courant nominal, la chute de tension à travers cette impédance représente donc, en pourcentage par rapport à la tension nominale, la valeur de cette impédance de source :

$$\frac{Z_s \cdot I_n}{U_n} \% = 100 \frac{Z_s \cdot I_n}{U_n}$$

avec $Z_c \cdot I_n = U_n$

$$\frac{Z_s \cdot I_n}{U_n} \% = 100 \frac{Z_s \cdot I_n}{Z_c \cdot I_n} = 100 \frac{Z_s}{Z_c}$$

impédance d'un transformateur

Schéma équivalent vu du secondaire en monophasé (cf. fig. 1).

L'impédance d'un transformateur est constituée par une inductance L en série avec une résistance R . Un équivalent de l'impédance relative est donné par la tension de court-circuit du transformateur (U_{cc}).

Par définition, en effet, la tension de court-circuit est la tension qu'il faut appliquer à un enroulement pour faire circuler le courant nominal dans l'autre enroulement en court-circuit ;

$$U_{cc} \% = 100 \frac{U_{cc}}{U_n}$$

$$U_{cc} \% = 100 \frac{Z_s \cdot I_n}{U_n} = 100 \frac{Z_s}{Z_c} = Z_s \%$$

Cette tension de court-circuit est constituée de deux termes : U_{ccR} et U_{ccx} (cf. fig. 2).

■ pour les transformateurs de distribution ou les transformateurs à usages généraux de puissances supérieures à 1 kVA, la valeur de U_{ccx} est de 4 à 6 %, tandis que U_{ccR} est de l'ordre de 1 % à quelques % (cette dernière valeur étant d'autant plus faible que le transformateur est de puissance élevée).

En pratique, pour les harmoniques, comme seule l'impédance de l'inductance dépend de la fréquence, c'est l'inductance seule qui détermine le comportement du transformateur.

■ pour les transformateurs triphasés, il faut prendre en compte les différents couplages possibles des enroulements primaires et secondaires, car ceux-ci influent sur l'impédance de source pour certain des harmoniques (en particulier, pour ceux d'ordre 3 et multiples de 3).

En effet, si un transformateur délivre pour chacun de ses enroulements secondaires des courants déformés et équilibrés comportant des harmoniques de rang 3 et multiples de 3, soit 3 k, et que ces courants sont équilibrés, il est possible d'écrire pour chacune des phases :

$$i_{1\ 3\ k} = I \sin 3\ k\ \omega t$$

$$i_{2\ 3\ k} = I \sin 3\ k\ (\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$i_{3\ 3\ k} = I \sin 3\ k\ (\omega t - \frac{4\pi}{3})$$

soit

$$i_{1\ 3\ k} = I \sin 3\ k\ \omega t$$

$$i_{2\ 3\ k} = I \sin (3\ k\ \omega t - k\ 2\pi)$$

$$i_{3\ 3\ k} = I \sin (3\ k\ \omega t - k\ 4\pi)$$

Ces équations montrent que les trois courants sont en phase, c'est ce

phénomène qui conduit à observer, dans le neutre de certaines installations (tubes fluorescents par exemple), des courants plus élevés que prévu.

Le comportement du transformateur vis-à-vis de ces harmoniques est donc dépendant de l'impédance homopolaire Z_h du transformateur (voir à ce sujet, le Cahier Technique n° 18 "Analyse des réseaux triphasés en régime perturbé à l'aide des composantes symétriques").

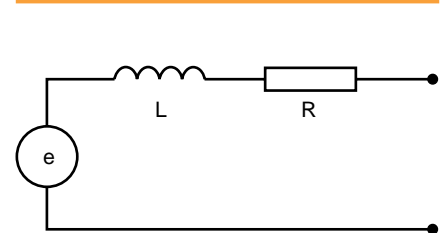


fig. 1 : schéma équivalent d'un transformateur monophasé vu du secondaire.

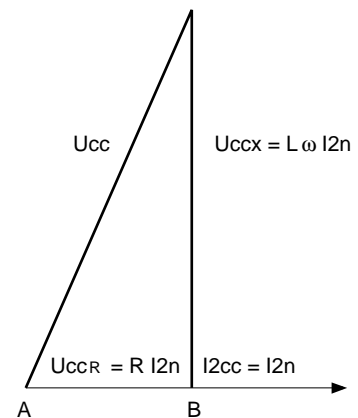


fig. 2 : triangle de Kapp d'un transformateur (valeurs ramenées au secondaire).

Deux types de secondaire permettent de ne pas amplifier ou de réduire les distorsions harmoniques :

■ secondaire en étoile et neutre distribué

Si les enroulements primaires sont connectés en triangle ou en étoile, avec neutre relié à celui de la source (cf. fig. 3), les impédances harmoniques de rang 3 et multiples ne sont ni favorisées ni défavorisées ($Z_h = Z_d$). Le transformateur se comporte comme trois transformateurs monophasés.

■ secondaire ZIG-ZAG

Ces couplages permettent d'avoir le minimum de distorsion au secondaire. En effet, dans ce cas, les courants harmoniques de rang 3 k ne circulent pas au primaire du transformateur et l'impédance Z_s ne dépend plus des enroulements secondaires. L'inductance est très faible : $U_{ccx} \approx 1\%$ et la résistance est à peu près diminuée de moitié comparée à celle d'un transformateur ΔY de même puissance. La figure 4 et le calcul ci-après permettent de comprendre pourquoi les courants de pulsation $3k\omega$ ne se retrouvent pas au primaire du transformateur (courant homopolaire nul).

Pour un rapport de transformation $\frac{N_2}{N_1}$,

le courant circulant par exemple dans l'enroulement primaire 1 vaut :

$$\frac{N_2}{N_1} (i_1 - i_3)$$

avec

$$i_1 = I_{13k} = I \sin 3k\omega t$$

$$i_3 = I_{33k} = I \sin 3k\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) = I \sin(3k\omega t - 4\pi)$$

il vient :

$$\frac{N_2}{N_1} (i_1 - i_3) = 0$$

L'enroulement secondaire en ZIG-ZAG est donc un atténuateur pour les harmoniques de rang $3k$. Ce type de transformateur est souvent utilisé en

tant que transformateur de sortie pour les onduleurs classiques de forte puissance.

Les autres couplages sont en règle générale à éviter, particulièrement ceux qui ne permettent pas de distribuer le neutre au secondaire ; en effet, pour ceux-ci $Z_h = \infty$.

impédance d'un alternateur

Un alternateur peut aussi être représenté par une source de tension en série avec une inductance et une résistance.

Toutefois, cette inductance prend des valeurs très différentes en fonction de la vitesse de variation du courant à laquelle elle se rapporte.

Lors d'une variation de courant, la réactance équivalente passe progressivement d'une valeur dite subtransitoire à sa valeur synchrone en passant par une valeur transitoire. Ces différentes valeurs transcrivent l'évolution du flux magnétique de la machine.

Pour les harmoniques de courant, seule la réactance subtransitoire est à considérer comme pour tout phénomène qui dure moins de 10 ms. Cette réactance, dite réactance subtransitoire longitudinale de la machine, est notée X''_d .

Pour un alternateur de fabrication courante, cette réactance est de l'ordre de 15 à 20 %.

Avec des machines traditionnelles, mais de conception optimisée à cet effet, une valeur de 12 % peut être atteinte.

Enfin, avec des machines spéciales, certains constructeurs annoncent des valeurs pouvant descendre jusqu'à 6 %.

En conclusion, il faut donc retenir que, sauf cas très particulier, l'impédance de sortie d'un alternateur est bien supérieure à celle d'un transformateur ; en conséquence, il en va de même pour le taux de distorsion en tension en présence de courants déformés.

impédance de sortie d'un onduleur

L'impédance d'un onduleur dépend essentiellement de l'impédance de sortie de son filtre et du type de régulation utilisé.

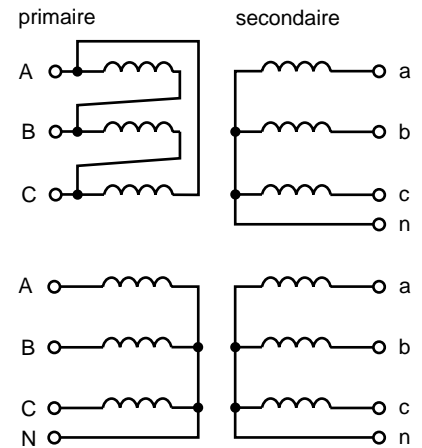


fig. 3 : couplages des enroulements de transformateurs triphasés qui ont une impédance homopolaire (Z_h) égale à l'impédance directe (Z_d).

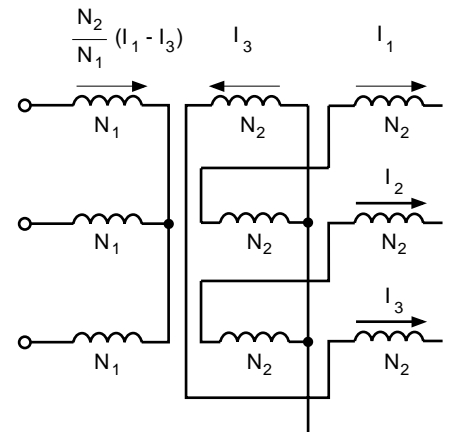


fig. 4 : transformateur à secondaire ZIG-ZAG et atténuation des harmoniques de rang $3k$.

Principe d'un onduleur

Un onduleur comporte tout d'abord un convertisseur appelé mutateur qui transforme la tension continue délivrée par un redresseur ou une batterie en tension alternative.

Pour un appareil monophasé, il y a deux façons de réaliser cette conversion :

- montage en demi-pont (cf. fig. 5a),
- montage en pont (cf. fig. 5b).

La tension rectangulaire obtenue entre A et B est ensuite filtrée pour obtenir en sortie de l'appareil une tension sinusoïdale avec un faible taux de distorsion.

En pratique, le mutateur délivre plusieurs créneaux positifs et négatifs (cf. fig. 6), ce qui permet de diminuer l'importance du filtre et d'avoir un régulateur de tension plus rapide.

En modulant les temps relatifs de conduction et de blocage, il est possible de "répartir" la tension au cours de la période de façon à ce que pratiquement le temps de conduction d'un interrupteur soit proportionnel à la valeur instantanée du fondamental.

C'est ce principe qui est appelé Modulation de Largeur d'Impulsion et qui est noté MLI (PWM en anglais).

Le filtre, placé derrière le mutateur, est généralement de type L, C (cf. fig. 7).

L'onduleur est ainsi une source de tension avec, en série, l'impédance du filtre.

La tension V est la tension mesurée à vide et l'impédance, constituée des éléments L et C en parallèle, est l'impédance mesurée en court-circuitant les points A et B (en application du théorème de Thevenin ; cf. fig. 8).

Onduleurs classiques

Lorsque la fréquence de commutation est faible, la régulation peut :

- faire face aux variations du courant absorbé par l'utilisation,
- compenser les variations de la tension de la batterie (ou redresseur),
- mais difficilement s'adapter en permanence aux variations de courant dues aux harmoniques sur la demi-période.

Pour ces onduleurs l'impédance de sortie est égale à l'impédance de leur filtre. Ils peuvent être qualifiés d'onduleurs classiques car c'est de

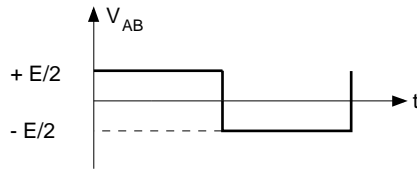
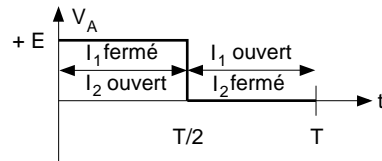
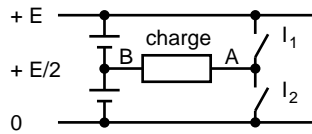


fig. 5a : principe d'un mutateur en demi-pont.

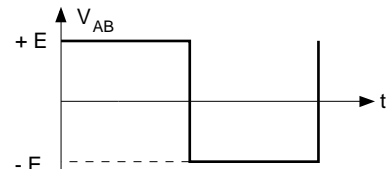
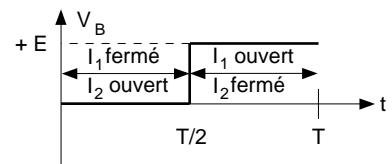
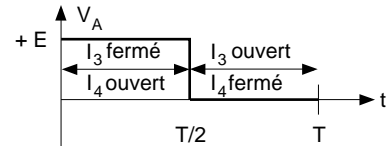
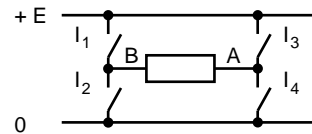


fig. 5b : principe d'un mutateur en pont.

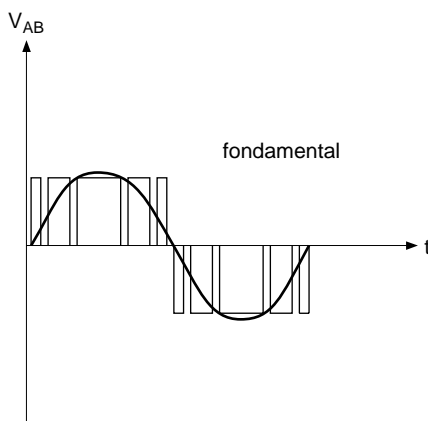


fig. 6 : tension de sortie du mutateur avec 5 créneaux par demi-période.

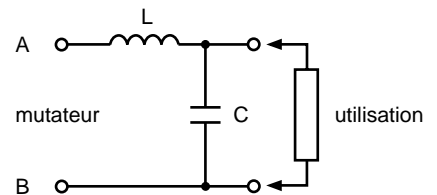


fig. 7 : filtre de sortie d'un onduleur.

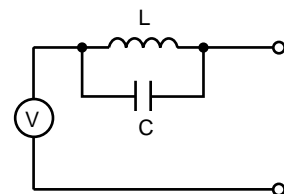


fig. 8 : schéma équivalent d'un onduleur vu de sa sortie.

cette façon que fonctionnaient les premiers appareils (en raison des capacités limitées des semi-conducteurs à travailler à des fréquences élevées).
L'impédance de sortie de ces onduleurs dépend donc de la fréquence et peut être représentée par le diagramme de la figure 9.

- pour les basses fréquences, l'impédance du filtre est sensiblement égale à $L\omega$.
- pour les fréquences élevées l'impédance du filtre est peu différente de $\frac{1}{C\omega}$.
- à la fréquence de résonance

$$F_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

l'impédance du filtre prend une valeur élevée pouvant atteindre, comme ordre de grandeur, l'impédance de charge nominale de l'appareil ($Z_s = 100\%$ de Z_c).

En pratique la fréquence F_0 est donc choisie pour ne pas correspondre à celle d'un harmonique possible du courant, par exemple 210 Hz, (les courants harmoniques de rang 4 n'existent pas ou sont de très faible amplitude).

Ceci étant, différentes astuces ont été imaginées par les constructeurs pour diminuer l'impédance de sortie.

A titre d'exemple :

- filtres supplémentaires,
- couplages particuliers pour le transformateur placé derrière le mutateur en triphasé.

En première approche, les onduleurs classiques ont un comportement vis-à-vis des courants harmoniques comparable à celui d'un alternateur de bonne conception et donc moins bon que celui des transformateurs.

Onduleurs à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) et régulation appropriée

Lorsque la fréquence de découpage du mutateur est élevée (à partir de quelques kHz) et que le principe de régulation permet d'intervenir rapidement en modifiant les largeurs d'impulsion au cours d'une même période, il devient naturellement possible de maintenir la tension de sortie de l'onduleur dans ses tolérances de distorsion même avec des courants très déformés.

Le diagramme fonctionnel d'un tel onduleur, repris dans la figure 10, est le suivant :

La tension de sortie V_s est comparée en permanence à une tension de référence $U_{réf}$ qui est une sinusoïde à très faible taux de distorsion ($< 1\%$).

La différence de tension ε est ensuite traitée par un correcteur de fonction de transfert $C(p)$ destiné à garantir les performances et la stabilité de l'asservissement. La tension issue de ce correcteur est ensuite amplifiée par le mutateur proprement dit et sa commande avec un gain A .

La tension V_m délivrée par le mutateur est mise en forme par le filtre représenté ici par les éléments L et C pour délivrer la tension de sortie V_s .

En pratique, il faut prendre en compte :

- l'impédance du transformateur, lorsqu'il est présent, pour avoir la valeur totale de l'inductance (souvent l'inductance est par ailleurs intégrée au transformateur, c'est pourquoi elle n'apparaît pas sur les schémas),
- l'impédance de sortie du mutateur qui, selon les réalisations, n'est pas forcément négligeable.

Dans le cas général, il est alors utile de représenter l'ensemble de sortie (mutateur + filtre) sous la forme d'une

impédance série Z_1 et d'une impédance parallèle Z_2 (cf. fig. 11).

Le théorème de Thévenin permet de transformer ce schéma qui devient celui de la figure n° 12.

$V'm$ = tension mesurée à vide, soit :

$$V'm = V_m \cdot \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

Z_s = mesurée en sortie en court-circuitant $V'm$, soit :

$$Z_s = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

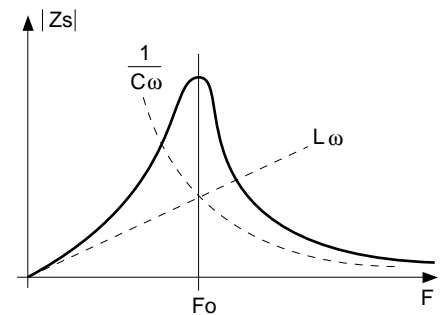


fig. 9 : variation de l'impédance de sortie d'un onduleur classique en fonction de la fréquence.

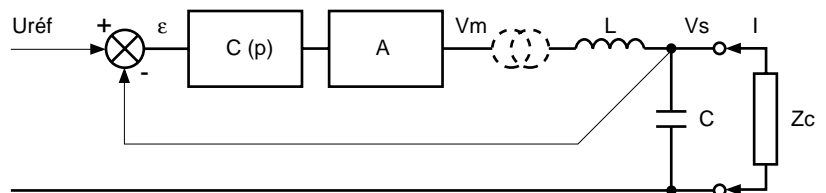


fig. 10 : diagramme fonctionnel d'un onduleur à MLI.

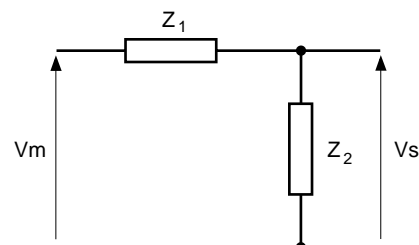


fig. 11 : schéma équivalent d'un mutateur vu de la sortie.

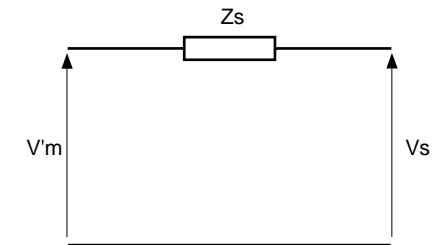


fig. 12 : schéma équivalent transformé d'un mutateur vu de la sortie.

Le rapport $\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$ est la fonction de

transfert du filtre, soit $H(p)$:

$$H(p) = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

Pour simplifier l'écriture, il est commode de remplacer le produit $C(p) \times A$ par $\mu(p)$ qui représente la fonction de transfert de la chaîne d'action.

Le schéma devient alors celui de la figure n° 13, avec : Z_s = impédance de sortie en absence de régulation comme dans le cas de l'onduleur classique.

En présence d'un courant appelé par la charge, il apparaît une chute de tension aux bornes de l'impédance de sortie Z_s , telle que :

$$V_1 - V_s = Z_s I$$

En développant, il devient :

$$V_1 = \varepsilon \cdot \mu(p) \cdot H(p)$$

$$\varepsilon = V_{\text{réf}} - V_s$$

$$V_1 = (V_{\text{réf}} - V_s) \cdot \mu(p) \cdot H(p)$$

$$V_1 = V_s + Z_s I$$

$$V_s + Z_s I = (V_{\text{réf}} - V_s) \cdot \mu(p) \cdot H(p)$$

d'où :

$$V_s [1 + \mu(p) \cdot H(p)] =$$

$$V_{\text{réf}} \mu(p) \cdot H(p) - Z_s I$$

d'où :

$$V_s = V_{\text{réf}} \cdot \frac{\mu(p) \cdot H(p)}{1 + \mu(p) \cdot H(p)} - \frac{Z_s I}{1 + \mu(p) \cdot H(p)}$$

Le premier terme représente le résultat obtenu pour un asservissement normal lorsqu'aucune perturbation n'intervient.

Ici la perturbation est introduite par la circulation du courant I dans l'impédance interne Z_s .

En l'absence de régulation, le terme de perturbation aurait eu comme valeur $Z_s I$.

Avec la régulation, cette perturbation est limitée à :

$$\frac{Z_s I}{1 + \mu(p) \cdot H(p)}$$

Tout se passe donc comme si l'impédance de sortie de l'onduleur était divisée par $1 + \mu(p) \cdot H(p)$.

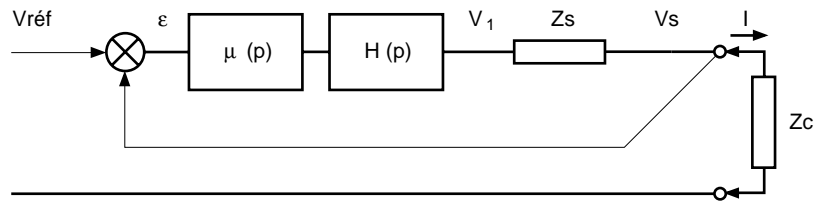


fig. 13 : diagramme fonctionnel transformé d'un onduleur à MLI.

Pour expliciter cette impédance, il convient de faire quelques calculs supplémentaires.

Dans la bande passante de la régulation, le produit $\mu(p) \cdot H(p)$ étant ≥ 1 , les calculs sont les suivants :

$$1 + \mu(p) \cdot H(p) \approx \mu(p) \cdot H(p)$$

$$Z'_s \approx \frac{Z_s}{\mu(p) \cdot H(p)}$$

or

$$Z_s = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

et

$$H(p) = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

donc

$$Z'_s \approx \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} \cdot \frac{1}{\mu(p)} \cdot \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2}$$

d'où

$$Z'_s \approx \frac{Z_1}{\mu(p)}$$

ce qui signifie que, dans la bande passante de la régulation, l'impédance de sortie de l'onduleur est égale à l'impédance série du filtre de l'ensemble de sortie divisée par le gain de la chaîne d'action.

Au delà de la bande passante de la régulation, l'impédance de sortie redevient celle du filtre mais c'est alors celle d'un condensateur qui présente une impédance faible pour les fréquences élevées. D'où l'allure de l'impédance de sortie en fonction de la fréquence (cf. fig. 14).

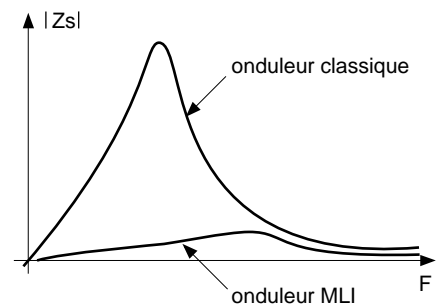


fig. 14 : comparaison entre les impédances de sortie d'un onduleur classique et d'un onduleur à MLI en fonction de la fréquence.

Avec les onduleurs à MLI, l'impédance de sortie est très faible jusqu'à des fréquences élevées et la distorsion en tension de sortie due à la circulation de courants, même très déformés, est négligeable.

Limitation de courant

Les semi-conducteurs utilisés pour réaliser le mutateur peuvent fournir un courant maximum au delà duquel leurs performances ne sont plus garanties. Il convient donc de limiter le courant à cette valeur pour assurer un fonctionnement fiable.

Dès que le courant absorbé par la charge dépasse la valeur maximale assignée à l'onduleur, celui-ci se transforme en générateur de courant constant jusqu'à ce que l'intensité demandée par la charge redescende en dessous du seuil fixé.

Dans ces conditions, la tension de sortie ne suit pas l'allure de la tension de référence et, pendant tout le temps où il y a limitation de courant, elle est déformée.

Cette distorsion de tension est d'autant plus importante que la durée de la limitation est grande.

Ce cas se rencontre essentiellement avec les charges monophasées constituées d'un redresseur avec condensateur en tête, pour lesquelles le facteur de crête est important. Il est usuellement de l'ordre de 3, (valeur de crête ≈ 3 fois la valeur efficace du courant), alors que ce facteur est seulement de $\sqrt{2}$ avec une sinusoïde pure.

Le comportement de l'onduleur MLI, vis-à-vis de ce type de charge, est examiné au chapitre 4.

impédance de ligne

Il existe toujours une longueur plus ou moins importante de câble entre la source de tension et chaque utilisation.

Valeur de l'impédance de ligne

Celle-ci comporte essentiellement une inductance L en série avec une résistance R (cf. fig. 15). La valeur de l'inductance ne dépend pratiquement pas de la section des conducteurs et la valeur habituellement retenue pour sa réactance en 50 Hz est de $0,1 \Omega/\text{km}$ ce qui correspond à environ $0,3 \mu\text{H}$ par mètre.

La valeur de la résistance dépend de la section du câble et sa valeur est : $r = 20 \Omega/\text{km}$ pour 1mm^2 .

A titre d'exemple, un câble de 16mm^2 présente une résistance de $1,25 \Omega$ au km alors que sa réactance n'est que de $0,1 \Omega$.

En première approximation, un câble pourra donc être représenté seulement par sa seule résistance pour les utilisations de petites ou moyennes puissances qui utilisent des conducteurs de faibles sections.

Note : pour les fréquences harmoniques, il peut être nécessaire de tenir compte de l'effet de peau.

A cet effet, il faut rappeler que pour un conducteur en cuivre l'épaisseur de conduction équivalente, dite épaisseur de peau, est donnée par la formule :

$$a \text{ (mm)} = \frac{66}{\sqrt{F \text{ (Hz)}}}$$

Ainsi, à 50 Hz l'épaisseur de peau est de 9,3 mm, alors qu'à 1 kHz elle n'est plus que de 2,1 mm.

Il convient donc de tenir compte de l'effet de peau pour les conducteurs de forte section qui sont amenés à

véhiculer des courants harmoniques de rang élevé.

Influence de l'impédance de ligne sur la distorsion en tension

L'impédance de la ligne vient s'ajouter à l'impédance de source et fait augmenter le taux de distorsion de la tension au niveau des utilisations absorbant des courants déformés.

En se référant à l'exemple de la figure 16, lorsque l'utilisation U_2 absorbe un courant fortement déformé le taux de distorsion mesuré sur son bornier d'entrée vaut D_2 , il y a, du fait du diviseur d'impédance constitué par Z_s et Z_{L_2} , un taux de distorsion D à la sortie de la source inférieur à D_2 .

En conséquence, pour minimiser l'influence des récepteurs qui génèrent des courants harmoniques sur les autres récepteurs, il est conseillé de les alimenter par une ligne spéciale.

Le lecteur intéressé pourra se reporter à l'annexe 1.

Pour conclure

La figure 17 montre comment évoluent les impédances de sorties des diverses sources, de même puissance, en fonction de la fréquence.

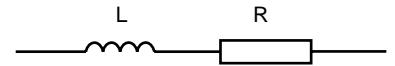


fig. 15 : schéma équivalent d'une ligne.

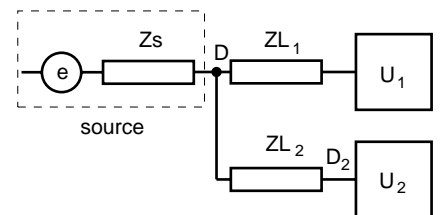


fig. 16 : alimentation d'un récepteur pollueur (U_2) par ligne spéciale.

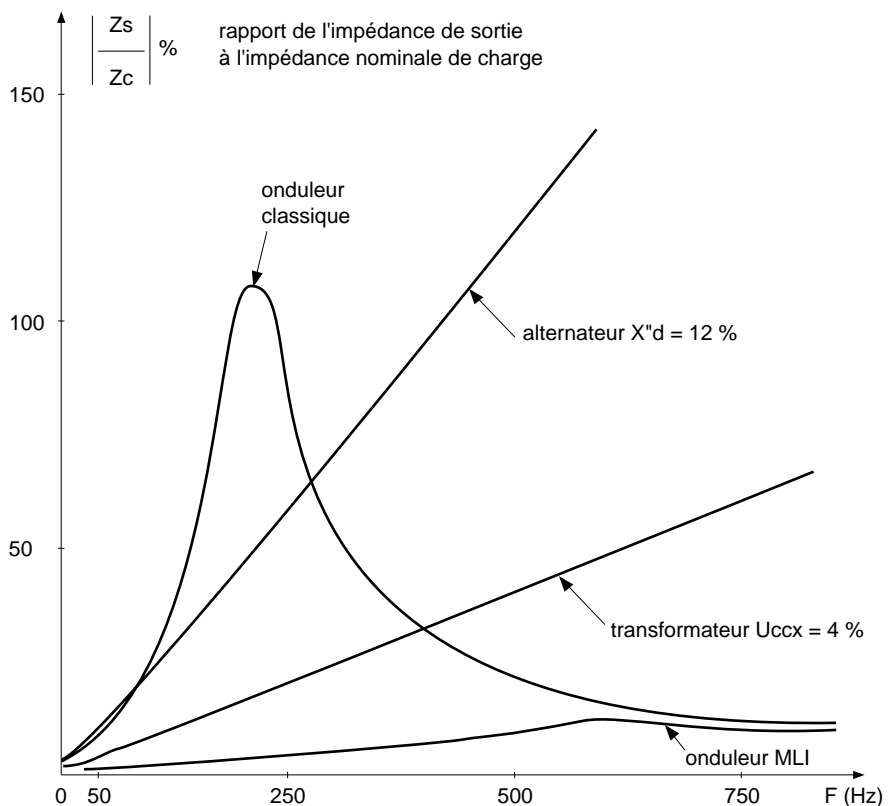


fig. 17 : impédance de sortie des différentes sources en fonction de la fréquence.

Il apparaît nettement que l'onduleur à MLI constitue la source qui présente de loin l'impédance de sortie la plus faible. Pour mieux fixer les idées, la figure 18 montre trois sources qui présentent la même impédance à 150 Hz. Il est alors évident que l'impédance d'un transformateur classique ainsi que celle de la ligne d'alimentation doivent être prises en compte dès qu'il s'agit de fournir à une charge des courants déformés.

L'onduleur MLI est de loin le meilleur générateur du marché en ce qui concerne son aptitude à minimiser la distorsion harmonique de tension. Il est 5 à 6 fois meilleur qu'un transformateur de puissance identique.

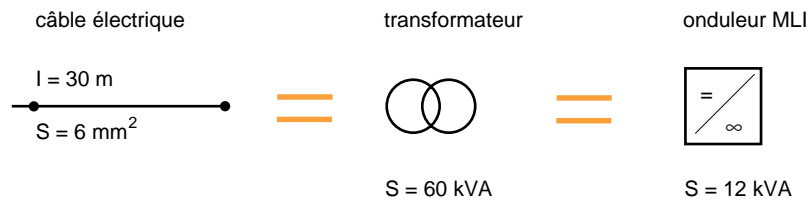


fig. 18 : sources présentant la même impédance à 150 Hz.

4. charges de type micro et mini informatique

description

Ces charges monophasées, comme beaucoup d'autres appareils électroniques, utilisent des alimentations à découpage.

De ce fait, la charge de type "RCD" (Résistances, Condensateurs, Diodes) a été retenue, par la norme NF C 42-810, pour caractériser les onduleurs de puissance inférieure à 3 kVA.

La charge de type RCD comporte un redresseur en pont de Graëtz avec un condensateur en tête. Ce condensateur sert de réservoir d'énergie pour alimenter la charge entre deux crêtes successives de la tension redressée.

La source d'alimentation est représentée par une tension e et une impédance de sortie Z_s .

Dans les exemples de ce chapitre, la constante de temps de décharge du condensateur dans la résistance est fixée à 125 ms (cf. fig. 19).

Le courant i s'établit lorsque la tension e devient supérieure à la tension continue U et circule pendant un temps relativement bref pour

recharger le condensateur à sa tension nominale.

La figure 20 montre les tensions et courants obtenus avec une impédance de source relativement faible comportant une inductance et une résistance telles que leurs tensions de court-circuit ramenées à la puissance de la charge soient respectivement : $U_{ccx} = 2\%$ et $U_{CCR} = 2\%$.

Il faut remarquer que le taux de distorsion de la tension v à l'entrée du redresseur est déjà important puisqu'il atteint 7,5 % malgré une impédance de source faible.

Le courant i s'établit dès que la tension e devient supérieure à U mais sa vitesse de montée est limitée par l'inductance de la source.

Cette inductance prolonge le temps de circulation du courant lorsque la tension e redevient inférieure à v . C'est donc essentiellement la valeur de l'inductance de source qui détermine l'allure du courant i .

Il apparaît que le courant est fortement déformé par rapport à une sinusoïde parfaite et qu'il est, de plus, légèrement déphasé par rapport à la

tension de source. Le facteur de puissance est égal à 0,72 dans cet exemple.

influence de l'impédance de source

L'exemple précédent montre que la charge ne peut pas être considérée comme un générateur de courant harmonique, mais au contraire que le

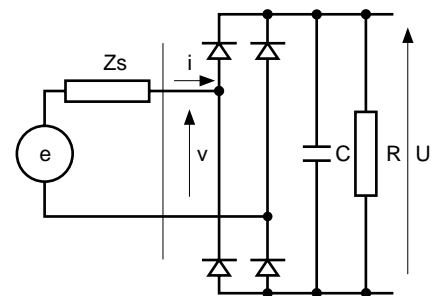


fig. 19 : schéma de principe d'une charge de type informatique.

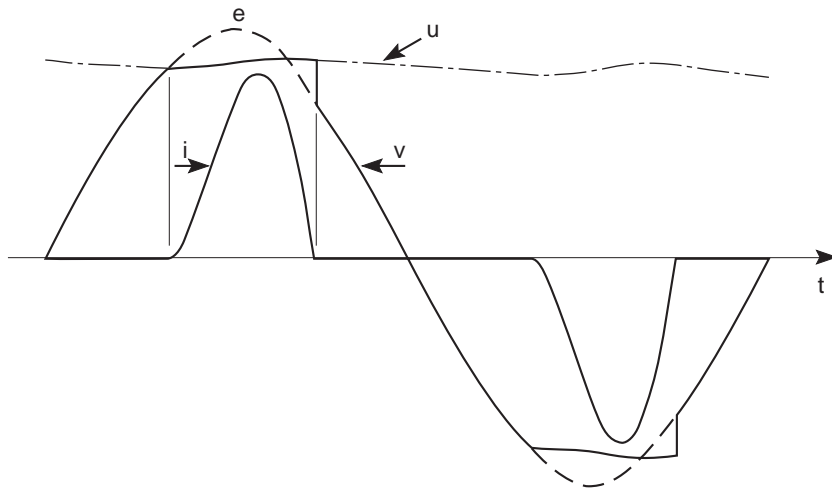


fig. 20 : courants et tensions d'une charge de type informatique de 1 kW avec une source telle que : $U_{ccx} = 2\%$ et $U_{CCR} = 2\%$.

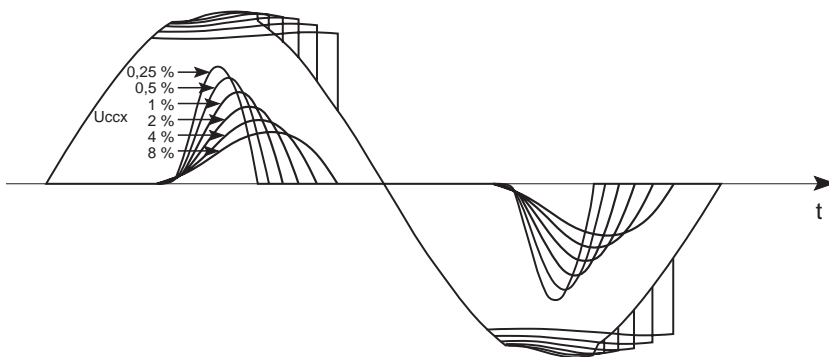


fig. 21 : évolution du courant et de la tension d'entrée d'une charge informatique lorsque la tension de court-circuit selfique U_{ccx} varie de 0,25 % à 8 % pour une tension de court-circuit U_{CCR} constante et égale à 2 %.

courant dépend fortement de l'impédance de source.

La figure n° 21 présente l'évolution du courant i et de la tension v à l'entrée du redresseur lorsque l'impédance de source passe de :

$U_{ccx} = 0,25\%$ à $U_{ccx} = 8\%$, avec une partie résistive arbitrairement fixée à $U_{CCR} = 2\%$.

Pour ces différentes impédances, le tableau de la figure 22 met en évidence l'évolution des différents paramètres caractéristiques du courant et de la tension : lorsque l'impédance de source augmente, le facteur de puissance s'améliore tandis que le taux de distorsion (cf. p 4) de la tension à l'entrée de l'utilisation augmente.

C'est la valeur du taux de distorsion qui conditionne le choix de la source. Un taux de distorsion de 5 % est souvent la valeur limite admise au niveau des récepteurs pollueurs et pollués.

Les courbes de la figure 23 page 14 représentent l'évolution du taux de distorsion global de la tension à l'entrée du redresseur en fonction de deux paramètres :

- lorsque la tension de court-circuit de la source varie de 0 à 8 %,
- pour 3 valeurs de tension de court-circuit résistive ($U_{CCR} = 0$; $U_{CCR} = 2\%$ et $U_{CCR} = 4\%$).

Elles démontrent également qu'en pratique c'est la tension de court-circuit inductive qui détermine le taux de distorsion en tension sauf lorsque cette tension de court-circuit est inférieure à 1 %.

Uccx %	facteur de crête $\frac{I_{\text{crête}}}{I_{\text{eff}}}$	facteur de puissance $\lambda = \frac{P}{S}$	spectre du courant $H_n \% = 100 \frac{I_n}{I_1}$						taux global de distorsion de la tension
			H3	H5	H7	H9	H11	H13	
0,25	2,7	0,64	87	64	38	15	1	7	2,8
0,5	2,63	0,65	85	60	33	11	4	7	3,5
1	2,51	0,68	81	52	24	6	7	6	5,4
2	2,35	0,72	76	42	14	7	6	3	7,5
4	2,19	0,75	69	29	8	8	4	4	11,2
6	2,1	0,77	63	21	8	6	3	3	14,2
8	2	0,78	59	17	8	5	3	2	16,8

fig. 22 : évolution des principaux paramètres caractéristiques du courant et de la tension pour une charge de type informatique alimentée par une source de U_{CCR} constante et égale à 2 % pour des valeurs de U_{ccx} variant de 0,25 % à 8 %.

calcul de la puissance de la source devant alimenter des charges de type RCD

Il s'agit, connaissant la puissance active absorbée par un redresseur, de choisir correctement la source de puissance P_s devant l'alimenter.

Dans ce développement, l'impédance de la ligne d'alimentation est négligée (ou intégrée dans U_{cc} de la source).

Une première indication est fournie par le facteur de puissance :

$$\lambda = \frac{P}{S}$$

Celui-ci dépend de la tension de court-circuit totale en amont du redresseur, mais une valeur moyenne de l'ordre de 0,7 peut être retenue.

Avec ce premier critère, la puissance de la source doit donc au minimum être égale à la puissance active absorbée par le redresseur multipliée par

$$\frac{1}{0,7} \text{ soit } 1,43.$$

Le deuxième critère est lié au taux de distorsion acceptable :

- si un taux de distorsion de 5 % est envisagé, une tension de court-circuit inductive de l'ordre de 1 % peut être retenue (selon la figure n° 23),
- pour un taux de distorsion de 10 % c'est une tension de court-circuit de l'ordre de 3 % qui doit être retenue.

Pour un transformateur

- si $U_{ccx} = 4\%$
- pour $D = 5\%$ un rapport de puissance de :

$$\frac{P_s}{P_r} = \frac{4\%}{1\%} = 4 \text{ suffit,}$$

- pour $D = 10\%$ le rapport de puissance serait de :

$$\frac{P_s}{P_r} = \frac{4\%}{3\%} = 1,33$$

mais le facteur de puissance exige une valeur au moins égale à 1,43.

- si $U_{ccx} = 6\%$
- pour $D = 5\%$ un rapport de puissance de :

$$\frac{P_s}{P_r} = \frac{6\%}{1\%} = 6 \text{ est nécessaire}$$

- pour $D = 10\%$, un rapport de puissance de 2 est nécessaire.

Note : pour un transformateur, il est souvent nécessaire de prendre un rapport de puissance bien supérieur compte tenu des distorsions pouvant déjà exister sur le réseau.

Un taux de distorsion de 3 % dû au seul fonctionnement des redresseurs conduit à retenir une tension de court-circuit inductive de 0,45 % (selon figure n° 23), ce qui revient à multiplier par 2,2 les puissances des transformateurs pour un taux de distorsion de 5 %.

Pour un alternateur

Les taux de distorsion de 5 % et 10 % conduisant respectivement à des tensions de court-circuit inductives de 1 % et 3 %, les rapports de puissance de l'alternateur au redresseur sont donc respectivement égaux à :

$$\frac{U_{ccx}}{1\%} \text{ et } \frac{U_{ccx}}{3\%}$$

Avec $U_{ccx} = 18\%$, il faudra donc :

- pour $D = 5\%$ un rapport de puissance de :

$$\frac{P_s}{P_r} = 18$$

- pour $D = 10\%$ un rapport de puissance de :

$$\frac{P_s}{P_r} = \frac{18\%}{3\%} = 6.$$

Pour un onduleur

■ onduleur classique
Comme cela a été expliqué lors de l'étude des impédances de source, ce type d'onduleur en version monophasée présente une impédance comparable à celle d'un alternateur de bonne facture, (avec U_{ccx} de l'ordre de 12 %).

Comme généralement la distorsion en sortie d'un onduleur doit être limitée à 5 %, c'est un rapport de puissance de l'ordre de 12 qui est à retenir. Les onduleurs classiques existent aujourd'hui essentiellement en version triphasée. Pour ceux-ci, et toujours pour un taux de distorsion de 5 %, le rapport de puissance est de 7, compte tenu de l'utilisation d'un transformateur à secondaire couplé en ZIG-ZAG.

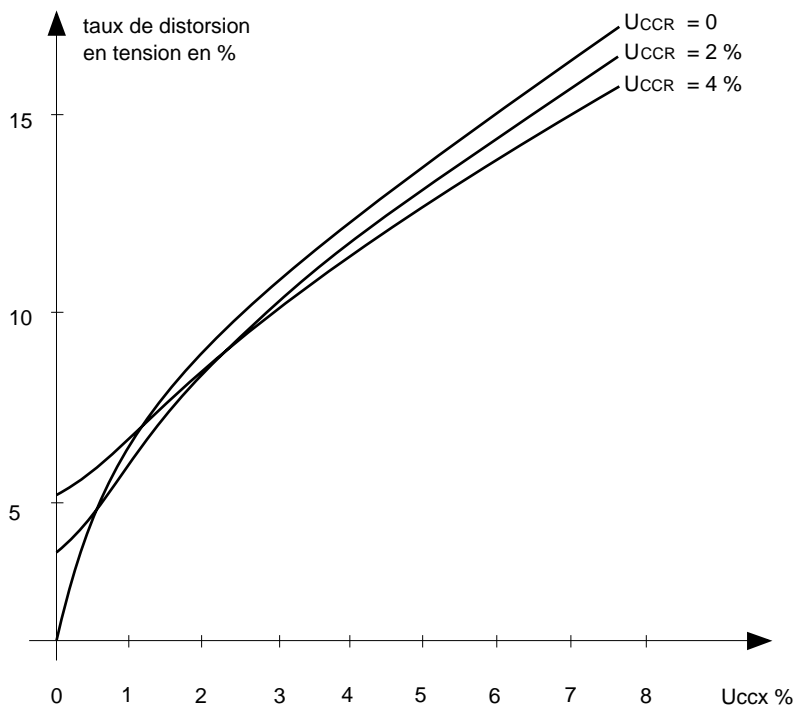


fig. 23 : évolution du taux de distorsion en tension à l'entrée d'une charge informatique en fonction de U_{ccx} et de plusieurs valeurs de U_{CCR} de la source.

■ onduleur à MLI avec régulation appropriée
(rappel : son impédance est au moins cinq fois plus faible que celle d'un transformateur pour lequel la puissance doit être multipliée par 4).

Tant que le courant absorbé par la charge présente une valeur de crête inférieure au seuil de limitation de l'appareil, le taux de distorsion reste très faible et inférieur à 5 %. Dès que le seuil de limitation est atteint, la tension délivrée par l'onduleur est déformée, (il y a écrêtage de la sinusoïde) et le taux de distorsion de la tension augmente.

L'expérience montre que pour ne pas dépasser 5 % de distorsion en tension, il est nécessaire de régler le seuil de limitation du courant à 1,5 fois la valeur de crête du courant efficace nominal de l'onduleur, soit $I_{\text{limitation}} = 1,5 \sqrt{2} I_{\text{eff}}$.

Le facteur de crête correspondant du courant est alors égal à $1,5 \sqrt{2}$ soit 2,12.

La figure 24 montre l'évolution de la tension et du courant pour un appareil de 5 kVA dont le seuil de limitation est réglé à :

$$\frac{5\,000}{220} \cdot 1,5 \cdot \sqrt{2} = 48\text{ A}$$

Le taux de distorsion en tension de 5 % est ici atteint pour une puissance apparente de 5,2 kVA, soit un peu supérieure à la valeur de 5 kVA pour laquelle l'appareil est dimensionné.

Le facteur de puissance de la charge RCD est dans ce cas très proche de 0,8 (0,79) l'onduleur n'a donc pas à être surdimensionné pour alimenter ce type de charge, (sauf si la distance entre l'onduleur et les charges est relativement importante mais ceci est vrai pour toutes les sources).

Dans l'exemple de la figure 24, l'onduleur de 5 kVA peut alimenter un redresseur de 4 kW avec un taux de distorsion inférieur à 5 %.

$$\text{Donc } P_{\text{onduleur}} = \frac{P_R}{0,8} = 1,25 P_R$$

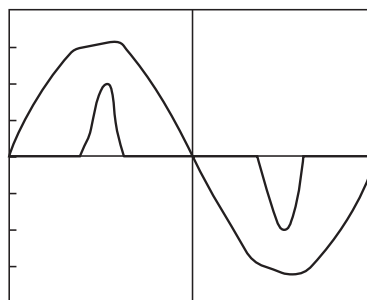
Il faut noter que le fait de limiter le courant améliore le facteur de puissance.

Il a été vu au paragraphe concernant les transformateurs que le facteur de puissance du redresseur étant de l'ordre de 0,7 il fallait, même en

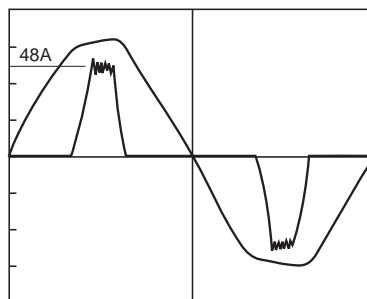
l'absence de contrainte sur le taux de distorsion, prendre un transformateur dont la puissance soit au moins égale à $1,43 P_R$.

L'onduleur MLI apparaît ainsi comme la source de tension idéale pour alimenter les charges de type RCD, mais aussi tous les récepteurs générateurs de courants harmoniques (charges non linéaires).

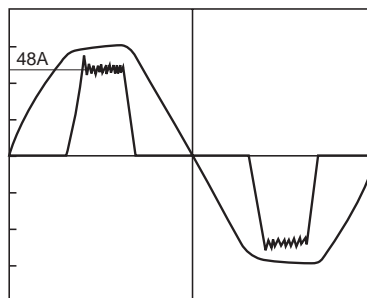
Dans l'exposé qui précède, le cas d'onduleurs et de charges monophasés a été traité, mais le même raisonnement s'applique aux appareils triphasés à condition qu'ils soient dotés d'une régulation indépendante pour chacune des phases, (c'est généralement le cas avec les appareils de ce type).



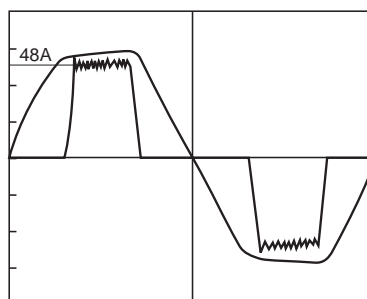
U _{eff}	: 220 V
I _{eff}	: 11 A
facteur de puissance	: 0,61
facteur de crête	: 3,6
taux de distorsion	: 2,7 %
puissance apparente	: 2,4 kVA
puissance active	: 1,5 kW



U _{eff}	: 220 V
I _{eff}	: 20 A
facteur de puissance	: 0,69
facteur de crête	: 2,4
taux de distorsion	: 3 %
puissance apparente	: 4,4 kVA
puissance active	: 3 kW



U _{eff}	: 220 V
I _{eff}	: 24 A
facteur de puissance	: 0,79
facteur de crête	: 2
taux de distorsion	: 5 %
puissance apparente	: 5,2 kVA
puissance active	: 4,17 kW



U _{eff}	: 220 V
I _{eff}	: 29 A
facteur de puissance	: 0,82
facteur de crête	: 1,64
taux de distorsion	: 10 %
puissance apparente	: 6,3 kVA
puissance active	: 5,2 kW

fig. 24 : évolution de la tension de sortie d'un onduleur de 5 kVA dont le seuil de limitation est réglé à 48 A.

5. conclusion

Les onduleurs qui utilisent la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) sont des sources de tension quasi parfaites.
Outre leurs qualités de stabilité de la tension qu'ils délivrent et de la

fréquence, ils sont les meilleurs générateurs du marché pour l'alimentation des charges électroniques et informatiques. La célérité de leur système de régulation fait qu'ils ont une

"impédance harmonique" très faible, ce qui leur permet d'alimenter, par une tension à faible distorsion, les récepteurs qui sont générateurs de courants harmoniques (charges non linéaires).

annexe 1 : influence des impédances de lignes sur les distorsions en tension

La fin du paragraphe 3 met en évidence qu'il est souhaitable d'alimenter par des lignes spéciales les récepteurs générateurs de courants harmoniques.

Ceci est vrai pour les charges type "RCD", mais aussi pour tous les récepteurs utilisant l'électronique de puissance tels que redresseurs, chargeurs de batterie, variateurs de vitesse, etc.

Utiliser une ligne spéciale permet un "découplage" par impédance (cf. fig. 25).

Pour le récepteur propre

Le taux de distorsion D_1 est pratiquement identique à D , ceci est d'autant plus vrai que l'impédance de la ligne Z_1 est faible devant celle du récepteur (Z_p).

Pour le récepteur non linéaire

D_2 est d'autant plus faible que la somme $Z_2 + Z_s$ sera faible ; en d'autres termes, que le récepteur non linéaire aura une puissance faible vis-à-vis de son alimentation.

L'exemple qui suit montre plus précisément l'influence de Z_2 sur D et D_2 .

Un ensemble de micro ordinateurs absorbant 10 kW en 230 V est alimenté par un câble de 100 m de long raccordé à un transformateur.

■ caractéristiques du câble :

□ section : 10 mm²,

□ $L\omega = 0,1 \Omega$ au km à 50 Hz,

□ $r = 20 \Omega$ au km pour une section de 1 mm².

■ caractéristiques du transformateur : 50 kVA (avec $U_{ccx} = 4 \%$ et $U_{CCR} = 2 \%$).

Il faut calculer les impédances de court-circuit inductive et résistive du transformateur, ramenées à la puissance active des micro-ordinateurs soit :

$$U'1_{CCX} = U1_{CCX} \cdot \frac{P_R}{P_S}$$

$$U'1_{CCR} = U1_{CCR} \cdot \frac{P_R}{P_S}$$

soit :

$$U'1_{CCX} = 4\% \cdot \frac{10}{50} = 0,8\%$$

$$U'1_{CCR} = 2\% \cdot \frac{10}{50} = 0,4\%$$

■ en supposant dans un premier temps que $Z_2 = 0$ (charge très proche du transformateur).

Les courbes de la figure 23 nous donnent $D = 4,6\% = D_2$.

■ il est nécessaire de calculer à présent D et D_2 avec la ligne 100 m/10 mm² :

□ impédances de court-circuit de la ligne ramenée à P_R :

$$U'2_{CCX} = I\omega \cdot \frac{P_R}{Un^2} \cdot 100$$

$$U'2_{CCR} = R \cdot \frac{P_R}{Un^2} \cdot 10$$

soit avec :

$$I\omega = 0,1 \cdot \frac{100}{1000} = 10 \text{ m}\Omega$$

$$r = 20 \cdot \frac{100}{1000} \cdot \frac{1}{10} = 0,2 \Omega$$

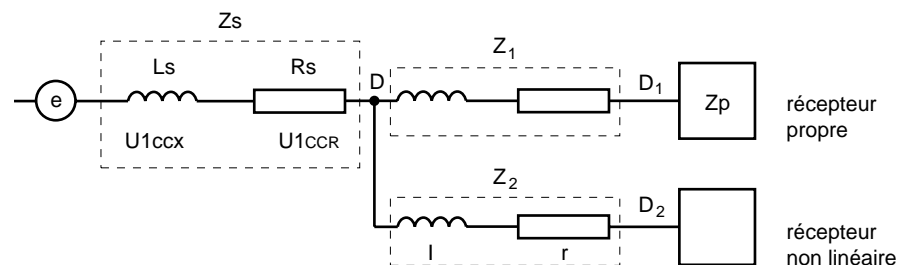


fig. 25 : alimentation d'un récepteur générateur de courants harmoniques par une ligne spécifique.

$$U'_{2CCX} = 10 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{10^4}{(230)^2} \cdot 100 = 0,19 \%$$

$$U'_{2CCR} = 0,2 \cdot \frac{10^4}{(230)^2} \cdot 100 = 3,8 \%$$

□ "impédances" totales de court-circuit :

$$U'_{CCX} = 0,8 \% + 0,19 \% = 0,99 \%$$

$$U'_{CCR} = 0,4 \% + 3,8 \% = 4,2 \%$$

soit

$$U'_{CCX} = U'_{1CCX} + U'_{2CCX}$$

$$U'_{CCR} = U'_{1CCR} + U'_{2CCR}$$

□ taux de distorsion en tension D'_L et D'_R relatifs aux "impédances" de court-circuit inductives et résistives. Ces valeurs sont données par les figures 26a et 26b et sont respectivement

$$D'_L = 3,9 \%,$$

$$D'_R = 3,9 \%$$

□ taux de distorsion à l'entrée des micro ordinateurs :

$$D_2 = \sqrt{(3,9)^2 + (3,9)^2} = 5,52 \%$$

□ taux de distorsion en tension D_L et D_R au niveau de la source :

$$D_L = D'_L \cdot \frac{U'_{1CCX}}{U'_{CCX}}$$

$$D_R = D'_R \cdot \frac{U'_{1CCR}}{U'_{CCR}}$$

soit :

$$D_L = 3,9 \% \cdot \frac{0,8}{0,99} = 3,15 \%$$

$$D_R = 3,9 \% \cdot \frac{0,4}{4,2} = 0,37 \%$$

□ taux de distorsion en tension D au niveau de la source

$$D = \sqrt{D_L^2 + D_R^2}$$

$$D = \sqrt{(3,15 \%)^2 + (0,37 \%)^2} = 3,17 \%$$

□ dans cet exemple, la ligne d'alimentation fait passer

$$D \text{ de } 4,6 \% \text{ à } 3,17 \%,$$

$$\text{et } D_2 \text{ de } 4,6 \% \text{ à } 5,52 \%$$

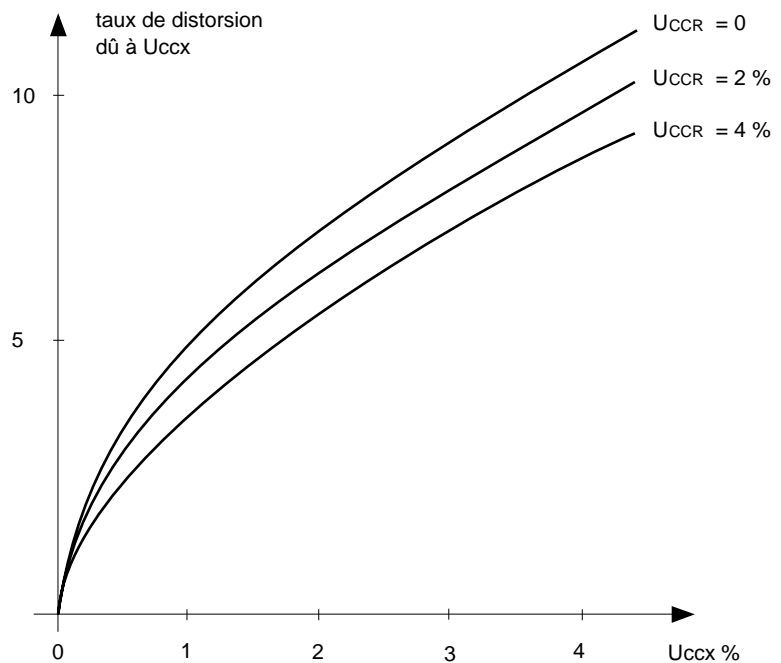


fig. 26a : taux de distorsion en tension dû à U_{ccx} pour diverses valeurs de U_{CCR} .

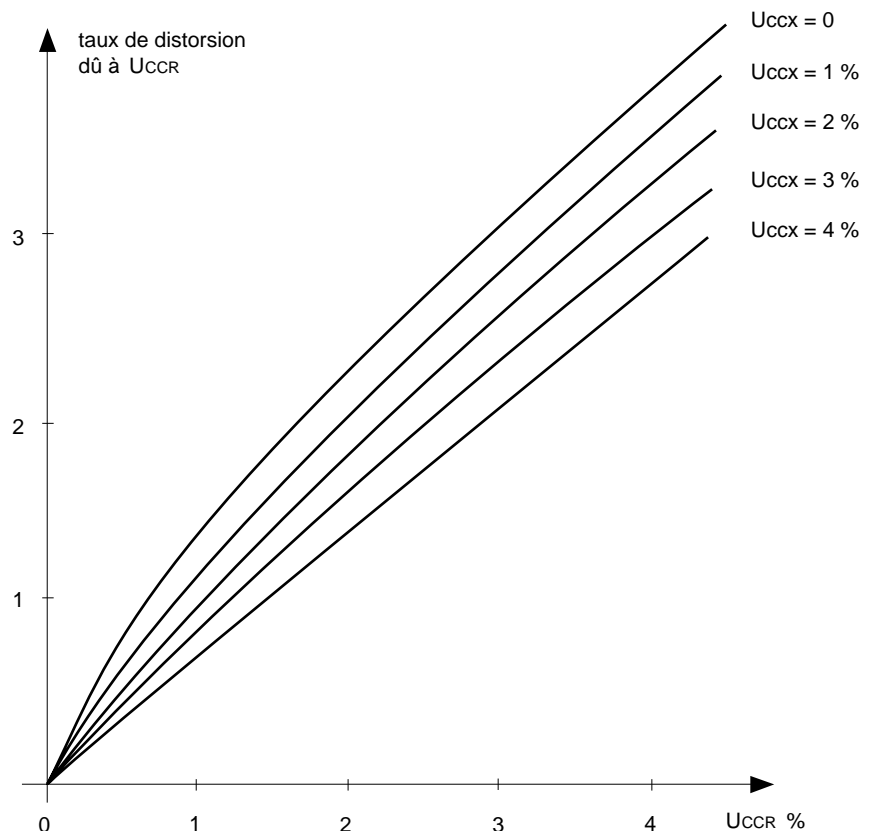


fig. 26b : taux de distorsion dû à U_{CCR} pour diverses valeurs de U_{ccx} .

annexe 2 : filtres d'entrée des matériels informatiques

Leur but est d'arrêter la propagation des perturbations provoquées par l'alimentation à découpage vers les autres utilisations qui peuvent y être sensibles.

Inversement, ils participent à l'atténuation de certaines perturbations présentes sur le réseau et qui peuvent altérer le fonctionnement des matériels informatiques ou électroniques.

La question est de savoir si ces filtres atténuent les courants harmoniques générés par l'alimentation RCD.

Réjection de parasites sur le réseau

Dans le but de réduire la taille et le poids du ou des transformateurs, les alimentations à découpage utilisent le découpage à haute fréquence.

Sur le schéma de la figure 27, un transformateur et sa charge remplacent la résistance de charge R du montage de base (cf. fig. 19) dans ce cas le courant de ligne reste identique du fait de la présence du condensateur C.

La fréquence de découpage est toujours élevée et en tout cas supérieure à 20 kHz pour que le fonctionnement soit inaudible.

Les temps de commutation du transistor (passage de l'état bloqué à l'état conducteur et inversement) sont très courts et peuvent, dans certains cas ne pas excéder quelques dizaines de nano secondes.

Ces commutations à fréquence élevée sont génératrices de parasites HF qui se propagent par conduction et rayonnement. Il en résulte notamment la présence de parasites en amont de l'alimentation à découpage donc sur le secteur, (à ce sujet, il est bon de se reporter au Cahier Technique n° 149 "La Compatibilité Electromagnétique").

Pour limiter la circulation de ces courants à haute fréquence, les constructeurs de matériels informatiques placent en amont de l'alimentation à découpage des filtres dont la structure générale est présentée sur la figure 28.

Ces filtres atténuent les perturbations :
 ■ de mode commun qui affectent de la même façon les deux conducteurs par rapport à la terre,

■ différentielles qui sont présentes entre les deux conducteurs.

L'inductance L présente une impédance élevée pour les courants de mode commun (imc) mais pratiquement nulle pour ceux de mode différentiel (Imd), ses enroulements étant bobinés en opposition.

Les perturbations de mode commun sont dérivées à la terre par les condensateurs C_1 et bloquées par l'inductance L.

Les perturbations de mode différentiel sont atténuées par les condensateurs C_A et C_R qui, en haute fréquence, présentent une impédance faible entre les conducteurs.

Protection de l'alimentation à découpage

Le filtre interposé entre le réseau alternatif et l'alimentation RCD assure une deuxième fonction : il protège celle-ci contre les surtensions impulsives et les parasites HF de mode différentiel et de mode commun qui sont présents sur le secteur.

Fuites à la terre

La présence des condensateurs C_1 provoque un courant de fuite à 50 Hz à la terre.

Les normes de construction indiquent généralement les valeurs de courant de fuite à ne pas dépasser (quelques milli ampères pour les appareils raccordés à une prise de courant).

Par exemple, la norme CEI 950 relative aux matériels de traitement de

l'information indique que ces courants doivent être inférieurs à 3,5 mA pour les appareils raccordés à des prises de courant. Dans la réalité, l'UTE a mesuré des courants de l'ordre de 1 à 2 mA. Si une ligne alimente de nombreux matériels informatiques et électro-niques, la somme des courants de fuite peut provoquer le fonctionnement du dispositif différentiel résiduel haute sensibilité (30 mA) placé sur la ligne.

Filtrage des harmoniques

Les filtres placés entre le secteur (secoursu ou non) et l'alimentation RCD sont efficaces dans la bande de fréquence 10 kHz à 100 MHz.

Ils ne jouent (malheureusement) aucun rôle en ce qui concerne les courants harmoniques injectés sur le réseau. Ceci car les courants harmoniques produits par les alimentations RCD sont de fréquence relativement faible : 1 kHz correspond au rang 20 pour le 50 Hz !

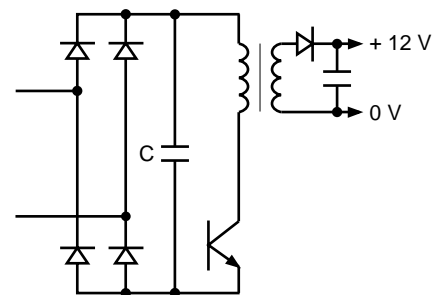


fig. 27 : schéma de principe d'une alimentation à découpage (RCD).

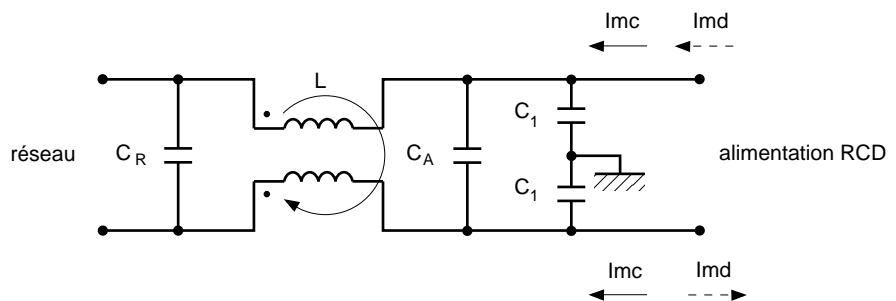


fig. 28 : schéma de base d'un filtre antiparasite.

annexe 3 : bibliographie

Normes

■ CEI 146-1-1

Convertisseurs à semiconducteurs.
Spécifications communes et
convertisseurs commutés par le
réseau - partie 1-1 : spécifications des
clauses techniques de bases.

■ CEI 950

Sécurité des matériels de traitement de
l'information y compris les matériels de
bureau électriques. (NF C 77-210)
(Modification 1 incorporée).

■ NF C 42-810

Alimentations sans interruption, de
puissance nominale inférieure à 3 kVA.

Cahiers Techniques Merlin Gerin

■ "Analyse des réseaux triphasés en
régime perturbé à l'aide des
composantes symétriques"
Cahier Technique n° 18 (B. De Metz-
Noblat)

■ La compatibilité électromagnétique
Cahier Technique n° 149 (F. Vaillant)

