

Annex 3. Publicacions més representatives

A3.1. Contingut

Tot seguit s'adjunta una còpia de les publicacions més representatives que s'han anat realitzant. Es vol fer especial èmfasi en que hi ha moltes més publicacions, però per tal de no recarregar el present treball es limiten a sis en ordre cronològic invers. En tot cas, sempre es pot consultar l'àmplia bibliografia de l'autor.

Aquestes publicacions són les següents:

Títol: Sliding mode control of a single-phase AC/DC/AC converter.

Autors: Biel, D.; Fossas, E.; Griñó, R.; Riera, J.; Sudrià, A.

Publicació: Proc. of the 40th IEEE Conference on Decision and Control, desembre 2001.

Títol: Programmable logic device applied to the quasi-sliding control implementation based on zero averaged dynamics.

Autors: Biel, D.; Fossas, E.; Ramos, R.; Sudrià, A.;

Publicació: Proc. of the 40th IEEE Conference on Decision and Control, desembre 2001.

Títol: Control Digital en modo deslizamiento de un ondulator para S.A.I.

Autors: A. Sudrià, S. Galceran, D. Montesinos, J. Bergas, E. Fossas, D. Biel.

Publicació: 7^a Jornadas Hispano Lusas de Ingeniería Eléctrica, juliol 2001.

Títol: Sliding mode control of single phase AC/DC/AC converter

Autors: Fossas, E.; Biel, D.; Riera, J.; Sudrià, A.; Griñó, R.;

Publicació: VII IEEE International Power Electronics Congress, octubre 2000.

Títol: Control de un SAI mediante un lazo interno de intensidad.

Autors: J. Bergas, A. Sudrià, S. Galceran, J. Rull.

Publicació: Seminario anual de automàtica, electrònica industrial e instrumentación, Setembre 2000.

Títol: Sistemas de alimentación ininterrumpida.

Autor: Sudrià, A.

Publicació: Automàtica e Instrumentación, Maig 1987. ISSN: 0213-3113.

Sliding Mode Control of a Single-Phase AC/DC/AC Converter

Domingo Biel, Enric Fossas¹, Robert Griñó, Jordi Riera, Antoni Sudrià.

Universitat Politècnica de Catalunya

{biel@eel, fossas@ioc, grino@ioc, jriera@iri, sudria@ee}.upc.es

Abstract

This work is devoted to the design of a sliding mode control scheme for a single-phase AC/DC/AC converter in output AC signal tracking task, maintaining unity power factor in the input stage. The control scheme is found to be robust with respect to parameter variations and external disturbances. The analysis of the sliding domain provides us with a converter parameter design procedure which, in turn, can be used to minimize the dc-link capacitors.

1 Introduction

The most popular AC/DC/AC power conversion is performed by means of a PWM rectifier-inverter system with dc voltage link. This approach makes use of a capacitor (normally electrolytic, bulky and expensive) in the DC link, which causes decoupling between the rectifier and the inverter. Some of the latest studies on AC/DC/AC power conversion deal with the strategies to reduce the dc-link capacitors [8]-[10].

The desired unity power factor constitutes one of the rectifier requirements. In the same way, the AC output voltage has to be in phase with the AC input voltage and with a reduced THD factor. The control technique mostly used to drive the two decoupling converters is based on the usual and well-known linearisation technique applied to the design of PWM control schemes. Sliding-mode control techniques have been proposed as an alternative to PWM control strategies in DC-DC switching regulators since they make these systems very robust to perturbations, namely variations of the input voltage and/or in the load [3]-[5]. These techniques have also been applied to the design of high-efficiency inverters, where a switching DC-DC converter is forced to track an external sinusoidal reference by means of an appropriate sliding-mode control action [2],[6],[7].

The work here reported proposes two switching sur-

¹Corresponding author. Institut d'Organització i Control de Sistemes Industrials, Avda. Diagonal, 647, planta 11, 08028-Barcelona. Spain. Phone. 34-934.017.779, Fax. 34-934.016.605

faces and their respective control policies to track the output voltage tracking and to guarantee unity power factor in a single-phase inverter with input rectifier, respectively. Whereas the former sliding surface is a linear combination of the output voltage error and its derivative, the latter results in a surface not only depending on time, but on the energetic balance as well. This energetic balance is measured at each period of the AC input voltage. The problem we deal with can be redefined as the design of appropriate surfaces in order to make the outputs of the system reach zero as a stable equilibrium point. One of these surfaces has to be iteratively defined, otherwise the zero dynamics is not stable.

The paper is organized as follows: in section 2, the AC/DC/AC power system is described and its normalized state equations are presented; the switching surfaces are proposed in section 3; the sliding domains are deduced and, in turn, design restrictions are derived in section 4; subsequently, switching control laws are proposed and the robustness of the controlled system is analyzed. Simulation results are presented in section 5. Finally, a conclusion is reported in the last section.

2 The single-phase inverter with input rectifier. State equations

Let us consider the single-phase inverter with phase controlled rectifier acting as power supply depicted in Figure 1, where half bridges have been employed to ensure the bipolarity of the AC output.

The power system, considering ideal switches and lossless reactive elements, can be represented by the set of differential equations

$$L_1 \frac{di_{L1}}{d\tau} = (v_g - v_{C1}) + u_2(v_{C1} + v_{C2}) \quad (1)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{d\tau} = (i_{L1} - i_{L2}) + u_1 i_{L2} - u_2 i_{L1} \quad (2)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{d\tau} = (v_{C1} - v_o) - u_1(v_{C1} + v_{C2}) \quad (3)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{d\tau} = u_1 i_{L2} - u_2 i_{L1} \quad (4)$$

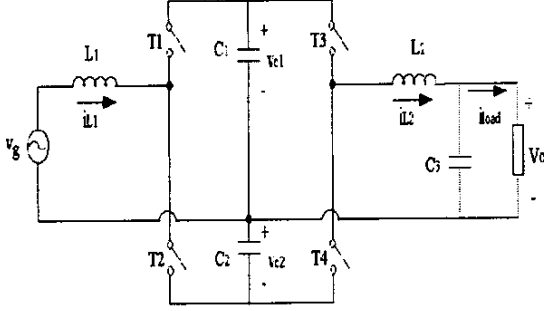


Figure 1: Single-phase inverter with rectifier.

$$C_3 \frac{dv_o}{d\tau} = i_{L_2} - i_{load} \quad (5)$$

where, as can be seen in Figure 1, i_{L_1} and i_{L_2} are currents through the inductors, i_{load} is the current through the load, v_{C_1} , v_{C_2} and v_o are voltages in the capacitors, L_1 and L_2 are inductance values, C_1 , C_2 and C_3 are capacitance values, $v_g = b \sin(2\pi f_0 \tau)$ is the input voltage, and u_1 , u_2 are the control signals, which belong to the discrete set $\{0, 1\}$; u_1 drives (T_3, T_4) and u_2 drives (T_1, T_2) .

For a systematic study, it is convenient to consider a dimensionless model obtained by the change of variables

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= \frac{v_{C_1} + v_{C_2}}{b} & x_2 &= \frac{v_{C_1} - v_{C_2}}{b} \\ y_1 &= \frac{i_{L_1}}{b} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} & y_2 &= \frac{i_{L_2}}{b} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \\ x_3 &= \frac{v_o}{b} & y_{load} &= \frac{i_{load}}{b} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \\ t &= \frac{\tau}{\sqrt{L_1 C_1}} & f &= \sqrt{L_1 C_1} f_0 \\ v_1 &= 1 - 2u_1 & v_2 &= 1 - 2u_2 \\ h &= \frac{v_g}{b} = \sin(2\pi f t) \end{aligned} \right\}$$

Namely,

$$\frac{dy_1}{dt} = h - \frac{x_2}{2} - \frac{v_2 x_1}{2} \quad (6)$$

$$\frac{dx_1}{dt} = v_2 y_1 - v_1 y_2 \quad (7)$$

$$\frac{dy_2}{dt} = L \left(\frac{v_1 x_1}{2} + \frac{x_2}{2} - x_3 \right) \quad (8)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = y_1 - y_2 \quad (9)$$

$$\frac{dx_3}{dt} = C (y_2 - y_{load}) \quad (10)$$

where $L = \frac{L_1}{L_2}$, $C = \frac{C_1}{C_3}$ and $C_1 = C_2$ is assumed.

Also notice that the energy stored in the plant can be measured by

$$E = y_1^2 + \frac{x_1^2}{2} + \frac{x_2^2}{2} + \frac{y_2^2}{L} + \frac{x_3^2}{C} \quad (11)$$

and that

$$\frac{dE}{dt} = 2 [y_1 h - y_{load} x_3] \quad (12)$$

describes the energy balance.

3 Design and Analysis

The requirements which the AC/DC/AC converter have to meet are:

- the input current must be in phase with the input voltage (unity power factor),
- the output voltage provided to the load must be a sinus wave of 50Hz of frequency and $b = 220\sqrt{2}V$ of amplitude.
- the voltage of the bus, represented by the dimensionless variable x_1 , should remain in a neighbourhood of a nominal value x_1^* . This is equivalent to $|E - E^*| < \rho$, where E^* is the nominal energy and ρ the radius of the neighbourhood.

The first and second demands can respectively be written as

$$1. \forall t \in [nT, (n+1)T), \quad y_1(t) - k_n h(t) = 0.$$

$$2. \forall t \geq t_0, \quad x_3(t) - h(t) = 0$$

where k_n is constant for all $t \in [nT, (n+1)T)$ and $T = f^{-1}$. Concerning the third demand, it will be achieved by an appropriate design of the coefficient k_n .

In order to design sliding-mode controllers in such a way that the previous tracking conditions are satisfied, remark that the relative degrees of $y_1 - k_n h$ and $x_3 - h$ with respect to (v_1, v_2) are $(2, 1)$ and $(2, 3)$, respectively.

Then, let us define as sliding surfaces:

$$\sigma_1 := y_1 - k_n h = 0 \quad (13)$$

$$\sigma_2 := (x_3 - h) + \kappa \frac{d(x_3 - h)}{dt} = 0 \quad (14)$$

It is straightforward to prove that

$$\frac{\partial \sigma_1}{\partial v_1} = 0 \quad \frac{\partial \sigma_2}{\partial v_2} = 0,$$

so σ_1 will tend to zero under an appropriate design of v_2 irrespective of the value of v_1 , respectively for σ_2 , v_1 and v_2 .

The control law

$$v_1 = \begin{cases} +1 & \text{if } \sigma_2 < 0 \\ -1 & \text{if } \sigma_2 > 0 \end{cases} \quad (15)$$

$$v_2 = \begin{cases} +1 & \text{if } \sigma_1 < 0 \\ -1 & \text{if } \sigma_1 > 0 \end{cases} \quad (16)$$

locally qualifies σ_1^2 and σ_2^2 as Lyapunov functions; therefore, (13) and (14) tend to zero in the controlled system, and the desired behaviour is ensured. As in [6], the performance of equation (14) guarantees a robust dynamics with respect to load disturbances.

As to the value of k_n , let us assume sliding motion on σ_1 and on σ_2 , remember that $h(t) = \sin(2\pi ft)$ and solve $E(t)$ from equation (12) for $t \in [nT, (n+1)T)$; then

$$E(t) = E(nT) + 2k_n \left[\frac{t - nT}{2} - \frac{\sin(4\pi ft)}{8\pi f} \right] - 2 \int_{nT}^t y_{load}(\tau) h(\tau) d\tau \quad (17)$$

Let γ_n be the average load defined by

$$\gamma_n = 2f \int_{nT}^{(n+1)T} y_{load}(\tau) h(\tau) d\tau$$

The energy of the system at $t = (n+1)T$ is

$$E_{n+1} = E((n+1)T) = E_n + (k_n - \gamma_n)T \quad (18)$$

resulting in a discrete dynamical system with input k_n and output E_n . Under the hypotheses that $\gamma_n = \gamma_{n-1}$ almost every time, γ_n can be estimated through $E_n - E_{n-1}$. Namely,

$$(E_n - E_{n-1}) - Tk_{n-1} = -T\gamma_{n-1}$$

and equation (18) results in

$$E_{n+1} - E_n = T(k_n - k_{n-1}) + E_n - E_{n-1}$$

Then, let us define

$$k_n = k_{n-1} - \frac{E_n - E_{n-1}}{T} + \frac{(1+\varepsilon)(E^* - E_n)}{T} \quad (19)$$

which is equivalent to

$$k_n = \gamma_{n-1} + \frac{(1+\varepsilon)(E^* - E_n)}{T} \quad (20)$$

Equations (18) and (20) yield

$$(z + \varepsilon)\mathcal{Z}(E) = (1 + \varepsilon)E^* - T(z - 1)\mathcal{Z}(\gamma)$$

which states that for $-1 < \varepsilon < 1$ the solution E_n of equation (18) is stable. E_n reaches the steady state E^* if γ_n does so too.

E_n can be computed from equation (11) presuming the initial condition is known. Finally, as one can assume the initial conditions hold $\sigma_1 = 0$ and $\sigma_2 = 0$, $E_0 = E(0)$ is

$$\frac{x_1^2(0)}{2} + \frac{y_2^2(0)}{L} \quad (21)$$

4 Sliding domain and converter parameters design procedure

A parameters design procedure will be presented in this section. The load is presumed to be resistive, that is $y_{load} = \Lambda x_3$ for a constant $\Lambda = \frac{1}{R}\sqrt{L_1 C_1}$. The discrete design in the previous section makes k_n evolve very close to Λ . Thus, $k_n = \Lambda$ will be assumed in this section as well. The condition that target trajectories lie in the sliding domain will provide us with some constraints on the plant parameters that will be used in the design stage.

Equivalent controls v_{1eq} and v_{2eq} guaranteeing $\frac{d\sigma_1}{dt} = 0$, $\frac{d\sigma_2}{dt} = 0$, respectively can be obtained from equations (13),(14),(6) -(10), and in steady state they are

$$v_{1eq} = \frac{1}{x_1} \left[\frac{2}{LC} \frac{d^2 h}{dt^2} + \frac{2}{L} \frac{dy_{load}}{dt} + \left(2 + \frac{1}{C}\right) h \right] \quad (22)$$

$$v_{2eq} = \frac{1}{x_1} \left[\left(2 + \frac{1}{C}\right) h - 2 \frac{y_{load}}{h} \frac{dh}{dt} \right] \quad (23)$$

Since the inverter's load is resistive, they become

$$v_{1eq} = \frac{1}{x_1} \left[\frac{2}{LC} \frac{d^2 h}{dt^2} + \frac{2\Lambda}{L} \frac{dh}{dt} + \left(2 + \frac{1}{C}\right) h \right] \quad (24)$$

$$v_{2eq} = \frac{1}{x_1} \left[\left(2 + \frac{1}{C}\right) h - 2\Lambda \frac{dh}{dt} \right] \quad (25)$$

Of course, the target trajectories have to lie in the sliding domain defined by

$$i) \begin{cases} \sigma_1 = 0 \\ |v_{1eq}| \leq 1 \end{cases} \quad ii) \begin{cases} \sigma_2 = 0 \\ |v_{2eq}| \leq 1 \end{cases}$$

this leading to

$$\left(2 + \frac{1}{C}\right)^2 + (4\Lambda\pi f)^2 \leq x_1^2 \quad (26)$$

$$\left(2 + \frac{1}{C} - \frac{2}{LC}(2\pi f)^2\right)^2 + \left(\frac{4\Lambda\pi f}{L}\right)^2 \leq x_1^2 \quad (27)$$

Moreover, the ideal sliding dynamics can be obtained from equations (13),(14), (10), (9) and (12). Namely, $y_1 = \Lambda h$, $x_3 = h$, $y_2 = \frac{1}{C} \frac{dh}{dt} + \Lambda h$, and

$$\frac{dx_2}{dt} = y_1 - y_2 \quad (28)$$

$$\frac{dE}{dt} = y_1 h - \Lambda x_3^2 \quad (29)$$

Taking into account these results, equations (11) and (21) and $x_2(0) = 0$, the steady state behaviour of x_1^2 is

$$x_1^2(0) + \frac{2y_2^2(0)}{L} - 2\Lambda^2 h^2 - \frac{2}{LC^2} \left(\frac{dh}{dt} \right)^2 - \frac{2h^2}{C} - \frac{h^2}{C^2} \quad (30)$$

resulting in the sine wave

$$x_1^2(t) = x_1^2(0) + A_1 + B \sin(4\pi f t + \psi) \quad (31)$$

where

$$A_1 = \frac{y_2^2(0)}{L} - \left(1 + \frac{1}{L}\right) \Lambda^2 - \frac{1}{C} \left(1 + \frac{1}{2C}\right)$$

$$B = \sqrt{A_1^2 + \frac{4y_2^2(0)\Lambda^2}{L^2}}$$

Let us define

$$\Phi_1 = \left(2 + \frac{1}{C}\right)^2 + (4\Lambda\pi f)^2$$

$$\Phi_2 = \left(2 + \frac{1}{C} - \frac{2}{LC}(2\pi f)^2\right)^2 + \left(\frac{4\Lambda\pi f}{L}\right)^2$$

then inequalities (26) and (27) can be rewritten as

$$x_1^2(0) \geq \max\{\Phi_1, \Phi_2\} - A_1 + B \quad (32)$$

There is, in addition, a practical requirement: $x_1(t) \leq \Delta$ which, in turn results in

$$x_1^2(0) \leq \Delta^2 - A_1 - B \quad (33)$$

Inequality (33) along with inequality (32) yield necessary conditions on parameters L , C , Λ , f and Δ in order to sliding motion can exists. Namely,

$$\Delta^2 \geq \max\{\phi_1, \phi_2\} + 2B \quad (34)$$

Furthermore, this inequality indicates acceptable initial values for the bus voltage. The capacitors C_1 and C_2 have to reach this value in a charging stage.

As an design parameters example, inequality (34) is particularized for

$$C_3 = 80\mu F, \quad L_1 = L_2 = 1mH, \quad \Lambda(R) = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$$

$R = 2.5\Omega$ and $R = 25\Omega$. The resulting graphs as functions of the remaining parameter $C \in [0, 25]$ are depicted in Figure 2. Note that, in order to fulfil the latest inequality, C have to be in the interval $[6.54, +\infty)$ for $R = 2.5\Omega$, respectively in the interval $[2.99, +\infty)$ for $R = 25\Omega$.

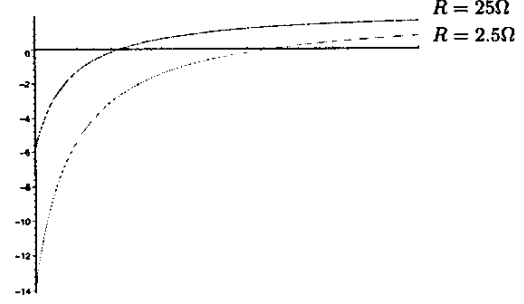


Figure 2: $\Delta^2 - (\max\{\phi_1, \phi_2\} + 2B)$ as a function of parameter C

5 Simulation results

The previous control design has been simulated in a single-phase inverter with input rectifier with the following parameters: $L_1 = L_2 = 1mH$, $C_1 = C_2 = 20C_3$, $C_3 = 80\mu F$, $R = 10\Omega$ and an output frequency of 50Hz. The control parameters are $\kappa = 0.5$, in equation (14), and $\varepsilon = 0.2$, in equation (19). Simulations show the behaviour of the state variables after a transient until the dc-link capacitors are charged. The initial conditions are: $x_1(0) = 2$, $x_2(0) = 0$, $y_1(0) = 0$, $x_3(0) = 0$, $y_2(0) = 0$ and $k_0 = \Lambda$.

The designed system has been simulated for the step resistive load

$$\Lambda(t) = \Lambda(1 - 0.5\theta(t - 125))$$

where θ is the Heaviside step function. Figure 3 shows the evolution of the input current y_1 , the bus voltage x_1 and the output voltage x_3 . In Figure 4, the input voltage is depicted again together with the successive values which the discrete variable k_n takes. Note that the iterative sliding surface equation $y_1 - k_n h = 0$ holds. Finally, the energy $E(t)$ is drawn in Figure 5. Limitations on the overshoot caused by the step perturbation in the load result in new conditions on parameter C .

6 Conclusion

In this paper, a robust sliding-mode control scheme for a single-phase AC/DC/AC tracking system with unity power factor has been proposed. The design procedure presented in this work suggests two sliding surfaces, one of them iteratively defined, and the corresponding switching control laws leading to the above mentioned objectives. A converter parameter design procedure that can be used to minimize the dc-link capacitor, has also been proposed. The theoretical predictions have been validated by means of simulations results.

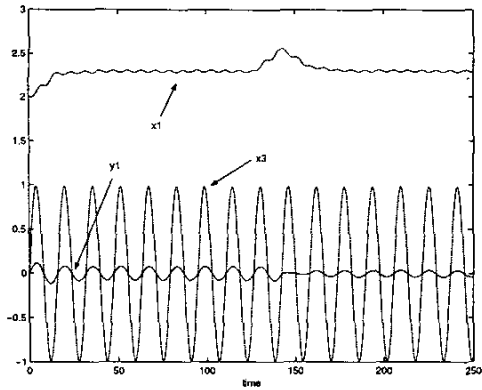


Figure 3: The input current $y_1(t)$ together with the output voltages $x_1(t)$, and $x_3(t)$.

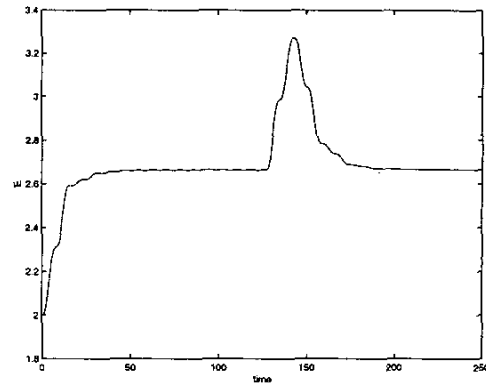


Figure 5: The energy $E(t)$.

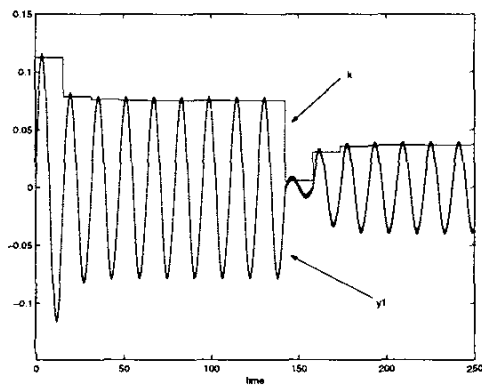


Figure 4: The input current $y_1(t)$ together with the discrete signal k_n . The $y_1(t)$ -tracking of $k_n h(t)$ is remarked on.

7 Acknowledgement

This work has been partially sponsored by the Comisión Interministerial de Ciencia y Tecnología CI-CYT DPI2000-1509-CO3-02,03.

References

- [1] Biel D, Fossas E. and Guinjoan F. *Application of Sliding Mode Control to the design of a Buck-based Sinusoidal Generator*. Proceedings of ISIE99. Bled 1999.
- [2] Fossas, E and Biel, D. *A Sliding mode approach to robust generation on dc-to-dc converters*. Conf. on Dec. and Control. Kobe, Japan. 1996. pp. 4010-4012.
- [3] Sira-Ramirez, H. *Sliding motions in bilinear switched networks*. IEEE Trans. on Circuits and Systems. V. cas 34 N. 8 August 1987. pp. 919- 933.
- [4] Utkin, V.I. *Sliding modes and their applications in variable structure systems*. Mir. Moscow, 1978.
- [5] Venkataramanan R, Sabanovic A. and Cuk S. *Sliding mode control of DC-to-DC converters*. Proceedings IECON 1985. pp. 251-258.
- [6] Carpita M, Marchesioni M, Oberti M. and Puguisi L. *Power conditioning system using sliding mode control*. Proceedings PESC 1988. pp. 623-633.
- [7] Biel D, Fossas E., Guinjoan F and Ramos R. *Sliding Mode Control of a Boost-Buck Converter for AC signal tracking task*. Proceedings of ISCAS99. Orlando 1999. pp. 242-245.
- [8] Malesani L. M., Rossetto L. and Tomasin P. *AC/DC/AC PWM converter with reduced energy stored in the DC link*. IEEE Trans. Ind. Applicat. V. 31. Mar./Apr. 1995. pp. 287-292.
- [9] Kim J. S. and Sui S. K. *New control scheme for ac-dc-ac converter without dc link electrolytic capacitor*. Proceedings PESC 1993. pp. 300-306.
- [10] Jung J., Lim S. and Nam K. *A Feedback Linearizing control scheme for a PWM Converter-Inverter having very small DC-link capacitor*. IEEE Trans. Ind. Applicat. V. 35. Sep./Oct. 1999. pp. 1124-1131.

Programmable logic device applied to the quasi-sliding control implementation based on zero averaged dynamics

Domingo Biel¹, Enric Fossas, Rafael Ramos, Antoni Sudrià
Universitat Politècnica de Catalunya
{biel@eel, fossas@ioc, lara@eel, sudria@ee}.upc.es

Abstract

In this communication the hardware implementation of a quasi-sliding algorithm, based on Zero Average Dynamics (ZAD), to a DC-AC converter is reported. The algorithm fulfils the requirement of fixed frequency switching as well as of similar sliding properties concerning reaching and robustness. The complexity of the algorithm, (several cases have to be considered involving non-linear arithmetic) renders an analogue implementation difficult. Consequently, a digital electronic implementation has proved to be the most appropriate solution, which is achieved by means of a Field Programmable Gate Array and an external EEPROM memory. Experimental results for resistive loads validate theoretical predictions.

1 Introduction

DC/AC power switching converters are electronic devices that can be modelled as Variable Structure Systems owing to the abrupt topological changes that the circuit, commanded by a discontinuous control action, undergoes. The controlled system must be robust with respect to perturbations in the line (the input voltage) and in the load which, in turn, can be time-dependent. Because of the robustness of Sliding Mode controllers, they offer a better performance than the classical ones based on Pulse Width Modulation. Furthermore, hardware implementation is easier for Sliding Mode Control than for PWM control.

The demand for limited switching frequency addresses two practical needs: one, the switching frequency of the actuator can not be infinite, as the theoretical sliding mode presumes; two, in power switching converters high frequency switching causes poor performance. Taking this into account, sliding mode control has traditionally been implemented in electronics by means of a hysteresis cycle circuitry [1]-[4]. This analogue implementation provides a bounded switching frequency

that can be amplified by the plant, this resulting in an annoying acoustic noise. In order to overcome these difficulties, a fixed frequency switching is considered here. Due to the synchronism required by the fixed frequency, the control algorithm has to be implemented by means of digital hardware. In the case reported here, the control algorithm has been programmed in a digital device. A digital processor, together with analogue-to-digital converters constitute the digital hardware. The analogue feedback signal is discretized taking into account design requirements in the implementation procedure.

The problem of fixing or limiting the frequency has been widely studied in the literature, especially in the field of power electronics by Venkataraman and Divan[5], Nicolas et al.[3], Bühler[1] and Muthu and Kim[6].

The problem can also be considered in the domain of discrete sliding control and quasi-sliding. Different authors have followed different paths but all emphasize the reaching problem, but not the average dynamics, or the L_2 -norm. The works of Utkin[7], Furuta[8] and Gao et al.[9] are relevant, as well as the book by Gelig[10] on Pulse-Modulated Systems.

In this communication, the hardware implementation of a quasi-sliding algorithm, based on Zero Average Dynamics (ZAD) [11], applied to a DC/AC linear power converter is reported. The paper is organised as follows: section two summarises the ZAD control algorithm. The DC/AC switching power converter is presented in section three. Section 4 deals with the implementation procedure and includes experimental results. The last section summarises the conclusions of the work.

2 The Zero Average Dynamics control algorithm

This section contains a summary of the ZAD algorithm and deals with a quasi-sliding strategy based on the achievement of zero average dynamics in each cycle.

Let us consider a general, autonomous, nonlinear, SISO

¹Dpt. d'Enginyeria Electrònica. E.U.P.V.G., C/ Víctor Balaguer s/n., 08800- Vilanova i la Geltrú (Barcelona). Spain. Phone: 34-938.967.780, Fax: 34-938.967.700

system defined by

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u$$

where $x \in \mathbb{R}^n$ and f and g are vector fields defined on \mathbb{R}^n . It is assumed that the system is governed by a switching surface $S(x, t)$ and a sliding control law,

$$u(x, t) = \begin{cases} u^+ & \text{if } S(x, t) > 0 \\ u^- & \text{if } S(x, t) < 0 \end{cases}$$

which will be modified into a Pulse Width Modulation as

$$u(x, t) = \begin{cases} u^+ & \text{if } KT \leq t < (K+d)T \\ u^- & \text{if } (K+d)T \leq t < (K+1)T \end{cases}$$

T is the switching period and d the duty cycle in the period. As detailed in [1], the ZAD control u is piecewise defined and forces a zero average dynamics for the switching surface, i.e.,

$$\langle \dot{S}(x, t) \rangle = \frac{1}{T} \cdot \int_{KT}^{(K+1)T} \dot{S}(x, \tau) \cdot d\tau = 0$$

The control law is obtained under the hypotheses of linear approximation for the switching surface; it is given in Table 1 where, $x_k = x(kT)$, $S_k = S(x_k, kT)$, $\dot{S}_k^+ = \dot{S}(x_k, kT, u^+)$ and $\dot{S}_k^- = \dot{S}(x_k, kT, u^-)$. Note that the derivatives of the sliding surface can be computed as

$$\begin{aligned} \dot{S}(x, u^+) &= \frac{\partial S}{\partial x} \cdot (f(x) + u^+ \cdot g(x)) \\ \dot{S}(x, u^-) &= \frac{\partial S}{\partial x} \cdot (f(x) + u^- \cdot g(x)) \end{aligned}$$

Table 1: ZAD algorithm.

Conditions	(u, d)
$S_k \geq 0$ and $S_k + T \dot{S}_k^+ \geq 0$	$(u^+, 1)$
$S_k \geq 0$, $S_k + T \dot{S}_k^+ < 0$ and $\frac{ \dot{S}_k^+ }{ \dot{S}_k^- } \geq \frac{T}{2}$	$(u^+, 1)$
$S_k \geq 0$, $S_k + T \dot{S}_k^+ < 0$ and $\frac{ \dot{S}_k^+ }{ \dot{S}_k^- } < \frac{T}{2}$	$\left(u^+, 1 - \sqrt{\frac{ \dot{S}_k^+ - 2\frac{S_k}{T}}{ \dot{S}_k^+ + \dot{S}_k^- }}\right)$
$S_k \leq 0$, $S_k + T \dot{S}_k^- \leq 0$	$(u^-, 1)$
$S_k \leq 0$, $S_k + T \dot{S}_k^- > 0$ and $\frac{ \dot{S}_k^- }{ \dot{S}_k^+ } \geq \frac{T}{2}$	$(u^-, 1)$
$S_k \leq 0$, $S_k + T \dot{S}_k^- > 0$ and $\frac{ \dot{S}_k^- }{ \dot{S}_k^+ } < \frac{T}{2}$	$\left(u^-, 1 - \sqrt{\frac{\dot{S}_k^- - 2\frac{S_k}{T}}{ \dot{S}_k^- + \dot{S}_k^+ }}\right)$

3 The DC/AC switching power converter

DC/AC power converters supply a regulated AC output voltage from a DC source guaranteeing good energy

efficiency. Uninterruptible power supplies (UPS) and AC power sources constitute the main application of these converters. As can be seen in Figure 1, an inductor (L), a capacitor (C) and electronic power switches form the power stage of the converter which has to feed an AC load (in this example, a resistive load). A photograph of the prototype can be seen in Figure 2.

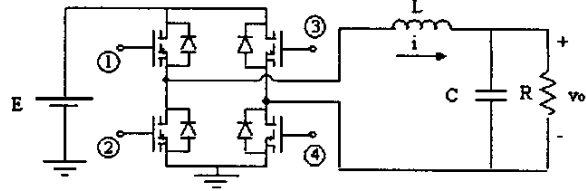


Figure 1: DC/AC power stage

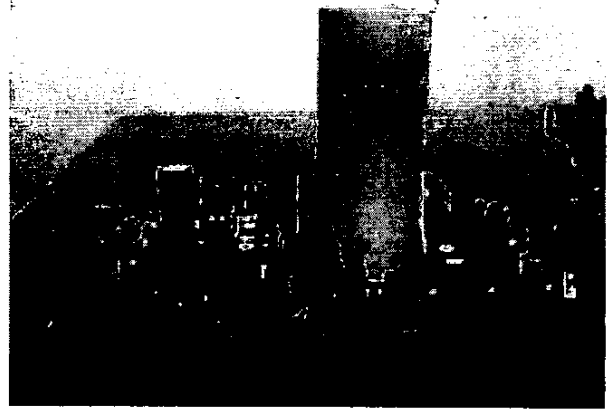


Figure 2: Photography of the DC/AC power stage.

Like variable structure systems, switching converters can be described by piece-wise state equations. The model describing the DC/AC linear converter is

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u$$

where the control signal u takes discrete values, $u \in \{-1, 1\}$, indicating the power switch state (ON/OFF), as it is summarised in Table 2.

The switching surface

$$\begin{aligned} S(x, t) &= \alpha \cdot (V_{ref}(t) - v_o) + \left(\frac{dV_{ref}(t)}{dt} - \frac{dv_o}{dt} \right) \\ S(x, t) &= \alpha \cdot e(t) + \frac{de(t)}{dt} \end{aligned}$$

and the control law

$$u = \begin{cases} +1 & \text{if } S(x, t) > 0 \\ -1 & \text{if } S(x, t) < 0 \end{cases}$$

Table 2: Power switch states.

	S1	S2	S3	S4
$u = 1$	ON	OFF	OFF	ON
$u = -1$	OFF	ON	ON	OFF

introduced by Carpita et al. in [2] are considered here; $V_{ref}(t) = A \cdot \sin(2\pi ft)$ is the reference signal to be tracked by the output voltage. This design leads to the desired steady sliding motion, namely $v_o = V_{ref}(t) = A \cdot \sin(2\pi ft)$.

4 The digital control implementation

In order to obtain a fixed switching frequency the quasi-sliding ZAD technique has been applied to the DC/AC linear power converter. As has been previously shown in Table 1, the control algorithm has several cases to consider; some of which involving non-linear arithmetic. Because of the complexity of the algorithm, a digital electronic implementation has proved to be the most appropriate solution.

The first step in a digital implementation is the proper hardware selection. Several electronic devices can be considered, namely general-purpose microprocessors, Digital Signal Processors (DSP) and high-density programmable logic devices like Field Programmable Gate Arrays (FPGA) or Complex Programmable Logic Devices (CPLD).

The selection process is based on several features such as processing speed, device capability, design environment and device price. The designer has to consider the most restrictive requirement in order to select the proper electronic device. For instance, the DSP constitutes a good selection when the processor has to solve complicated processing functions; however, the hardware is expensive. In the case of the DC/AC power converter considered here the switching frequency ranges from 20 to 40 kHz; that is, from 25 to 50 microseconds per switching period. The processing time of the control has to be less or equal to 10% of the switching period, in our case fixed at 50 microseconds per period, in order not to perturb the theoretical dynamics behaviour. This requirement rules out the use of general-purpose microprocessors or DSP which are based on software design. The FPGA is an electronic device that can be used when a short time-processing is needed. In this case, the FPGA device has been selected in order to implement the ZAD control algorithm because of its high-speed processing capability and its embedded hardware design.

Figure 3 shows a schematic block diagram of the digital implementation of the ZAD algorithm.

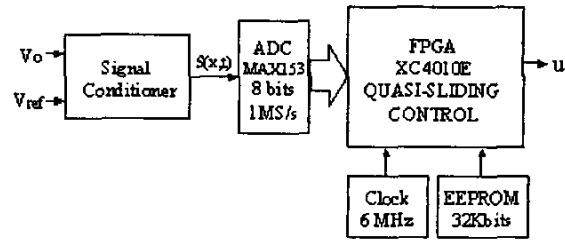


Figure 3: ZAD control block diagram

As can be seen in Figure 3, a signal conditioner, an analogue-to-digital converter (ADC) and an FPGA programmable logic device together with its external clock and EEPROM memory make up the block diagram. The signal conditioner consists of an analogue electronic circuitry, composed by operational amplifiers, which performs the switching surface $S(x,t)$. The ADC converter samples the conditioner output signal in order to operate in discrete-time. The designer has to choose the proper sample frequency and the number of bits of the digital word. On the one hand, the higher the sample frequency, the higher the price of the ADC converter. On the other hand, the higher the number of bits, the smaller the quantization error, but the longer the processing time of the algorithm. Simulation results are necessary to solve this dilemma; in our case, 8 bits by digital word are good enough to obtain acceptable results.

The ZAD control algorithm has been programmed in the PPGA logic device. A photograph of the FPGA control board is shown in Figure 4. The device needs an external 6MHz clock and a 32 Kbytes EEPROM memory, where the FPGA configuration data are recorded. The block diagram of the FPGA logic implementation is depicted in Figure 5, where three different logic blocks can be seen. The first one is the Arithmetic block [12], [13] where the algorithm presented in Table 1 is solved; the duty cycle appears as a solution of this block. The second one is the Digital PWM block, which gives the desired synchronism and fixes the switching frequency. The last block is the Sequential control block, which generates the device control signals.

As Figure 6 indicates, the samples of the switching surface function $S(x,t)$, previously processed by the signal conditioner, are the inputs of the Arithmetic block. In order to estimate the derivatives of the switching surface $\dot{S}\Big|_{u=u^+}$ and $\dot{S}\Big|_{u=u^-}$, $S(x,t)$ has been sampled every semi-period. The switching surface samples S1, S2 and S3 are needed to estimate the derivatives $\dot{S}\Big|_{u=u^+}$

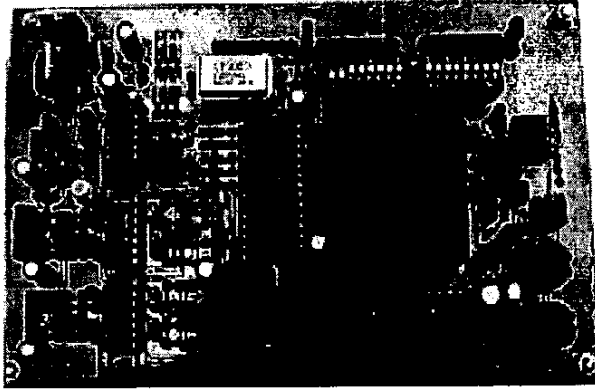


Figure 4: FPGA control board.

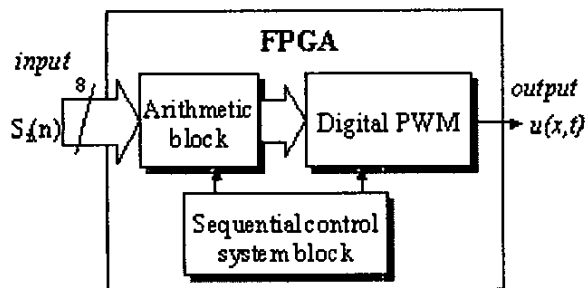


Figure 5: Block diagram of an FPGA logic implementation of the ZAD algorithm.

and $\dot{S}|_{u=u^-}$ by means of recursive equations. Once the switching surface derivatives are known, the control algorithm can be applied. The Arithmetic block is composed of registers, adders and multipliers which are connected to solve the ZAD control algorithm. Although a processing time is needed to evaluate the whole algorithm, the control value at the beginning of the period can be easily known considering the sign of the switching surface. The proposed digital implementation provides the control value and holds it during the processing time.

The Digital PWM block is composed by 8-bit comparator circuit which compares the Arithmetic block output level with a 8-bit counter down circuit output. An additional T-flip-flop is included in order to reach the desired fixed switched frequency synchronism. Finally, a death time of three clock signal periods was adjusted to avoid the power stage short-circuit.

The duty cycle is calculated at the beginning of each switching period and ranges from 10 to 16 clock periods; that is, the total processing time ranges from 1.6 to 2.7 microseconds (an external 6MHz clock is presumed). The switching period is 42.5 microseconds (23 kHz of switching frequency), this leading to a minimum

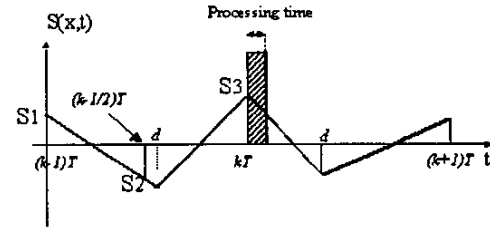


Figure 6: Switching surface samples

duty cycle of 5.8% in the worst case.

The DC/AC power converter (with the aforementioned control algorithm) has been implemented with the following parameters: $E=50V$, $C=60\mu F$, $L=1.5mH$, $R=20\Omega$ the switching frequency is 23KHz and a reference signal $V_{ref}(t) = 40 \cdot \sin(2\pi 50t)$. In order to facilitate a comparison between the proposed fixed switching frequency algorithm and the variable frequency¹ one, Figure 7 shows the output voltage, the reference (which has been depicted deliberately shift phased), the signal error and the switching surface valued on trajectories for both cases. Results obtained using the ZAD algorithm appear in the left column whereas, results obtained using a variable frequency sliding control are depicted in the right column.

It is worth noting that the experimental error obtained using the fixed frequency algorithm is less than 1% of the reference amplitude. The Total Harmonic Distortion (THD) evaluated for the output voltage is 0.2% for both fixed and variable frequency algorithms. It can be considered a good performance in this class of systems.

In order to check the robustness of the output voltage with respect to variations in the load, a step load change from $R = 1000\Omega$ to $R = 20\Omega$ has been applied. Results corresponding to the output voltage and current are depicted in Figure 8. Note the fast recovery of the sine wave.

5 Conclusions and further research

In this communication, the hardware implementation of the ZAD algorithm to a DC/AC converter has been reported. The algorithm fulfils the requirement of fixed frequency switching as well as of similar sliding properties concerning reaching and robustness. It has been implemented by Field Programmable Gate Arrays (FPGA). Experimental results show a good performance, measured by the relative error and Total Harmonic Distorsion (THD) of the output signal, and a robust behaviour with respect to line and load pertur-

¹Frequencies vary in the range [10, 40]KHz.

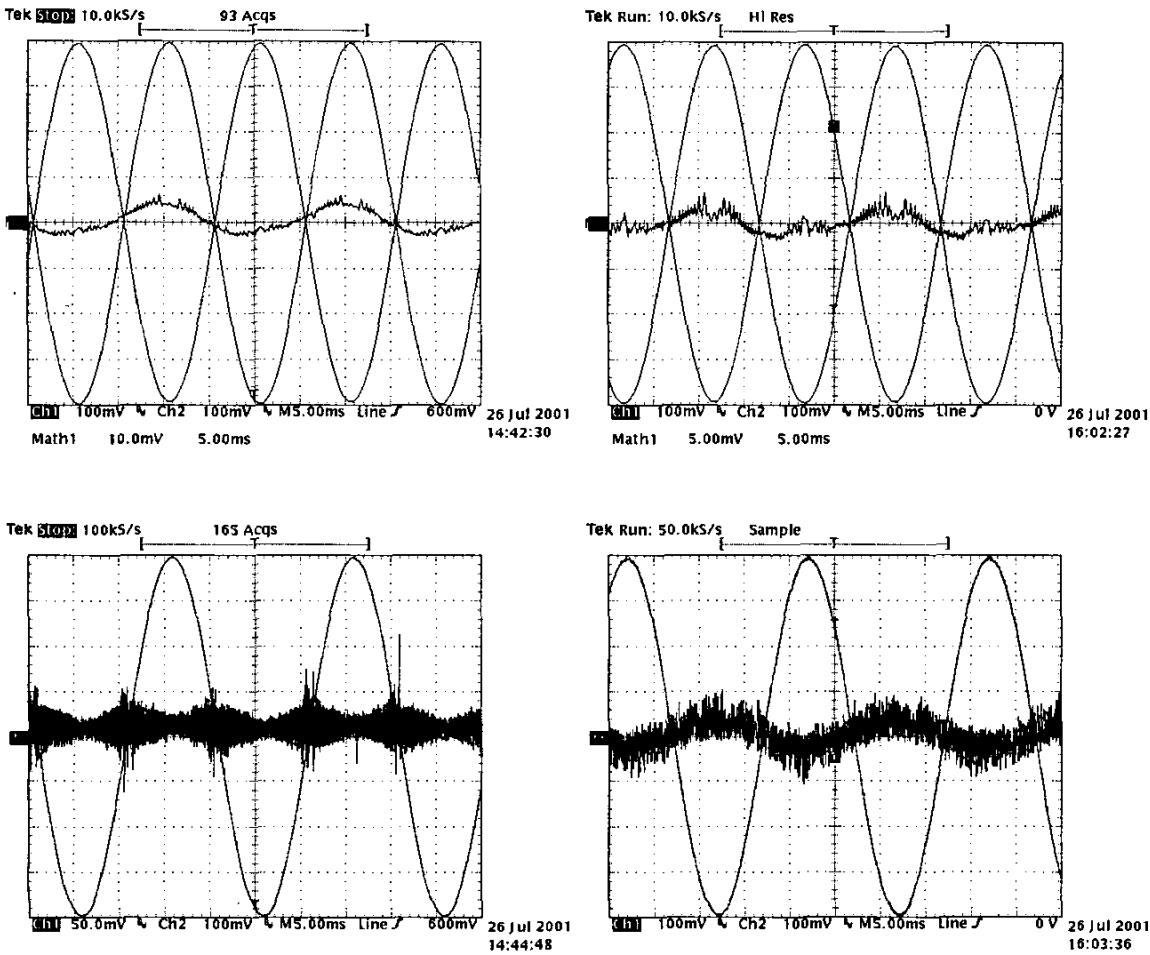


Figure 7: Output voltage, the reference, the signal error and the switching surface valued on trajectories for fixed and variable frequency algorithms. Voltage scaling factor=0.01

bations.

Acknowledgement

This work has been partially sponsored by the Comisión Interministerial de Ciencia y Tecnología CI-CYT DPI2000-1509-CO3-02,03.

References

[1] Bühler, H. *Réglage par mode de glissement*. Presses Polytechniques Romandes, 1986.
 [2] Carpita M. y Marchesoni M. *Experimental study of a Power Conditioning using Sliding Mode Control*.

IEEE Transaction on Power Electronics. V. 11, N.5, pp. 731-742. 1996.

[3] Nicolas B., Fadel M. y Chéron Y. *Fixed-frequency sliding mode control of a single-phase voltage source with input filter*. Proceedings of IEEE International Symposium Industrial Electronics (ISIE), pp. 470-475. Polonia, 1996.

[4] Biel D, Fossas E., Guinjoan F and Ramos R. *Sliding Mode Control of a Boost-Buck Converter for AC signal tracking task*. Proceedings of ISCAS'99. Orlando 1999. pp. 242-245.

[5] G. Venkataraman and D.M. Divan, *Discrete Time Integral Sliding Mode Control for Discrete Pulse Modulated Converters* in *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialist Conference* pp. 67-73 (1990).

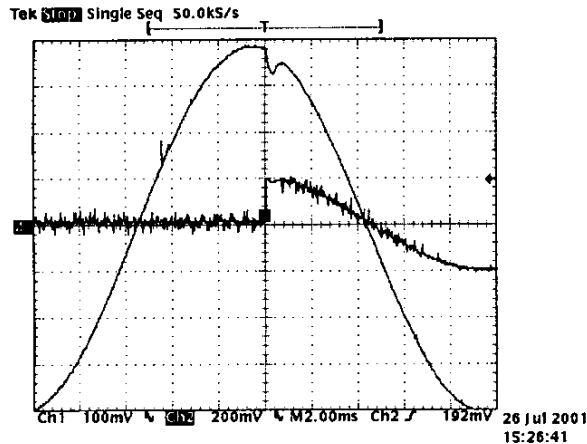


Figure 8: Experimental load voltage and current for a step load change. Voltage scaling factor=0.01, Current scaling factor=100mV/A.

- [6] Muthu S. y Kim J.M.S. *Discrete-time Robust Sliding Mode control for switching power converters*. Proceedings of Power Electronic Specialist Conference (PESC), pp. 210-216, 1997.
- [7] Utkin, V. *Sliding mode control in discrete time and difference systems* in "Variable Structure Control and Lyapunov Theory". A.S.I. Zinober ed. LN in Control and Inf. Sciences, 193 (Springer Verlag, London, 1994).
- [8] Furuta, K. *Sliding mode control of a Discrete System*, Systems and Control Letters, 14, 145-152 (1990).
- [9] Gao W., Wang Y. and Homaifa A. *Discrete-Time Variable Structure Control Systems*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, V.42 N° 2, pp. 117-122, 1995
- [10] A.Kh. Gelig and A.N. Churilov. *Stability and Oscillations of Nonlinear Pulse-Modulated Systems*. (Birkäuser, Boston, 1998)
- [11] Fossas E., Griñó R., Biel D. *Quasi-Sliding control based on pulse width modulation, zero averaged dynamics and the L2 norm* in Advances in Variable Structure Systems, analysis, integration and applications" edited by Xinghuo Yu and Jian-Xin Xu. Ed. World Scientific. 2001. Gold Coast. pp. 335-344.
- [12] Majithia J.C., *A cellular array for the nonrestoring extraction of square roots*. IEEE Trans. Comput., V. C-20, pp. 1671-1618, Dec. 1971.
- [13] Parhi K.K., *A Systematic Approach for Design of Digit-Serial Signal Processing Architectures*. IEEE Trans. Comput., V. 38, pp. 358-375, Apr. 1991.

CONTROL DIGITAL EN MODO DESLIZAMIENTO DE UN ONDULADOR PARA S.A.I.

Antoni Sudrià i Andreu⁽¹⁾, Samuel Galceran i Arellano⁽¹⁾, Daniel Montesinos i Miracle⁽¹⁾, Joan Bergas i Jané⁽¹⁾, Enric Fossas Colet⁽²⁾, Domingo Biel Solé⁽³⁾

⁽¹⁾Dept. Enginyeria Elèctrica. ETSEIB. Diagonal, 647. 08028 Barcelona.

[sudria],[galceran],[bergas]@ee.upc.es

⁽²⁾Institut d'Organització i Control de Sistemes Industrials. Diagonal, 647. 08028 Barcelona.

⁽³⁾Dept. Enginyeria Elèctrica. EUPVG. Avgda. Víctor Balaguer, s/n. 08800 Vilanova i la Geltrú. biel@eel.upc.es

Resumen

En esta comunicación se presenta la implementación de un ondulator monofásico con control deslizante. Después de una breve introducción de la teoría de control deslizante, se propone una arquitectura del ondulator en semipunto, sin transformador y con el neutro de la salida y el de la entrada conectados. Se presentan los resultados de las simulaciones para distintas cargas y distintos tiempos de cálculo del control digital. Finalmente, se presentan los resultados obtenidos en un prototipo.

Introducción

En la actualidad las sociedades industriales avanzadas basan su desarrollo en las nuevas Tecnologías de la Información y las Comunicaciones (TIC). Pero estas tecnologías son muy sensibles a la calidad y continuidad de suministro de energía eléctrica. Por este motivo los Sistemas de Alimentación Ininterrumpida (SAI) están alcanzando un nuevo protagonismo como elementos fundamentales de la nueva sociedad de las TIC.

Los equipamientos de las TIC son en su mayoría equipos electrónicos que se comportan como cargas no lineales para la red eléctrica que los alimenta. Las cargas no lineales consumen corrientes no senoidales que el caso de ser alimentadas por SAI originan una distorsión armónica de la onda senoidal de tensión. En estos momentos los SAI presentes en el mercado presentan una Distorsión Armónica Total (THD) no inferior al 5%. El disminuir esta distorsión es el actual reto de diseño de los SAI.

La gran mayoría de fuentes de alimentación ininterrumpida existentes utilizan controles diseñados mediante procedimientos lineales para generar una tensión senoidal a la salida. Los métodos lineales de control presentan una fuerte dependencia frente a perturbaciones de la carga y variación de los parámetros de la planta. Las formas de onda obtenidas presentan una baja distorsión armónica cuando son sometidas a cargas lineales, pero cuando la carga es no lineal, que es lo que pasa la mayoría de veces, la distorsión armónica aumenta de forma considerable.

Para solucionar estos problemas, se presentan los métodos no lineales de control como una buena alternativa y una solución factible con la electrónica disponible actualmente. Entre los métodos no lineales, el control en modo deslizante (Sliding Mode), caso particular de los sistemas de control de estructura variable, parece el más indicado para controlar un sistema no lineal como es el ondulator monofásico.

Este método fue originalmente propuesto y elaborado por Emelianov y un grupo de colaboradores, entre los cuales destaca Utkin e Itkin. No fue hasta principios de los noventa que el mundo occidental le prestó una especial atención.

Método de control

Las principales prestaciones que se obtienen con este tipo de control son su robustez frente variaciones de los parámetros de la planta y se pueden conseguir transitorios rápidos y sin oscilaciones.

El nombre de modo deslizante se debe a que las trayectorias del sistema controlado evolucionan hacia una superficie de deslizamiento y, en el supuesto de una frecuencia de conmutación infinita, permanece sobre ella.

La superficie de conmutación viene dada por una función ($s(x)=0$) que depende de las

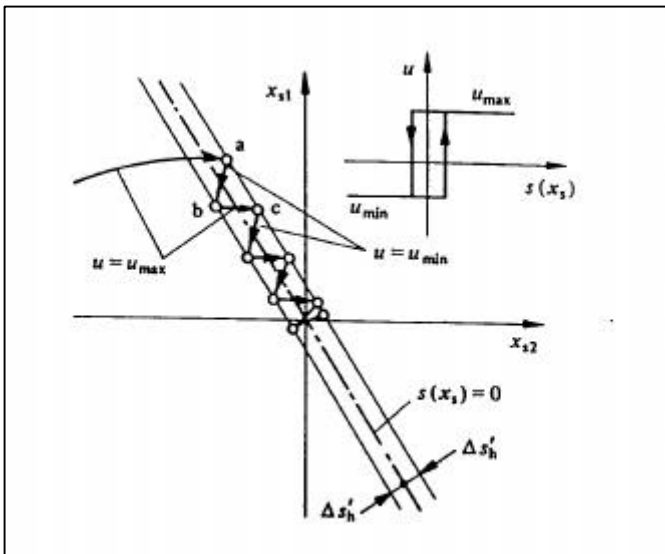


Fig. 1. Recta de deslizamiento y conmutación de la ley de control

variables de estado, y en su caso, del tiempo. En función del valor de la ley de control se produce una conmutación de un estado a otro según la forma:

$$u = u_{\text{máx}} \text{ si } s(x) > 0$$

$$u = u_{\text{mín}} \text{ si } s(x) < 0$$

Los problemas aparecen cuando la frecuencia de conmutación no es infinita. Los retardos de los componentes electrónicos de control, y el retardo del cálculo de la función $s(x)$, si se usa un control digital, provocan un fenómeno llamado *chattering*. Éste es un rizado de alta frecuencia superpuesto a la onda fundamental. Para aproximarse al

caso ideal de frecuencia infinita, hace falta disminuir los retardos y el tiempo de cálculo, pero siempre existirá la limitación en la frecuencia de conmutación de los interruptores de potencia usados.

Las ecuaciones del sistema son:

$$u = Ri_t + L \frac{di_t}{dt} + v_c$$

$$i_t = i_l + i_c$$

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt}$$

Considerando la tensión en el condensador y la derivada de ésta como variables de estado,

la planta del sistema puede describirse de esta forma:

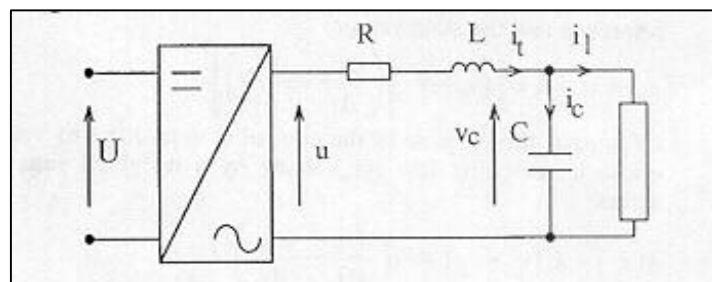


Fig. 2. Esquema eléctrico del sistema

$$\dot{x} = Ax + Bu + Ed$$

$$y = Cx$$

$$x = \begin{bmatrix} v_c \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} \quad u \in \{u_{\max}, u_{\min}\}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -R/L & -1/LC \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/LC \end{bmatrix}$$

$$E = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad C = [1 \quad 0]$$

En este sistema, la tensión en bornes del condensador tiene que seguir de la forma más fidedigna posible la referencia, que en este caso es una senoide de amplitud y frecuencia deseados. De esta forma se define el vector referencia:

$$x_r = \begin{bmatrix} v_r \\ \dot{v}_r \end{bmatrix}$$

También se puede definir ahora el vector de estado de error como la diferencia entre el vector referencia y el vector de estado:

$$x_e = x_r - x = \begin{bmatrix} v_r - v_c \\ \dot{v}_r - \dot{v}_c \end{bmatrix}$$

El objeto del control es hacer nulo este vector. Por eso se escoge la superficie de conmutación como una suma ponderada de las componentes del vector de estado de error:

$$s(x_e) = k_1(v_r - v_c) + k_2(\dot{v}_r - \dot{v}_c)$$

La ley de control u depende de la conmutación previa de la forma:

$$u = u_{\max} \text{ si } s(x) > 0$$

$$u = u_{\min} \text{ si } s(x) < 0$$

La relación $s(x_e) = 0$ es la recta de deslizamiento. Si la ley de control, supuesta de frecuencia infinita, hace que las

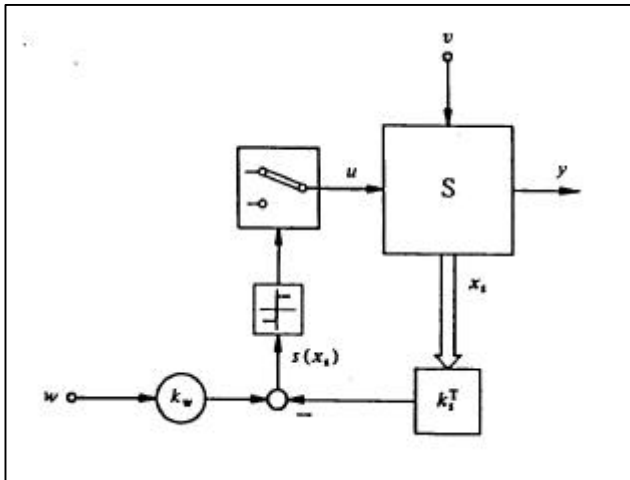


Fig. 3. Superficie de conmutación

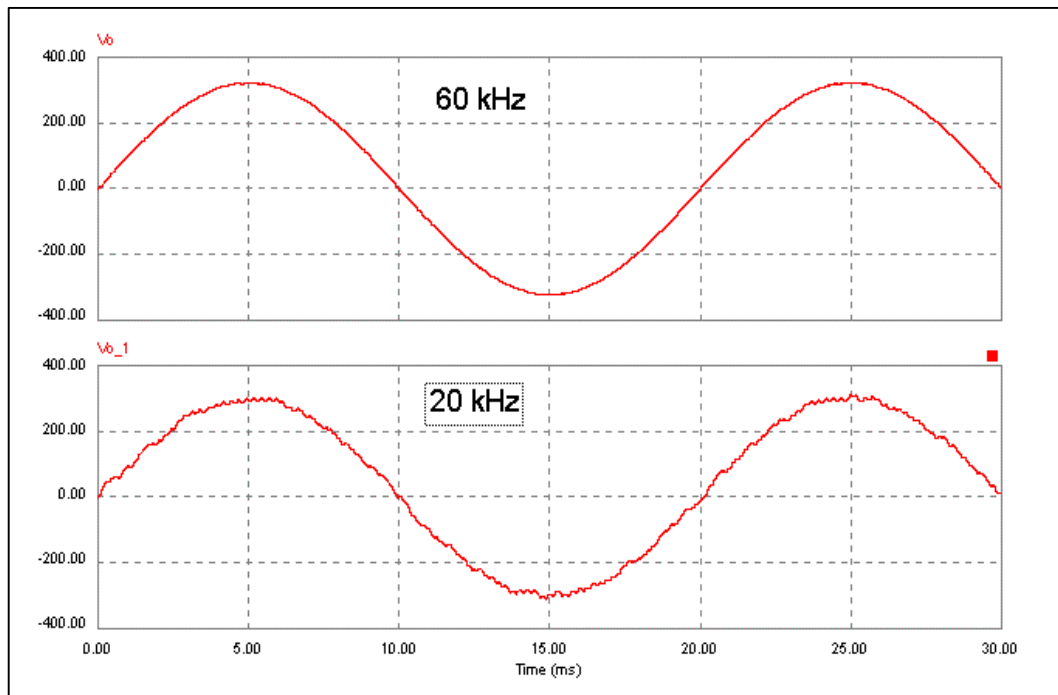


Fig. 4. Simulaciones en carga lineal a diferentes frecuencias de cálculo. Se puede observar el *chattering*

trayectorias que caen sobre $s(x)=0$, evolucionan sobre ella, se dice que el sistema se comporta en modo deslizante. En la práctica, la frecuencia de conmutación es finita y a lo sumo cabe esperar que las trayectorias que pasan por la curva $s(x,t)=0$ evolucionen en un pequeño entorno tubular de la misma.

Simulaciones

En los resultados de las simulaciones (figura 4) se puede ver la gran influencia de la frecuencia de cálculo sobre la onda de salida y el chattering. A 20 kHz de cálculo (eso es, se calcula la función s a una frecuencia de 20 kHz) la onda de salida es inaceptable, pero a 60 kHz, el chattering se reduce de forma drástica. A esta frecuencia, la distorsión armónica es muy pequeña.

Las simulaciones con carga no lineal (figura 5) predicen unos resultados aceptables. A duras penas se aprecia la típica deformación de los controles lineales.

Implementación física

Se presenta aquí una arquitectura de ondulator en semipunte de IGBTs (figura 6). Un filtro pasivo LC filtra la onda de salida. La estructura en semipunte presenta una serie de características que la hacen muy atractiva. Al presentar un número menor de interruptores de potencia se reduce la electrónica para controlar estos interruptores. Permite, también, la posibilidad de construir un ondulator sin transformador, donde el neutro de la salida es el mismo que el de la entrada. Sin embargo, su principal inconveniente reside en la necesidad de trabajar a tensiones más elevadas en el bus de continua para obtener la misma salida que en un ondulator de puente completo.

Para implementar el control se ha usado un DSP (*Digital Signal Processor*).

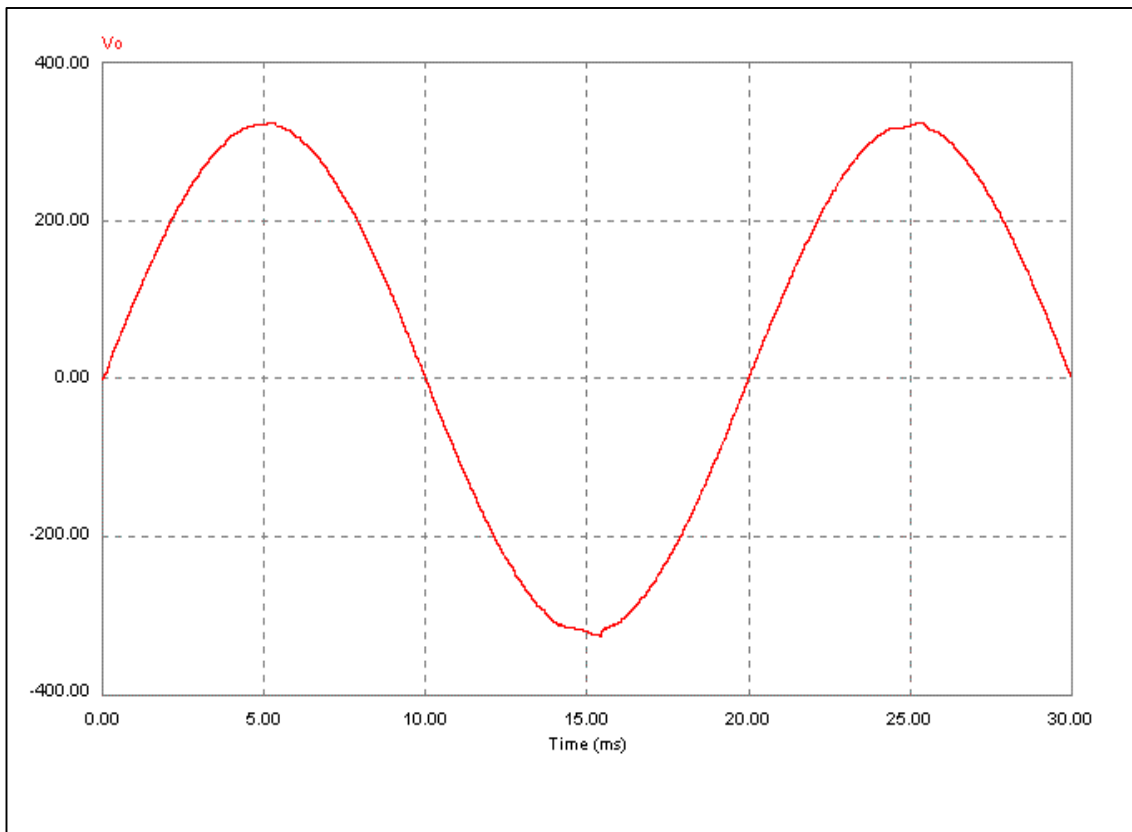


Fig. 5. Simulación en carga no lineal a 60

Concretamente el TMS320F243 de Texas Instruments. Éste incorpora todos los periféricos necesarios par el control de convertidores conmutados de potencia, como pueden conversores analógico-digitales, registros PWM con inclusión de tiempo muerto entre interruptores de una misma rama, un puerto serie de comunicaciones con otros periféricos, y otros muchos que en esta aplicación no se han usado (Capturadores para encoders, bus serie de comunicaciones, controlador de bus CAN).

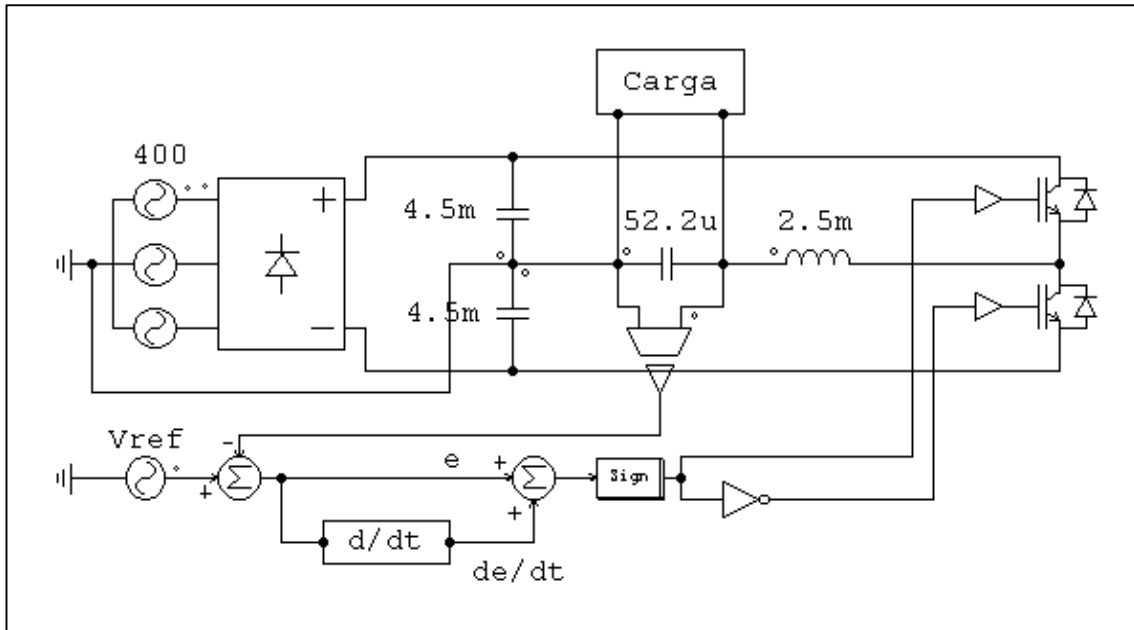


Fig. 6. Arquitectura del convertidor

El prototipo construido obtiene la tensión del bus de continua a través de un rectificador de diodos trifásico. El neutro del sistema trifásico, de 400 V, está conectado con el punto medio de los condensadores del bus de continua. De esta forma se obtiene un a tensión en este bus de unos 560 V. Para el bus de continua se ha escogido una batería de seis condensadores electrolíticos de 1.5 mF cada uno, repartidos de tres en tres para generar las dos mitades. Los interruptores de potencia usados son BSM25GB120 de Siemens. El filtro LC de salida tiene las siguientes características: una bobina de 2.5 mH y un condensador de 52.2 μ F, con una frecuencia de corte de 440 Hz

La senoide de referencia, generada internamente en el DSP, se ha fijado a un valor de 160 V eficaces y 50 Hz. El prototipo se ha hecho trabajar hasta cargas de 1 kW, tanto en régimen lineal como no lineal. El error de tensión en ambos casos es de 1 V, i la distorsión armónica, en caso lineal es de 1.5 %, y en caso no lineal del 1.8 %.

Los resultados obtenidos en el prototipo son igualmente satisfactorios, y auguran un buen futuro para este método de control. Si bien la distorsión armónica es menor de 1.9% en ambos casos, el problema del *chattering* persiste.

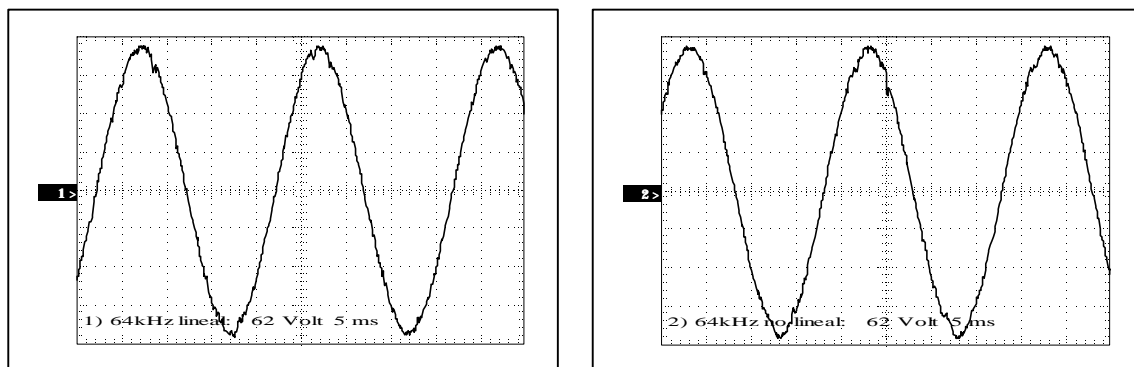


Fig. 7. Resultados en carga lineal y no lineal

Conclusiones

El presente artículo propone una nueva metodología de control no lineal conocida como modo deslizamiento. La principal aportación del control modo deslizamiento es su robustez frente a perturbaciones, por tanto parece una tecnología de control perfectamente adaptada para responder a las cargas no lineales de las TIC. La principal dificultad de la aplicación práctica del control modo deslizamiento es la necesidad de efectuar los cálculos necesarios con una elevada velocidad para conseguir frecuencias de ejecución del algoritmo de control no inferiores a 40 kHz.

También se ha construido un prototipo de ondulator para SAI controlado con modo deslizante mediante un Procesador Digital de Señal (DSP) con una frecuencia de ejecución de 64 kHz consiguiendo una Distorsión Armónica Total (THD) inferior al 1,9% alimentando cargas totalmente no lineales.

Se ha podido ver aquí como el control en modo deslizamiento se presenta como una buena solución para el control de sistemas no lineales. Si bien los resultados en simulación son muy buenos, destacando los obtenidos en carga no lineal, los resultados obtenidos mediante la construcción de un prototipo, no son tan buenos, pero presentan la particularidad de robustez frente a variaciones de los parámetros y buen resultado frente a cargas no lineales. Cabe solucionar en un futuro el problema del *chattering*

Referencias

- [1] D. Biel: Control en modo deslizante aplicado a la generación de señal en convertidores conmutados DC/DC, Tesis Doctoral, UPC, 1999
- [2] M. Carpita: Sliding mode controlled inverter with switching optimization techniques, European Power Electronics Journal, V. 4, N° 3, pp. 30-35, 1994
- [3] Utkin, Guldner, Shi: Sliding mode control in electromechanical systems, Taylor & Francis, 1999

Sliding Mode Control of Single Phase AC/DC/AC Converter

Enric Fossas⁺, Domingo Biel⁺⁺, Jordi Riera^v,
 Antoni Sudrià^{vv} and Robert Griñó⁺

⁺ Institut d'Organització i control de Sistemes Industrials. IOC. Av. Diagonal, 647, planta 11. ETSEIB. UPC. 08028-Barcelona. Spain. Phone: 34-3-4017779, Fax: 34-3-4016605, e-mail: fossas@ioc.upc.es
⁺⁺ Dpt. d'Enginyeria Electrònica. E.U.P.V.G. UPC. C/ Víctor Balaguer s/n. 08800- Vilanova i la Geltrú (Barcelona). Spain. Phone: 34-3-8967780, Fax: 34-3-8967700, e-mail: biel@eel.upc.es
^v Instituto de Robótica Industrial. IRI. UPC. Campus Nord. Nexus. C/Jordi Girona, 1-3. Barcelona. Spain.
^{vv} Dpt. d'Enginyeria Elèctrica. Av. Diagonal, 647, planta 11. ETSEIB. UPC. 08028-Barcelona. Spain.

Abstract- This work is devoted to the design of a sliding mode control scheme for a single phase ac/dc/ac converter in output AC signal tracking task, maintaining unity power factor. The control scheme is found to be robust with respect to parameters variations and external disturbances. The analysis of the sliding domain provides us with a converter parameters design procedure; which, in turn, can be used to minimize the dc link capacitors.

I. INTRODUCTION

The most popular ac/dc/ac power conversion is done by means of a PWM rectifier-inverter system with dc voltage link. This approach makes use of a capacitor (normally electrolytic, bulky and expensive) in the dc link, which causes decoupling between the rectifier and the inverter. Some of the last studies in ac/dc/ac power conversion deals with the strategies to reduce the dc-link capacitors [8]-[10]. The desired unity power factor constitutes the main rectifier requirement as long as the AC output voltage has to be in phase with the AC input voltage and with a reduced THD factor. The control technique mostly used to drive the two decoupling converters is based on the usual and well known linearization technique applied to the design of PWM control schemes. Sliding-mode control techniques have been proposed as an alternative to PWM control strategies in DC-DC switching regulators since they make these systems very robust to perturbations, namely variations of the input voltage and/or in the load [3]-[5]. These techniques have also been applied to the design of high-efficiency inverters, where a switching DC-DC converter is forced to track, by means of an appropriate sliding-mode control action, an external sinusoidal reference [2],[6],[7].

The work here reported proposes two switching surfaces and their respective control policies for the output voltage tracking and to guarantee unity power factor in a single phase inverter with input rectifier. The paper is organized as follows: in the section 2 the ac/dc/ac power system is described and their normalized state equations are presented; then the switching surfaces are proposed in section 3; the sliding domains are deduced and the design restrictions are detailed in section 4; subsequently a switching control law is

proposed and their robustness analyzed. Simulation results are also presented. Finally, the last section summarizes the conclusion.

II. SINGLE PHASE INVERTER WITH INPUT RECTIFIER STATE EQUATION

Consider the single phase inverter with phase controlled rectifier acting as power supply, depicted in Figure 1, where half bridges have been employed to ensure the bipolarity of the AC output.

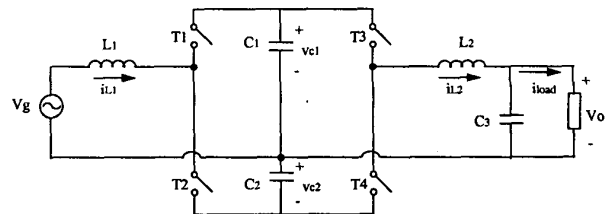


Fig. 1. Single phase inverter with rectifier

The power system, considering ideal switches and unlooses reactive elements, can be represented by the set of differential equations:

$$\begin{cases}
 L1 \cdot \frac{diL1}{d\tau} = (Vg - vc1) + u2 \cdot (vc1 + vc2) \\
 C1 \cdot \frac{dvc1}{d\tau} = (iL1 - iL2) + u1 \cdot iL2 - u2 \cdot iL1 \\
 L2 \cdot \frac{diL2}{d\tau} = (vc1 - vo) - u1 \cdot (vc1 + vc2) \\
 C2 \cdot \frac{dvc2}{d\tau} = u1 \cdot iL2 - u2 \cdot iL1 \\
 C3 \cdot \frac{dvo}{d\tau} = iL2 - iLoad
 \end{cases} \quad (1)$$

where, as it can be seen in Figure 1, $iL1$ and $iL2$ are currents through the inductors, $iLoad$ is the current through the load, $vc1$, $vc2$ and vo are voltages between the terminals of the capacitors, $L1$ and $L2$ are inductance's values, $C1$, $C2$ and $C3$ are capacitance's values, Vg is the input voltage, and $u1, u2$ are the control signals, which belong to the discrete set $\{0,1\}$.

For a systematic study it is convenient to consider a dimensionless model obtained by the change of variables

$$\begin{aligned} x_1 &= \frac{1}{b} \cdot (vc_1 + vc_2) & x_2 &= \frac{1}{b} \cdot (vc_1 - vc_2) \\ y_1 &= \frac{1}{b} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \cdot iL_1 & y_2 &= \frac{1}{b} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \cdot iL_2 \\ x_3 &= \frac{1}{b} \cdot v_o & y_{load} &= \frac{1}{b} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \cdot i_{load} \\ t &= \frac{\tau}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} & h(t) &= \frac{1}{b} \cdot V_g = \sin(2\pi\alpha t) \\ v_1 &= 1 - 2u_1 & v_2 &= 1 - 2u_2 \end{aligned}$$

Namely,

$$\begin{cases} \frac{dy_1}{dt} = h(t) - \frac{1}{2} \cdot x_2 - \frac{1}{2} \cdot v_2 \cdot x_1 \\ \frac{dx_1}{dt} = v_2 \cdot y_1 - v_1 \cdot y_2 \\ \frac{dy_2}{dt} = L \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot v_1 \cdot x_1 + \frac{1}{2} \cdot x_2 - x_3 \right) \\ \frac{dx_2}{dt} = y_1 - y_2 \\ \frac{dx_3}{dt} = C \cdot (y_2 - y_{load}) \end{cases} \quad (2)$$

where

$$L = \frac{L_1}{L_2}; \quad C = \frac{C_1}{C_3}$$

and $C_1=C_2$ is assumed.

Also notice that the energy stored in the plant can be measured by

$$E = \left[\frac{1}{2} \cdot x_1^2 + \frac{1}{2} \cdot x_2^2 + y_1^2 + \frac{1}{L} \cdot y_2^2 + \frac{1}{C} \cdot x_3^2 \right] \quad (3)$$

and that

$$\frac{dE}{dt} = 2 \cdot [y_1 \cdot h(t) - y_{load} \cdot x_3] \quad (4)$$

describes the energy balance

III. DESIGN AND ANALYSIS

The requirements the ac/dc/ac converter have to meet are:

- the input current ought to be in phase with the input voltage (unity power factor),
- the output voltage provided to the load must be a sinus wave of 50 Hz of frequency and $b=220$ V of amplitude.

This demands can also be written as

$$S1 \Rightarrow y_1(t) - k(n) \cdot h(t) = 0$$

$$S2 \Rightarrow x_3(t) - \sin(2\pi\alpha t) = 0$$

where $h(t) = \sin(2\pi\alpha t)$ and $k(n)$ is constant for all

$$t \in \left[\frac{n}{\omega}, \frac{n+1}{\omega} \right].$$

Lets go to design a controller, based on sliding mode theory, in such a way that the previous tracking condition be satisfied.

Remark that the relative degrees of $S1$ and $S2$ are 1 and 2 respectively. Thus, the suitable sliding surfaces will be

$$\sigma_1 = y_1 - k(n) \cdot h(t) \quad (5)$$

$$\sigma_2 = (x_3 - h) + k_1 \cdot \frac{d}{dt} (x_3 - h) \quad (6)$$

where $k(n)$ have to be dynamically defined in such a way that the stored energy remain in a band established beforehand.

It is straightforward to prove:

$$\frac{\partial}{\partial v_1} \frac{d\sigma_1^2}{dt} = 0; \quad \frac{\partial}{\partial v_2} \frac{d\sigma_2^2}{dt} = 0$$

so, σ_1 will tend to zero under an appropriate design of v_2 independently of the value of v_1 ; respectively for σ_2 , v_1 and v_2 .

The control laws

$$v_1 = \begin{cases} +1 & \text{if } \sigma_2 < 0 \\ -1 & \text{if } \sigma_2 > 0 \end{cases} \quad (7)$$

$$v_2 = \begin{cases} +1 & \text{if } \sigma_1 > 0 \\ -1 & \text{if } \sigma_1 < 0 \end{cases} \quad (8)$$

make σ_1^2 and σ_2^2 be Lyapunov functions; therefore σ_1 and σ_2 tend to zero and the desired behaviour is ensured. As in [6], the performance of equation (6) guaranties a robust dynamics with respect to load disturbances.

With regard to the value of $k(n)$, notice that, from equation (4) the system is conservative if and only if

$$k(n) \cdot h^2(t) = y_{load} \cdot h(t) \quad (9)$$

In order to consider implementation in a digital processor, equation (9) has to be solved in every output signal cycle considering that $k(n)$ maintains its value during the cycle.

This work proposes the following approximation of equation (9)

$$k(n) \cdot \overline{h^2(t)} = \overline{y_{load} \cdot h(t)} \Rightarrow k(n) = \frac{\overline{y_{load} \cdot h(t)}}{\overline{h^2(t)}} \quad (10)$$

that guaranties energy conservative balance equation in average values.

It has to be noted that

$$\overline{h^2(t)} = \int_0^{1/\omega} [\sin(2\pi\alpha t)]^2 dt = \frac{1}{2\omega}$$

$$\overline{y_{load} \cdot h(t)} = \int_0^{1/\omega} y_{load} \cdot \sin(2\pi\alpha t) dt$$

Finally, the value of $k(n)$ has to be known at the beginning of the output AC voltage cycle as a function of the instantaneous and previous states of the input and output energy. In this work the following recursive equation has been chosen

$$k(n) = k(n-1) - \alpha \cdot (\varepsilon_1(n-1) - \varepsilon_2(n-1)) \quad (11)$$

where $\varepsilon_1(n) = \overline{y_1 \cdot h(t)}$, that is $\varepsilon_1(n) = k(n) \cdot \overline{h^2(t)}$ in steady state sliding motion and $\varepsilon_2(n) = \overline{y_{load} \cdot h(t)}$.

It can be easily proved that the recursive equation goes to $k(n)$ with an appropriate value of the α parameter.

Thus taken into account the energy balance:

Instantaneous state: $\Delta \varepsilon(n) = \varepsilon_1(n) - \varepsilon_2(n)$

Previous state: $\Delta \varepsilon(n-1) = \varepsilon_1(n-1) - \varepsilon_2(n-1)$

the recursive equation converges when:

$$\left| \frac{\Delta \varepsilon(n)}{\Delta \varepsilon(n-1)} \right| = \left| \frac{\varepsilon_1(n) - \varepsilon_2(n)}{\varepsilon_1(n-1) - \varepsilon_2(n-1)} \right| < 1$$

replacing the energy expressions

$$\left| \frac{\Delta \varepsilon(n)}{\Delta \varepsilon(n-1)} \right| = \left| \frac{k(n-1) \cdot \overline{h^2(t)} - \varepsilon_2(n)}{\varepsilon_1(n-1) - \varepsilon_2(n-1)} - \alpha \cdot \overline{h^2(t)} \right|$$

and, finally, as the output energy does not change:

$$\varepsilon_2(n) = \varepsilon_2(n-1)$$

leading to the design inequation of the α parameter.

$$\left| \frac{\Delta \varepsilon(n)}{\Delta \varepsilon(n-1)} \right| = \left| 1 - \alpha \cdot \overline{h^2(t)} \right| < 1$$

IV. SLIDING DOMAIN AND CONVERTER PARAMETERS DESIGN PROCEDURE

The equivalent control v_{1eq} (respectively v_{2eq}) describing the dynamical behavior of the converter on the sliding surface, can be obtained from equation (2), and in steady state is given by

$$v_{1eq} = \frac{1}{x_1} \cdot \left[\frac{2}{LC} \cdot \frac{dh^2(t)}{dt^2} + \frac{2}{L} \cdot \frac{dy_{load}(t)}{dt} + \left(2 + \frac{1}{C}\right) \cdot h(t) \right] \quad (12)$$

respectively

$$v_{2eq} = \frac{1}{x_1} \cdot \left[\left(2 + \frac{1}{C}\right) \cdot h(t) - 2 \cdot \frac{y_{load}}{h(t)} \cdot \frac{dh(t)}{dt} \right] \quad (13)$$

When the inverter's load is resistive the equivalent control become

$$v_{1eq} = \frac{1}{x_1} \cdot \left[\frac{2}{LC} \cdot \frac{dh^2(t)}{dt^2} + \frac{2}{L} \gamma \cdot \frac{dh(t)}{dt} + \left(2 + \frac{1}{C}\right) \cdot h(t) \right] \quad (14)$$

$$v_{2eq} = \frac{1}{x_1} \cdot \left[\left(2 + \frac{1}{C}\right) \cdot h(t) - 2 \gamma \cdot \frac{dh(t)}{dt} \right] \quad (15)$$

since $y_{load} = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \cdot h(t) = \gamma \cdot h(t)$

Finally, the sliding domain is defined by

$$i) \quad \begin{cases} \sigma_1 = 0 \\ |v_{1eq}| \leq 1 \end{cases}$$

$$ii) \quad \begin{cases} \sigma_2 = 0 \\ |v_{2eq}| \leq 1 \end{cases}$$

of course the target trajectories ought to lie in the sliding domain, this leading to

$$\sqrt{\left(2 + \frac{1}{C}\right)^2 + (2\gamma \cdot 2\pi\omega)^2} \leq x_1 \quad (16)$$

$$\sqrt{\left[\left(2 + \frac{1}{C}\right) - \frac{2}{LC} \cdot (2\pi\omega)^2\right]^2 + \left(\frac{2}{L} \gamma \cdot 2\pi\omega\right)^2} \leq x_1 \quad (17)$$

In the physical parameter values the above equations read

$$b \cdot \sqrt{\left(2 + \frac{C_3}{C_1}\right)^2 + \left(4\pi \cdot \frac{L_1}{R} \cdot f\right)^2} \leq (v_{c1} + v_{c2})$$

$$b \cdot \sqrt{\left[\left(2 + \frac{C_3}{C_1}\right)^2 - 8\pi^2 L_2 C_3 \cdot f^2\right]^2 + \left(4\pi \cdot \frac{L_2}{R} \cdot f\right)^2} \leq (v_{c1} + v_{c2})$$

which, in turn, can be written as

$$\frac{b}{(v_{c1} + v_{c2})} \leq \left| \mu_1(s) \right|_{s=j2\pi f} \quad (18)$$

$$\frac{b}{(v_{c1} + v_{c2})} \leq \left| \mu_2(s) \right|_{s=j2\pi f} \quad (19)$$

where

$$\mu_1(s) = \frac{1}{2 \cdot \frac{L_1}{R} \cdot s + \left(2 + \frac{C_3}{C_1}\right)} \quad (20)$$

$$\mu_2(s) = \frac{1}{2 \cdot L_2 C_3 \cdot s^2 + 2 \cdot \frac{L_2}{R} \cdot s + \left(2 + \frac{C_3}{C_1}\right)} \quad (21)$$

The defined analog filters $\mu_1(s)$ and $\mu_2(s)$ can be taken into account in the converter parameters design procedure.

The frequency response of the filter can be drawn and can be used to know the parameters range for which the sliding domain is ensured. For instance, this methodology allows to obtain the minimal value of the capacitors C_1 and C_2 as a function of the AC input and output voltage amplitude and the load value.

V. SIMULATION RESULTS

The previous control law has been simulated in a single phase inverter with input rectifier with the following parameters: $L_1=2\text{mH}$, $L_2=1.5\text{mH}$, $C_1=C_2=100\mu\text{F}$, $C_3=80\mu\text{F}$ and an output frequency of 50Hz. The control parameters are $k_I=0.5$ and $\alpha=2\omega$. Simulations show the behaviour of the state variables after a transient until the dc link capacitors be charged. Namely, the initial conditions are: $x_1(0)=3.5$, $x_2(0)=0$, $y_1(0)=0$, $x_3(0)=0$ and $y_2(0)=0$.

The designed system has been simulated for a pulsating resistive load. Figures 3 and 4 show the output voltage error (defined as the difference between the reference and the output voltage) and the input current, the output current and the output voltage, respectively. The corresponding dynamical behaviour of the output rectifier voltage is shown in Figure 2.

In order to consider a more realistic situation the switching frequency has been limited to 15 kHz by means of a analog hysteresis comparator. The Figures 5 and 6 show the corresponding output voltage error and the input current, the output current and the output voltage when the power system has a nonlinear load.

As it can see these results validate the proposed design.

VI. CONCLUSION

In this paper, a robust sliding-mode control scheme for a single phase ac/dc/ac tracking system with unity power factor has been proposed. The design procedure presented in this work, suggests two sliding surfaces and the corresponding switching control laws leading to the mentioned objectives. A converter parameters design procedure that can be used to minimize the dc link capacitor, has been also proposed. The theoretical predictions have been validated by means of simulations results.

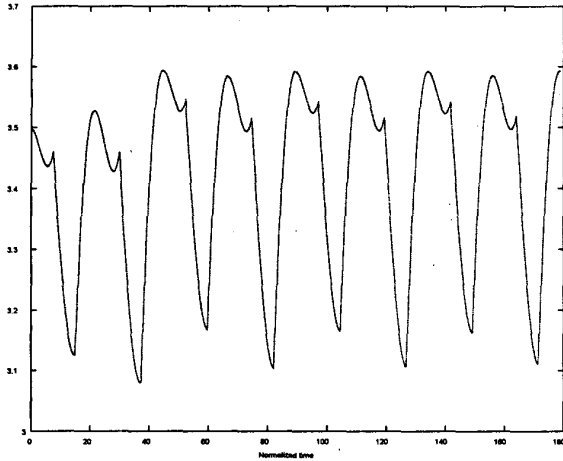


Fig. 2. Dynamical behaviour of the output rectifier voltage.

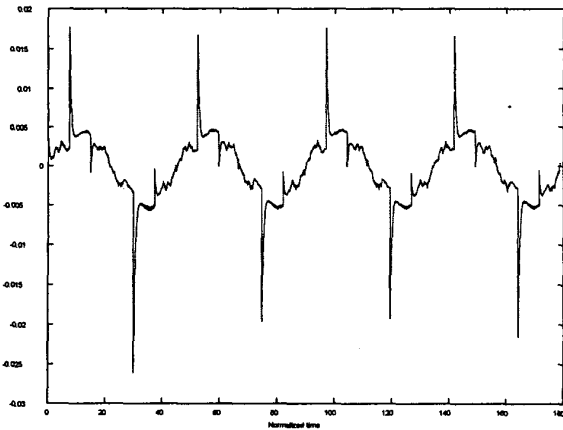


Fig. 3. Output voltage error when the inverter has a pulsating resistive load.

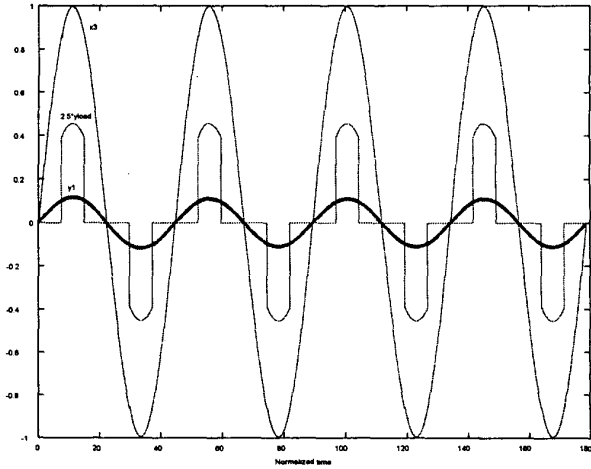


Fig. 4. Input current, the output current and the output voltage when the inverter has a pulsating resistive load.

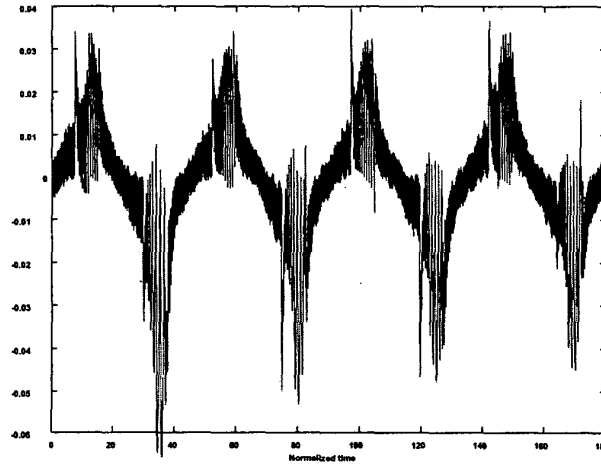


Fig. 5. Output voltage error when the inverter has a pulsating resistive load with limited frequency.

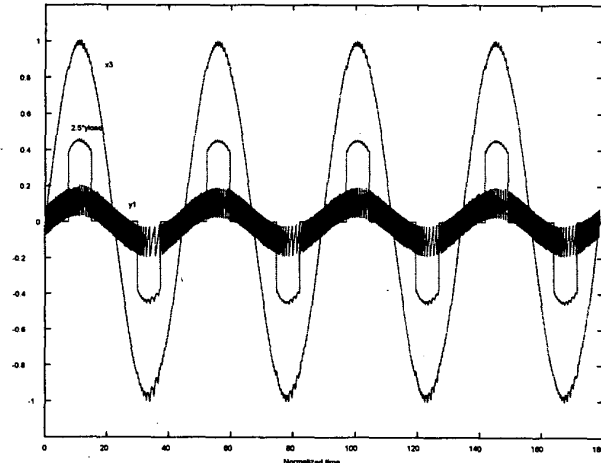


Fig. 6. Input current, the output current and the output voltage when the inverter has a pulsating resistive load with limited frequency.

ACKNOWLEDGMENT

This work has been partially sponsored by the Comisión Interministerial de Ciencia y Tecnología CICYT TAP97-0969-CO3-03,01.

REFERENCES

- [1] Biel D, Fossas E. and Guinjoan F. "Application of Sliding Mode Control to the design of a Buck-based Sinusoidal Generator". Proceedings of ISIE'99. Bled 1999.
- [2] Fossas, E and Biel, D. "A Sliding mode approach to robust generation on dc-to-dc converters". Conf. on Dec. and Control. Kobe, Japan. 1996. pp. 4010-4012.
- [3] Sira-Ramirez, H. "Sliding motions in bilinear switched networks". IEEE Trans. on Circuits and Systems. V. cas 34 N. 8 August 1987. pp. 919-933.
- [4] Utkin, V.I. "Sliding mode and their applications in variable structure systems". Mir. Moscow, 1978.
- [5] Venkataramanan R, Sabanovic A. and Cuk S. "Sliding mode control of DC-to-DC converters". Proceedings IECON 1985. pp. 251-258.
- [6] Carpita M, Marchesioni M, Oberti M. and Puguisi L. "Power conditioning system using sliding mode control". Proceedings PESC 1988. pp. 623-633.
- [7] Biel D, Fossas E., Guinjoan F and Ramos R. "Sliding Mode Control of a Boost-Buck Converter for AC signal tracking task". Proceedings of ISCAS'99. Orlando 1999. pp. 242-245.
- [8] Malesani L. M., Rossetto L. and Tomasin P. "AC/DC/AC PWM converter with reduced energy stored in the DC link". IEEE Trans. Ind. Applicat. V. 31. Mar./Apr. 1995. pp. 287-292.
- [9] Kim J. S. and Sui S. K. "New control scheme for ac-dc-ac converter without dc link electrolytic capacitor". Proceedings PESC 1993. pp. 300-306.
- [10] Jung J., Lim S. and Nam K. "A Feedback Linearizing control scheme for a PWM Converter-Inverter having very small DC-link capacitor". IEEE Trans. Ind. Applicat. V. 35. Sep./Oct. 1999. pp. 1124-1131.

Control de un SAI mediante un lazo interno de intensidad

Joan Bergas¹, Antoni Sudrià², Samuel Galceran², Joan Rull²

¹Dep. d'Enginyeria Elèctrica, ETSEIT (UPC), Bergas@ee.upc.es

²Dep. d'Enginyeria Elèctrica, ETSEIB (UPC), Tel. +34 93 401 67 27, Fax. +34 93 401 74 33

Avda. Diagonal 647, Pabelló A, Barcelona. {Sudria,Galceran,Rull}@ee.upc.es

Resumen

Tradicionalmente, en los Sistemas de Alimentación Ininterrumpibles (SAI) o UPS (Uninterruptible Power Supply) se ha aplicado la estrategia de control basada en dos lazos en cascada. El primero de ellos controla la forma de la tensión de salida, mientras que el segundo, y más externo, controla el valor de la tensión eficaz. Este método de control se ha mostrado muy eficiente para los SAI's con control analógico, pero cuando se ha pasado al control digital, este método no aporta todas las prestaciones que se pueden esperar. En este artículo se presenta una estructura de control muy parecida a la que presenta el motor de DC, con un lazo interno de intensidad, con lo cual se hace muy fácil la instalación de diversos SAI's en paralelo.

1. Introducción

El diseño de los sistemas de alimentación ininterrumpibles está experimentando grandes cambios. Con la incorporación de interruptores estáticos más rápidos y que permiten trabajar a mayor tensión y por los que puede pasar más intensidad, la estructura tradicional del SAI tiene que adaptarse a dichos cambios. Igualmente la incorporación de los modernos microcontroladores o de los DSP (Procesadores Digitales de la Señal) al lazo de control de los SAI, también nos lleva a una modificación de su estructura de control.

Tradicionalmente, en el dominio del control analógico (básicamente mediante Amplificadores Operacionales), el lazo de regulación de los SAI estaba compuesto de dos bucles PID (Proporcional, Integral y Derivativo) en cascada. El primero de ellos se encargaba de mantener la onda de tensión de salida lo más senoidal posible, y libre del mayor número de armónicos de tensión. El segundo lazo de regulación, más externo y lento que el anterior, tenía la misión de controlar el valor eficaz de la tensión de salida. Esta estructura de control se ha mostrado muy eficiente para los SAI's con control analógico, pero cuando estos se han pasado a control digital, este método no ha dado los resultados tan buenos como cabría esperar.

En este artículo se presenta una nueva estructura de control del SAI monofásico en puente en H (fig. 1), que incorpora un bucle interno de intensidad (encargado de imponer una intensidad de consigna en la bobina en serie del filtro de salida del SAI) y un único bucle externo de tensión (que a su vez dará la consigna de intensidad al anterior bucle, en

función del error de tensión entre la consigna y el valor real de la tensión en bornes del condensador).

Con la introducción de los dos bucles de regulación explicados anteriormente, esta estructura de control es muy parecida a la del motor de corriente continua, cosa del todo natural, cuando se ponen en evidencia las similitudes que presentan ambas plantas (inductancia en serie con una fuente de tensión, el motor de corriente continua, y inductancia en serie con un condensador, que puede ser considerado transitoriamente como una fuente de tensión, el SAI).

La estructura de este artículo será tal como sigue: inicialmente se presentará la ecuación de estado del SAI, y se comparará con la ecuación de estado de la máquina de corriente continua de excitación independiente. Para poder presentar los resultados de simulación obtenidos mediante la anterior estructura de control, previamente se presentará la modelización de una carga no lineal estándar (un rectificador con filtro capacitivo) y finalmente se presentarán los resultados experimentales obtenidos con un SAI de una potencia aproximada de 2.5 kVA.

2. Modelización del SAI

En la figura 1 se presenta el esquema del SAI que se va a tomar en consideración a lo largo de todo el artículo. Éste consiste esquemáticamente, en un ondulator en H (ondulator monofásico de cuatro cuadrantes), con IGBT como interruptores y diodos en antiparalelo. A la salida de este ondulator se dispone un filtro LC (filtro pasa bajos), para la eliminación del mayor número posible de armónicos de tensión. En el caso de la estructura anteriormente presentada, se ha prescindido del muy habitual transformador elevador de salida (que además de elevar la tensión, proporciona aislamiento galvánico entre la entrada y la salida del SAI). Este hecho es únicamente posible cuando se trabaja con tensiones del bus de continua elevadas, tal como será el caso en cuestión.

La ecuación de estado del esquema anterior se puede poner tal como sigue:

$$\begin{bmatrix} U_c \\ I_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_f} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S(t)V_{dc} \\ I_{carga} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 1}$$

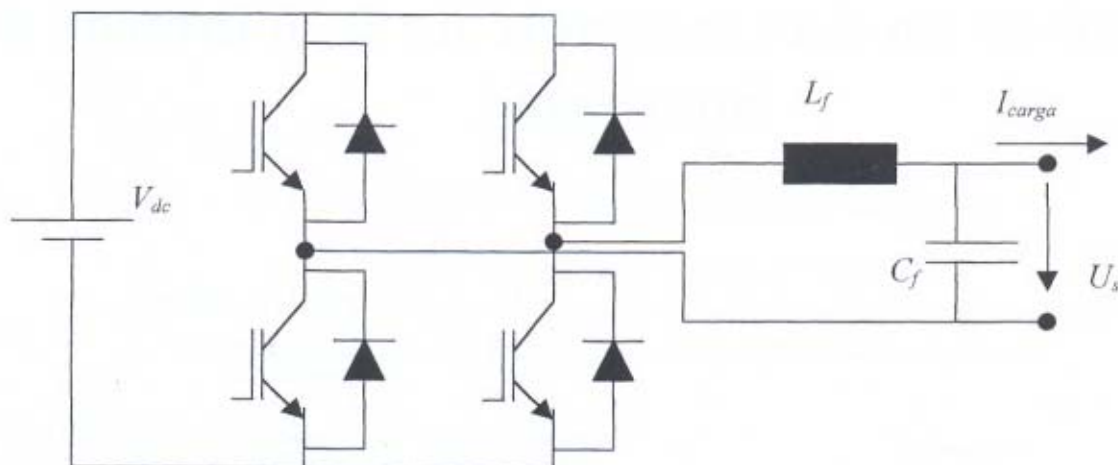


Fig. 1. Estructura del SAI con el ondulator en H y un filtro LC de salida.

donde se han tomado como variables de estado, la tensión en bornes del condensador del filtro de salida (U_s), y la intensidad que circula por la inductancia del filtro de salida.

La variable de entrada se ha tomado como la tensión del bus intermedio de continua, multiplicada por una variable S , función del tiempo, y que dependiendo de la estrategia de PWM que se aplique, tomará dos o tres valores diferentes. Si la estrategia del PWM usada es la de dos niveles, entonces S solo puede tomar dos valores, 1 o -1 . Por el contrario, si se utiliza la modulación PWM a tres niveles, entonces S podrá tomar 3 niveles, los dos anteriores más el valor 0.

En cuanto a la intensidad consumida por la carga, cabe destacar que en la ecuación de estado anterior, se ha tomado como una entrada al sistema, aunque se hubiese podido tomar como una perturbación del sistema sin ninguna pérdida de generalidad. La decisión de tomarla como una entrada al sistema, se debe a la facilidad que dicha ecuación de estado presentará a la hora de entrarla en el *SIMULINK*.

3. Modelización de la carga no lineal

La carga más habitual y a la vez más difícil para los SAI's, son las cargas altamente no lineales (rectificadores, fuentes conmutadas...). De entre todas las posibles cargas no lineales, se ha estandarizado como carga no lineal por antonomasia, al rectificador con filtro capacitivo (Fig. 2).

En cuanto al esquema anterior, cabe destacar la inclusión de una inductancia en serie con el rectificador, inductancia que se ha incorporado para evitar problemas numéricos principalmente, y para modelizar adecuadamente las inductancias parásitas de los conductores.

Las ecuaciones que describen el comportamiento dinámico de las dos variables de estado del esquema anterior (intensidad por la bobina, I_L , y tensión en bornes del condensador U_c) son las siguientes (expresadas en función de la variable s , variable de Laplace):

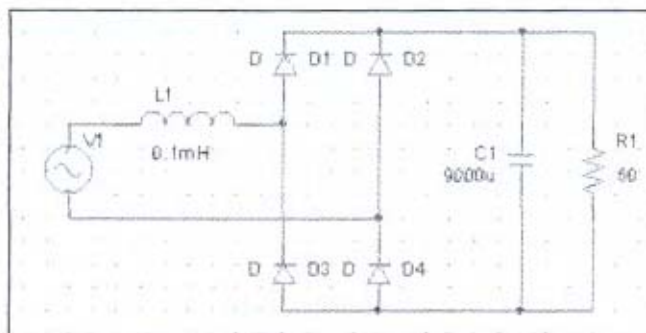


Fig. 2. Carga no lineal estándar (rectificador con filtro capacitivo).

$$I_L(s) = \left\{ \begin{array}{l} \frac{V_1 - U_c}{Ls} \quad \text{si } V_1 > U_c \quad \text{o } I_L(s) > 0 \\ 0 \quad \text{altrament} \end{array} \right.$$

$$U_c(s) = \frac{1}{Cs} (I_L - I_R) = \frac{1}{Cs} \left(I_L - \frac{U_c}{R} \right)$$

Las ecuaciones anteriores, una vez convertidas en esquema de bloques de Simulink, toman el aspecto que se presenta en la figura 3.

4. Esquema de Control

Tal como ya se ha comentado anteriormente, el esquema de control propuesto para este sistema, consiste, a semejanza de lo que sucede con el control de velocidad del motor de corriente continua, en dos bucles de regulación anidados. El más interno regula la intensidad que circula por la inductancia del filtro, mientras que el más externo regula la tensión en bornes del condensador del mismo.

Mediante esta estructura, se consigue como beneficio extra, la fácil puesta en paralelo de diversos SAI, consistiendo cada uno de ellos de únicamente el bucle de regulación de intensidad, e incorporando únicamente uno de ellos el

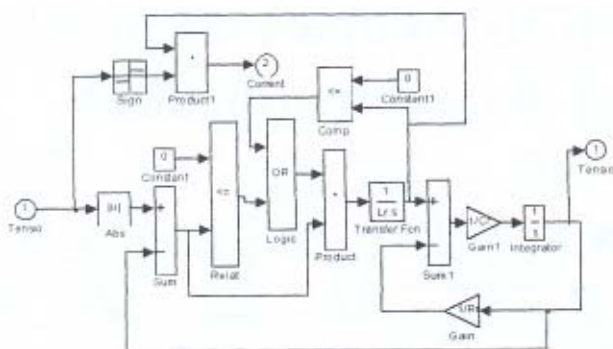


Fig. 3. Esquema de Simulink del rectificador con filtro capacitivo.

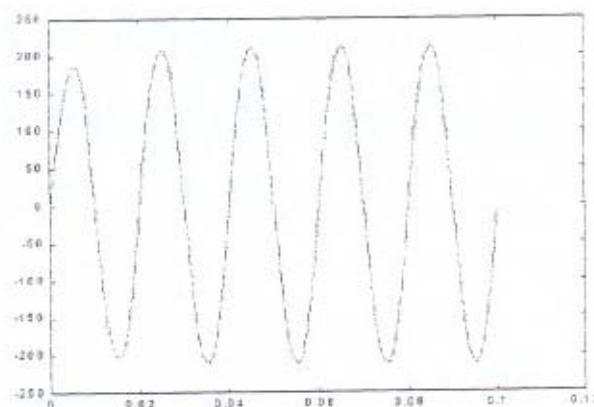


Fig. 4. Tensión en bornes del filtro con carga nominal (simulación).

bucle de regulación de la tensión. La consigna de intensidad producto de este bucle, se dividirá por igual entre cuantos SAI's se disponga en paralelo, y cada uno de ellos hará circular la intensidad que le corresponda.

5. Resultados de la simulación

Seguidamente se presentarán los resultados obtenidos mediante la simulación de los esquemas anteriores con el *SIMULINK*.

Para poder desarrollar esta simulación, anteriormente se ha tenido que realizar una última modelización para poder simular el comportamiento del troceador en H. La modelización de este ondulator, se ha realizado mediante una M-Function de Matlab. Los resultados que se presentan a continuación se han obtenido con un troceador indiferentemente de dos o tres niveles (cuando la tensión a aplicar es elevada se utiliza el dos niveles, mientras que cuando la tensión a aplicar es baja, se utilizan los tres niveles) pues es el que presenta un comportamiento más adecuado.

5. Resultados experimentales

Seguidamente se presentan los resultados experimentales, obtenidos con un ondulator trifásico de Semikron, de 150 A., en el cual solo se han utilizado dos ramas. El control se ha realizado mediante un TMS320F240 de Texas Instruments (un DSP orientado al control de ondulatores trifásicos básicamente). La adquisición de las señales (para su posterior representación) se ha realizado con un Tektronix TDS 510.

Los datos más relevantes de la planta experimental son: los interruptores IGBT conmutan a una frecuencia de 20 kHz; la adquisición de señales y el bucle de control se realiza con una frecuencia de 40 kHz, es decir el doble de rápido que la frecuencia de conmutación de los interruptores. La intensidad de la inductancia de filtro y la tensión del condensador se adquieren mediante sensores de efecto Hall para evitar la inyección de tensiones continuas que saturarían a la inductancia de filtro.

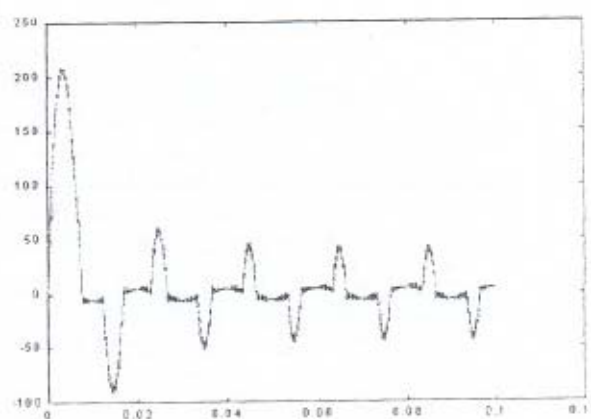


Fig. 5. Intensidad en la bobina del filtro con carga nominal (simulación).

6. Conclusiones

Mediante la utilización de un bucle interior de intensidad, se pueden conseguir resultados para un SAI, tan buenos como los conseguidos mediante el control analógico tradicional (habitualmente THD del 3% o inferiores).

Tanto mediante simulación, como con resultados experimentales, se ha mostrado la validez de esta nueva estructura de control de los SAI's. En estos momentos se está intentando la puesta en paralelo de los mismos, y estudiando algoritmos de repartición de carga óptima entre los diversos participantes.

Finalmente, también se encuentra en etapa de estudio la substitución de los dos reguladores lineales de la estructura propuesta (básicamente PID), por otros reguladores no lineales como podrían ser la lógica difusa o el control por modo deslizante. Mediante simulación se ha mostrado claramente la supremacía de la lógica difusa frente al tradicional PID, sobretodo en cuanto al lazo interno de intensidad.

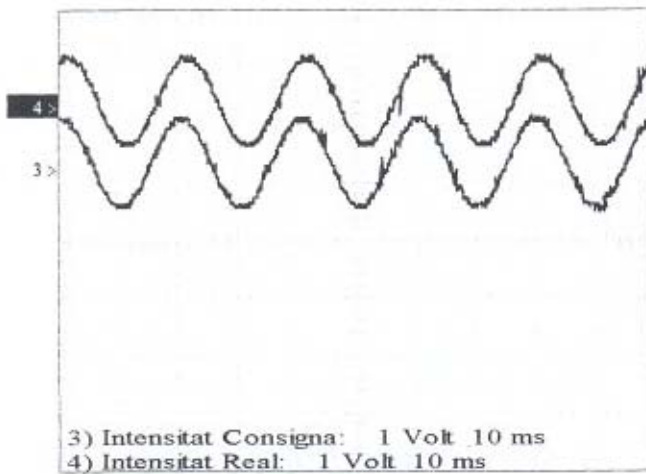


Fig. 6. Intensidad de consigna e intensidad real por la bobina del filtro del SAI (resultados experimentales)

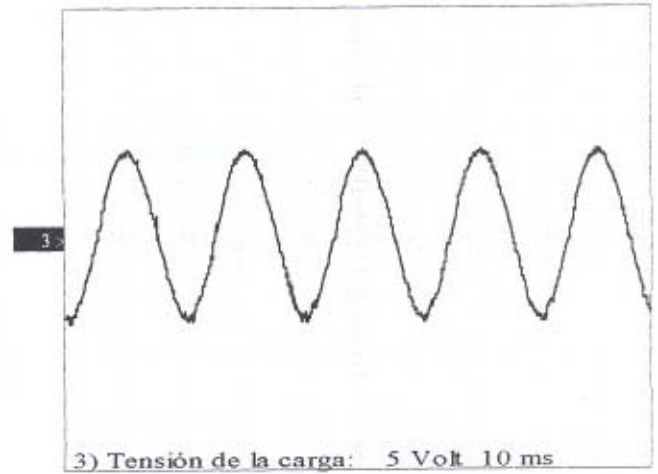


Fig. 7. Tensión en bornes del condensador del filtro del SAI (resultados experimentales).

6. Bibliografía

- [1] Richard Morrison, Michael G. Egan Member, "A New Power-Factor-Corrected Single-Transformer UPS Design", *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol. 36 no. 1, January/February 2000, pp. 171.
- [2] Elias Rodriguez, David Abud, Jaime Arau, "A Novel Single-Stage Single-Phase DC Uninterruptible Power Supply with Power-Factor Correction", *IEEE Transactions on Industrial Electronics* Vol. 46 no. 6, December 1999, pp. 1137.
- [3] Farrukh Kamran, Thomas G. Habetler, "A Novel On-Line UPS with Universal Filtering Capabilities", *IEEE Trans on Power Electronics*, Vol. 13 Nu. 3, May 1998, pp. 410.

INFORME:

SISTEMAS DE ALIMENTACION ININTERRUMPIDA

Antoni Sudrià i Andreu

El parque informático de nuestro país va creciendo, afortunadamente, día a día. Y es con esta expansión, con la implantación de nuevos sistemas informáticos, que aparece la creciente necesidad de dotarse de una serie de complementos que protejan las inversiones efectuadas y permitan trabajar cómodamente, sin interrupciones ni pérdidas de datos. Tanto unas como las otras son debidas, a veces, a la mala calidad o a la ausencia del suministro en la red. Los sistemas de alimentación ininterrumpida (SAIs) toman luego el protagonismo.

En el presente informe, el autor realiza una introducción histórica al mundo de los SAIs, muestra el state-of-the-art y pone el dedo en la llaga en lo que se debe pedir a un SAI. Como siempre, el lector hallará los principales suministradores en el mercado español de estos equipos, así como sus características técnicas.

Antoni Sudrià i Andreu es profesor del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la ETSEI de Barcelona.

SUMARIO

1. Introducción
2. Justificación de la necesidad de los SAIs
3. Orígenes y evolución de los SAIs
4. Descripción de los actuales SAIs electrónicos
5. Topologías usuales
6. Baterías
7. Rectificador y cargador de baterías
8. Onduladores
9. Conmutador estático
10. Control
11. Conjunto SAI-carga
12. Especificaciones técnicas
13. Fiabilidad y mantenimiento
14. Referencias bibliográficas

1. INTRODUCCION

Se ha asistido durante los últimos años a la aparición en el mercado de un nuevo tipo de equipo electrónico denominado abreviadamente SAI (Sistema de Alimentación Ininterrumpida), también conocido por las iniciales de su equivalente en inglés *UPS (Uninterruptable Power Supply)*. La expansión que ha experimentado el mercado de este nuevo producto ha sido muy fuerte, ligada estrechamente a la de otros mercados de productos electrónicos como son las telecomunicaciones y la informática.

La disponibilidad de nuevos tipos de semiconductores de potencia más versátiles y robustos, junto con el rápido crecimiento de las posibilidades de las técnicas de control electrónico tanto analógicas como digitales (especialmente estas últimas con la gran difusión de los microprocesadores) ha permitido que la tecnología de estos nuevos equipos SAIs fuera abordable fácilmente, posibilitando que numerosas empresas nacio-

nales estén dedicadas actualmente a su desarrollo, fabricación y comercialización.

Es importante indicar el efecto multiplicador que cualquier incremento considerable de la actividad en un sector electrónico nacional produce sobre todo el conjunto del mercado electrónico industrial. En este caso, ha sido evidente el efecto dinamizador producido en la comercialización de componentes electrónicos y en la reconversión de antiguas tecnologías, así como en la utilización de las nuevas en aplicaciones alternativas.

Todos estos hechos han impulsado a la dirección de esta revista a confeccionar un informe dedicado a esta nueva temática por la gran importancia industrial que está cobrando.

En este informe se intenta presentar el estado actual de la cuestión, tanto desde el punto de vista técnico (para posibles diseñadores y fabricantes), como desde el punto de vista funcional (para facilitar a los posibles usuarios la información necesaria que les permita una buena elección del tipo de SAI apropiado a su aplicación).

2. JUSTIFICACION DE LA NECESIDAD DE LOS SAIs

Los sistemas eléctricos de potencia alimentan a través de sus redes de distribución determinadas cargas de cuyo funcionamiento imperfecto se pueden derivar importantes pérdidas económicas y humanas. Aunque a estos tipos de consumos eléctricos se les viene llamando habitualmente cargas críticas, se pueden clasificar en dos grupos distintos:

Informes anteriores

- n.º 166 Medidas potenciométricas de concentración
- n.º 167 Analizadores de red eléctrica
- n.º 168 Robótica de montaje

Próximos informes

- n.º 170 Distribuidores neumáticos
- n.º 171 Racores
- n.º 172 Instrumentación de proceso inteligente

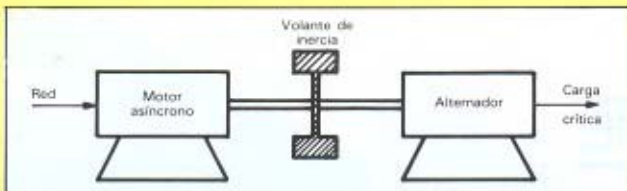


Fig. 1.- SAI totalmente electromecánico.

- a) **Cargas críticas interrumpibles.** Son aquellas cuya desconexión momentánea de la red de suministro eléctrico no entraña graves perjuicios. Podemos considerar como cargas de este tipo entre otras: iluminaciones de edificios públicos; sistemas de seguridad contra robo e incendios; hospitales; congeladores y cámaras frigoríficas; hornos eléctricos.
- b) **Cargas críticas ininterrumpibles.** Son aquellas que necesitan un suministro continuo de potencia eléctrica sin ningún tipo de fallo por insignificante que este sea. Entre otras son del tipo: ordenadores; terminales de datos; bancos de datos; equipos de electromedicina; equipos de telemando y telecomunicaciones. Obsérvese en este último grupo de cargas críticas la evidente característica común de ser todas ellas equipos electrónicos.

Las anomalías que puede presentar una red comercial de suministro eléctrico pueden ser de distintos tipos e importancia. La más grave es la ausencia total de tensión en la línea durante un periodo de tiempo observable a simple vista por el usuario, es decir a partir de un tiempo mínimo de fallo de aproximadamente 1 segundo.

Este tipo de fallo afectará a todas las cargas críticas ininterrumpibles y empezará a perjudicar a las cargas críticas interrumpibles si su duración aumenta. Las causas de estas perturbaciones se deben en general: a maniobras de los elementos de control y protecciones de los sistemas eléctricos de potencia; a conexiones bruscas de cargas locales de gran potencia; y cuando son de gran duración a averías importantes en algunos de los elementos del sistema de suministro de energía eléctrica. En la actualidad pueden producirse 2 o 3 cortes de suministro de larga duración al año, y una decena más del orden de segundos [1] [2], aunque estas cantidades dependen mucho del punto de conexión y emplazamiento en el sistema eléctrico de cada una de las cargas.

Los cortes de más pequeña duración que sólo se pueden detectar con el auxilio de instrumentación adecuada se denominan microcortes y se producen con mucha más frecuencia, pudiéndose estimar en varios cientos al año de duración superior a los 100 milisegundos [2]. Estos afectarán solamente a las cargas críticas ininterrumpibles.

Otro tipo de perturbaciones peligrosas que se producen en las redes eléctricas son las fluctuaciones de tensión. Estas son producidas por la imposibilidad de regular la tensión independientemente en cualquier punto de una red eléctrica en función de las distintas cargas que se van conectando y desconectando.

También se propagan por la red sobretensiones muy elevadas y de corta duración; provocadas por conmutaciones de cargas inductivas y operaciones en los circuitos de maniobra y protecciones. El último tipo de

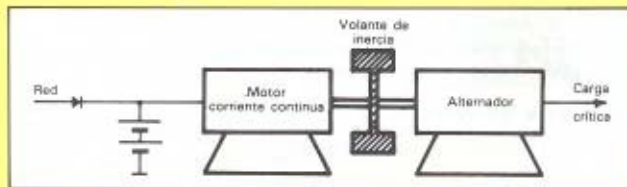


Fig. 2.- SAI electromecánico de autonomía mejorada.

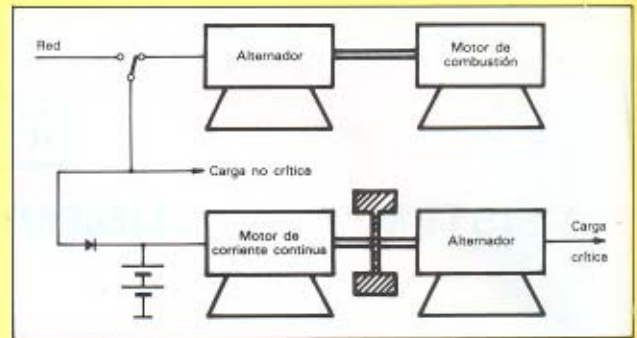


Fig. 3.- SAI electromecánico con grupo electrógeno.

perturbación que cabe considerar se refiere a la estabilidad de la frecuencia de la tensión de red.

Observamos por lo tanto que aunque la energía eléctrica es la de más fácil transporte y transformación presenta serias dificultades para llegar al usuario en una forma de presentación ideal. La mejora de estas características terminales requeriría costosas inversiones económicas que incrementarían desorbitadamente el precio de este tipo de energía para los usuarios medios, no afectados por la mayor parte de las perturbaciones citadas.

Es necesario pues estudiar inicialmente cuales son los efectos producidos por cada una de las perturbaciones en los distintos tipos de cargas críticas existentes y proponer a continuación los métodos necesarios para subsanarlos.

Los fallos de red de cierta duración afectan a todos los tipos de cargas críticas y la única manera de evitarlos es mediante una duplicidad de fuentes de suministro, ya sea mediante una doble contratación de acometidas a distintas compañías de suministro eléctrico o bien mediante un sistema autónomo de generación de energía eléctrica. La solución a adoptar estará en función de los perjuicios económicos y humanos causados por la falta de alimentación.

Los microcortes afectan mucho a las cargas críticas ininterrumpibles (constituidas en general por equipos electrónicos), produciendo el paro o mal funcionamiento de un proceso cuando se trata de controles industriales con la correspondiente pérdida de materiales. Cuando se trata de la alimentación de ordenadores se producen pérdidas de datos y errores o interrupciones de los programas con las correspondientes pérdidas de tiempo, horas de trabajo, ventas y clientes que según el caso se pueden producir.

Las fluctuaciones de la tensión de suministro afectarán a los equipos electrónicos de manera similar a la indicada en el párrafo anterior siempre que sobrepasen los límites permitidos de las tensiones de alimentación.

Las sobretensiones instantáneas, si no se limitan,

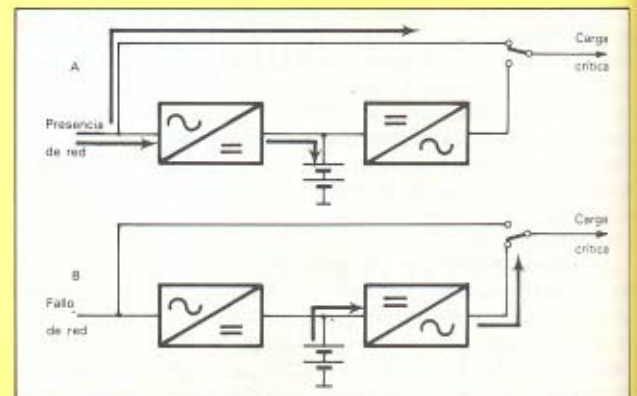


Fig. 4.- Diagrama de bloques de un SAI con funcionamiento off-line.

pueden afectar a cualquier tipo de carga sea crítica o no, produciendo la destrucción de algún semiconductor si se trata de equipos electrónicos, o en cualquier caso, envejecimientos prematuros de los materiales sometidos a la sobretensión.

Finalmente, las variaciones de la frecuencia de la tensión de red sólo afectarán a aquellos equipos que la utilizan para generar la referencia de medida de tiempos del proceso que controlan, produciéndose los correspondientes errores.

De todo lo expuesto, se deduce que de la falta de continuidad y calidad del suministro eléctrico se derivan importantes inconvenientes que hacen necesarios unos Sistemas de Alimentación Ininterrumpida (SAIs) que aseguren dicha continuidad y calidad de suministro a las cargas críticas. Dependiendo de la criticidad de cada una de estas cargas, se deberán exigir peores o mejores características de funcionamiento de los SAIs correspondientes. En la actualidad las cargas que presentan mayor criticidad corresponden a los equipos electrónicos, y especialmente a los ordenadores (debido a su gran velocidad de proceso y a su capacidad de almacenamiento masivo de datos).

3. ORIGENES Y EVOLUCION DE LOS SAIs

La necesidad de disponer de un suministro eléctrico continuo y de calidad se presentó hace ya muchos años, con lo que las primeras realizaciones de SAIs fueron totalmente electromecánicas [1].

Se basaban generalmente en un motor de inducción alimentado directamente de la red (figura 1), acoplado mecánicamente a un volante de inercia (que actuaba como elemento acumulador de energía) y con un alternador síncrono acoplado directamente sobre el mismo eje (que actuaba de generador de alta calidad). El principal inconveniente de esta solución era su baja autonomía, pues la cantidad de energía que se puede almacenar en un volante de inercia es muy pequeña, siendo solamente suficiente para eliminar los microcortes.

Para aumentar la autonomía se utilizó una batería de acumuladores para almacenar la energía (figura 2). El suministro principal de corriente alterna se rectificaba y alimentaba un motor de CC acoplado a un volante de inercia y a un alternador. En caso de fallo de la red, la batería seguía alimentando el motor de continua.

Cuando eran necesarios sistemas de autonomía ilimitada se adoptaban soluciones mixtas con grupos electrógenos conectados en sustitución de la red (figura 3).

Todas estas soluciones eran de coste elevado, ocupaban mucho volumen y producían un elevado nivel de ruido, necesitando un espacio independiente para su instalación. Todos estos inconvenientes hacían que se utilizaran solamente en casos de estricta necesidad.

A medida que la electrónica industrial se fue desarrollando se produjo un proceso dialéctico. La calidad del suministro eléctrico disminuyó debido al aumento de la polución de las líneas, a causa del nuevo tipo de cargas generadoras de armónicos de corriente, y de transitorios de tensión provocados por conmutaciones rápidas. Al mismo tiempo, la masiva utilización de equipos electrónicos cada vez más complejos y sensibles a las perturbaciones hacían indispensable una alimentación de alta calidad.

La misma causa del problema fue el origen de su solución, pues el desarrollo de la electrónica permitió la aparición de los SAIs de alta calidad totalmente electrónicos, solucionando los problemas de volumen, peso, ubicación, y ruido de los anteriores SAIs electromecánicos.

Actualmente entendemos por SAIs los equipos electrónicos que aseguran un suministro eléctrico de corriente alterna de total continuidad y de alta calidad. Siendo la autonomía de los SAIs limitada, siguen

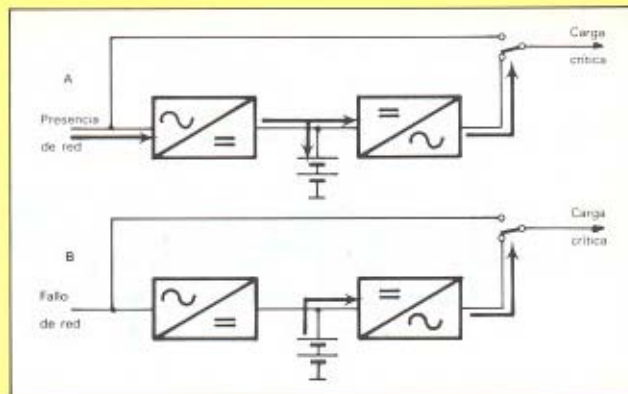


Fig. 5.- Diagrama de bloques de un SAI con funcionamiento on-line.

siendo imprescindibles los grupos electrógenos siempre que sea necesario asegurar una autonomía ilimitada.

4. DESCRIPCION DE LOS ACTUALES SAIs ELECTRONICOS

Un SAI es un equipo que actúa como red de suministro eléctrico sin interrupción, de baja distorsión y buena regulación para sistemas de comunicaciones, ordenadores y otras cargas que requieran una alta seguridad y calidad en su alimentación [5].

Todo equipo destinado a este fin deberá incorporar necesariamente como mínimo los 3 subsistemas siguientes:

- Inicialmente un receptor de energía no crítico, es decir tolerante a las discontinuidades y otras perturbaciones que se produzcan en la red de suministro eléctrico. Este receptor transformará la energía consumida en otra forma de energía que pueda ser almacenada.
- Es necesario un subsistema de almacenamiento de energía que permita suministrarla cuando falle la red o ésta tenga una calidad muy mala. De la capacidad de almacenamiento de este subsistema dependerá la autonomía del SAI.
- Finalmente un generador que convierta la energía suministrada por el receptor o almacenada, en una energía eléctrica senoidal de baja distorsión y buena regulación.

Actualmente existen en el mercado equipos de estas características, fabricados totalmente con semiconductores. Estos equipos han superado en rendimiento, fiabilidad, seguridad, y reparabilidad a los tradicionales sistemas electromecánicos para potencias de cualquier orden, pues su construcción modular posibilita la pue-

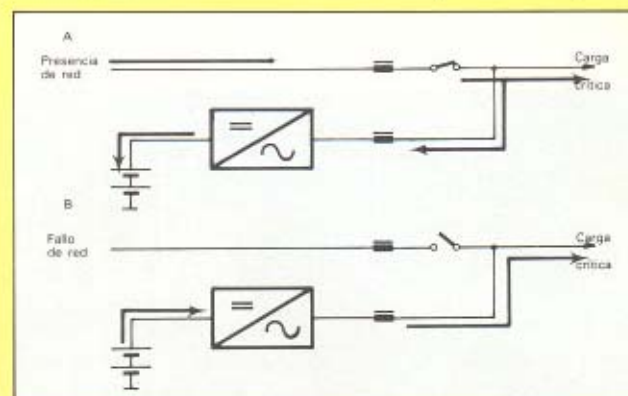


Fig. 6.- Diagrama de bloques de un SAI con funcionamiento en paralelo con la red.

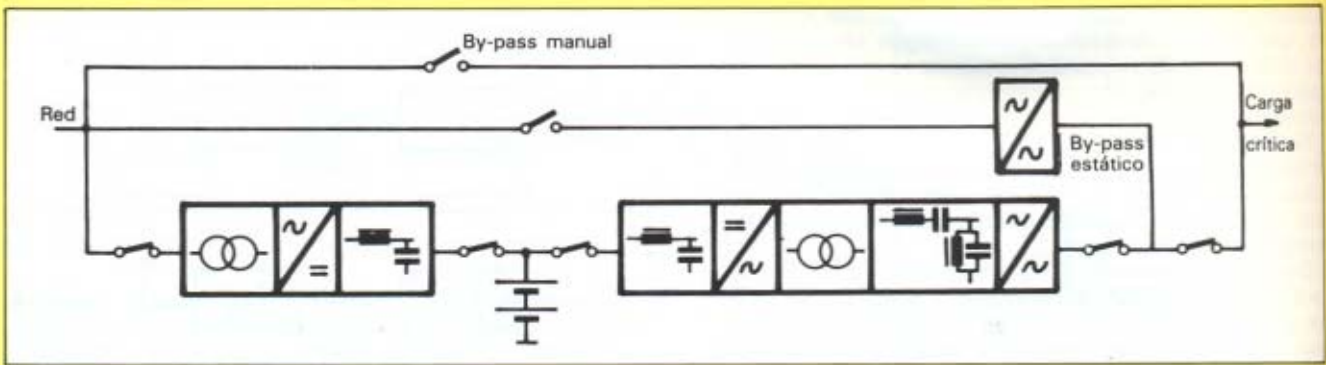


Fig. 7.- Diagrama de bloques de la topología estándar de un SAI.

ta en paralelo de los módulos generadores de salida hasta alcanzar la potencia deseada.

En la realización electrónica de estos equipos, la función de receptor no crítico está desempeñada (en general) por un rectificador semicontrolado [6] mono o trifásico, según cual sea su potencia. El almacenamiento de energía en forma de corriente continua se efectúa en una batería de acumuladores, y el generador de salida consiste en un ondulator mono o trifásico según la necesidad de la carga a alimentar. Todos los componentes son estáticos, no existiendo ninguna parte móvil que se desgaste. El mantenimiento es, por tanto, nulo y la fiabilidad elevada.

Se pueden considerar dos tipos de funcionamiento distinto de los SAIs:

- Si la tensión de red es de buena calidad, no presentando excesivas perturbaciones, se puede utilizar el modo de funcionamiento *off-line* [7]. En este modo de funcionamiento, la carga crítica es alimentada directamente por la red y sólo cuando ésta falla pasa a ser alimentada por el ondulator (figura 4). Mediante este sistema se consigue una disminución del coste del equipo pues el rectificador es de menor potencia (al tener que suministrar tan solo la corriente de carga de las baterías y el pequeño consumo en vacío del ondulator). Asimismo, el rendimiento será mayor, pues las pérdidas en los semiconductores son menores. Presenta los inconvenientes este sistema de que durante la transferencia del suministro de energía de la red al ondulator la carga dejará de estar alimentada. Al mismo tiempo, el cambio brusco de carga en el ondulator ocasionará que la tensión de salida de éste caiga durante los primeros ciclos. Como en este modo de funcionamiento la carga tiene que soportar las variaciones de la tensión de red, debe utilizarse solamente para proteger las cargas contra una ausencia total de la tensión de red. No se le puede considerar un SAI en el sentido estricto de la definición dada en el inicio de este apartado.
- El modo de funcionamiento más utilizado en los SAIs es el llamado *on-line*. Mientras la red de alterna no falla, el rectificador de entrada suministra tensión

continua al ondulator de salida y mantiene cargada la batería a su plena capacidad. En el momento en que se produce un corte de suministro, el flujo de energía hacia la carga crítica no sufre ninguna interrupción, pues la batería que está conectada en bornes de entrada del ondulator mantiene constantemente el suministro de tensión continua (figura 5). Este modo de funcionamiento de la batería se conoce como flotación o tampón.

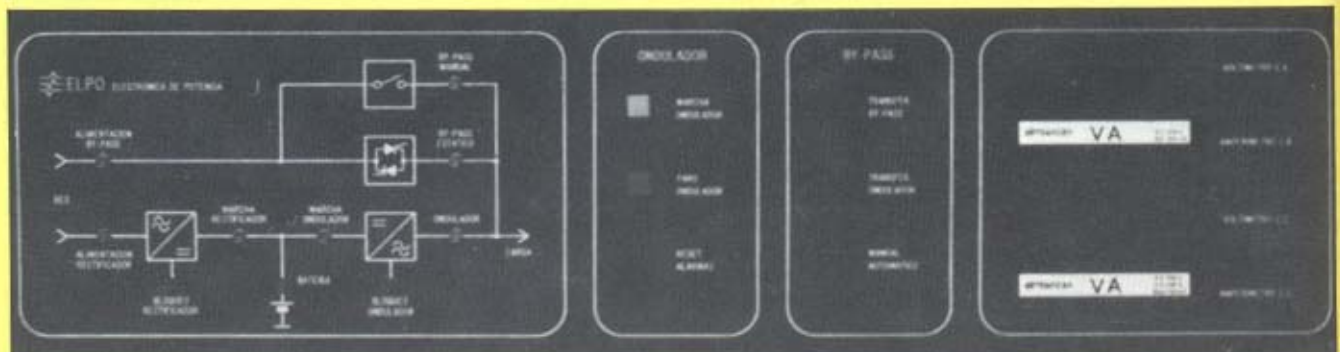
A partir del momento en que la batería empieza a suministrar energía empezará a disminuir su tensión. Por lo tanto, el ondulator tiene que tener la capacidad de regulación de la tensión alterna de salida para poder mantener su valor constante.

Cuando la descarga continuada de la batería haga descender su tensión por debajo del valor mínimo que el ondulator necesita (para mantener su salida regulada), la tensión alterna de salida estará fuera de los límites permitidos. Entonces deberá activarse una indicación de alarma, que permita al usuario del sistema una desconexión ordenada de la carga si el suministro de red sigue faltando.

En el instante en que vuelve el suministro de red, el rectificador controlado de entrada deberá suministrar la energía necesaria al ondulator para alimentar la carga crítica y la energía para cargar la batería. El rectificador tendrá que estar pues sobredimensionado en potencia, siendo la potencia de consumo del SAI superior a la de su suministro.

Siendo el ondulator el módulo más crítico del equipo y aunque la calidad de sus componentes se haya cuidado especialmente, siempre es posible que sufra una avería. Para prevenir esta contingencia, los fabricantes de SAIs incorporan de manera estándar u opcional un interruptor estático de transferencia de la carga crítica a la red, denominado en general *by-pass* estático.

Naturalmente, en esta situación, la carga crítica está alimentada directamente de la red, perdiendo toda seguridad de suministro. Corresponde al operador tomar la decisión de seguir trabajando confiando en el suministro de red o de efectuar una desconexión ordenada del sistema que cause los mínimos perjui-



Panel de mando de un SAI con sinóptico de señalización del estado de la instalación. (Elpo-Temacsa).

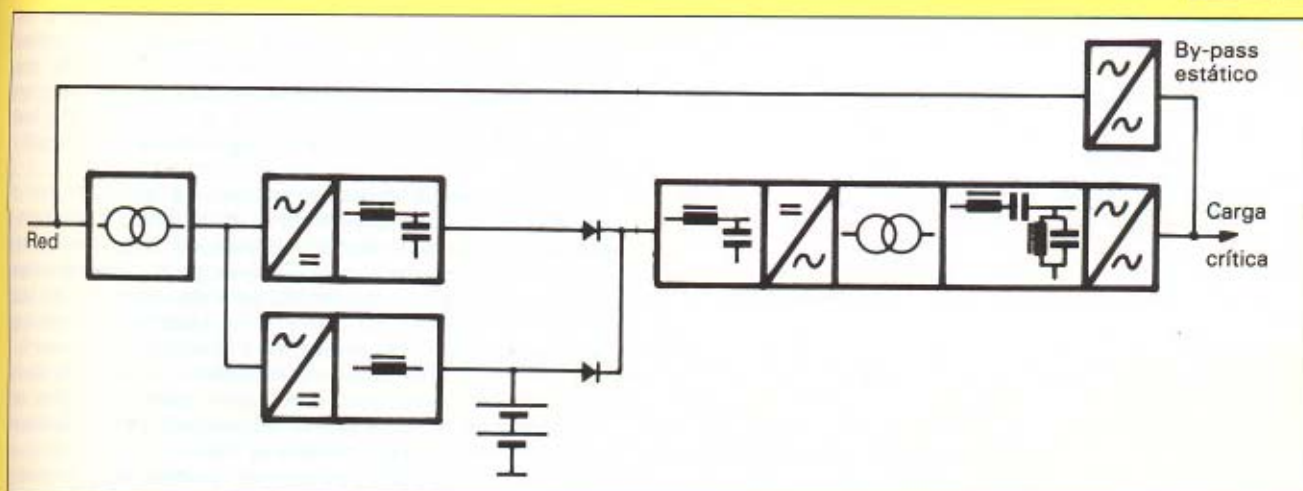


Fig. 8.- Diagrama de bloques de un SAI con dos rectificadores.

cios, para proceder a continuación a la reparación de la avería. En general, se dispone (en paralelo con el by-pass estático) de un conmutador manual que desconecta totalmente la carga crítica del SAI. De esta manera se pueden efectuar las operaciones periódicas de mantenimiento o las posibles reparaciones sin que la carga crítica quede sin suministro de energía.

Recientemente han aparecido en el mercado SAIs con un nuevo modo de funcionamiento [8], en el que la salida de éste se conecta en paralelo con la red en funcionamiento normal (figura 6). Mientras hay suministro de red el SAI sólo consume potencia reactiva, suministrando la red la potencia activa de la carga crítica.

Ante un fallo de red, el control abre el interruptor estático y ajusta la amplitud y fase de la tensión de salida del ondulator para que la carga crítica no perciba ningún cambio.

Cuando el suministro de red se restablece, el control ajusta la amplitud y fase de la tensión de salida del ondulator, de manera que éste actúe como un consumidor de energía, es decir como un receptor que convierte la corriente alterna en continua para recargar la batería. Cuando ésta esté cargada el control volverá a variar la amplitud y fase de la tensión de salida, de manera que el ondulator permanezca en la situación de flotación consumiendo solamente energía reactiva.

Las ventajas que aporta este nuevo modo de funcionamiento son evidentes: menor coste, pues desaparece el rectificador-cargador de baterías; mayor rendimiento, pues las pérdidas en los semiconductores serán menores; y comportamiento capacitivo del conjunto, lo que mejorará el factor de carga de la instalación a la que esté conectado. No obstante, el control necesario es de mayor complejidad, no es posible regular la frecuencia y la respuesta dinámica es peor.

Como este informe pretende exponer la situación actual de los SAIs, se analizarán en el próximo aparta-

do las topologías más usuales ofrecidas por los distintos fabricantes, para describir en los siguientes los módulos componentes.

5. TOPOLOGIAS USUALES

Ciñiéndonos exclusivamente al modo de funcionamiento *on-line*, nos encontramos con una topología general en base a la cual se producen algunas variantes o mejoras. Esta topología estándar comprende, en general, (figura 7) un rectificador semicontrolado mono o trifásico para alimentar el ondulator y cargar la batería. Este rectificador se alimenta de la red de alterna mediante un transformador reductor que adapta la tensión de entrada al nivel de la tensión de batería y proporciona aislamiento galvánico entre la red y el SAI.

En los SAIs de potencias elevadas deberán atenuarse los armónicos introducidos en la red mediante un filtro en la entrada del rectificador controlado.

También es conveniente disminuir el rizado de la tensión y corriente a la salida del rectificador para disminuir las pérdidas en la batería (lo que prolonga su vida) y suministrar al ondulator una tensión con menor rizado.

Las baterías constituyen un módulo muy independiente dentro de la estructura del SAI. Existen, en general, solamente dos alternativas según sean de plomo-ácido o de níquel-cadmio. Respecto a su localización física pueden ir incorporadas en el mismo armario donde se encuentra el resto del equipo o situadas a parte. Algunos SAIs, con controles que efectúan funciones inteligentes, incorporan una pequeña batería interna (desacoplada de la general de potencia mediante un diodo) para asegurar la alimentación del control aún en el caso de descarga total de la batería de potencia.

A la entrada del ondulator se suele incorporar también un filtro que disminuya el rizado de corriente inyectado en la batería y que desacople en cierta

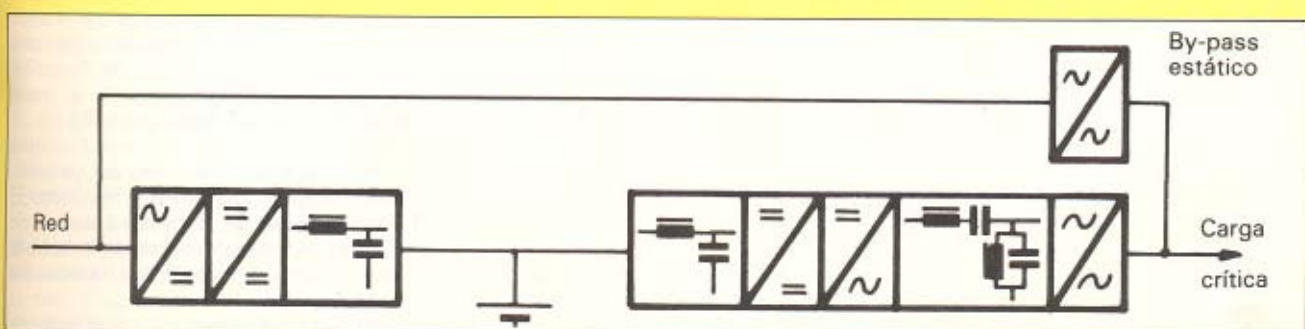


Fig. 9.- Diagrama de bloques de un SAI con paso intermedio a alta frecuencia.

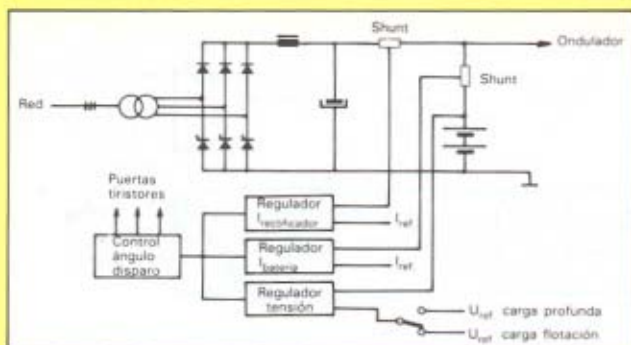


Fig. 10.- Rectificador-cargador de baterías.

manera los dos convertidores conectados en serie, rectificador y ondulator, de manera que no se produzcan interferencias entre sus controles.

Las distintas posibilidades que se ofrecen en los ondulatorios se refieren al tipo de semiconductores utilizados, triacotres o transistores, y a la técnica utilizada para disminuir el contenido de armónicos de la onda senoidal de salida. De todas maneras, en todos los casos será necesario un filtro a la salida del ondulator, para mejorar el contenido de armónicos de la tensión de salida.

Esta tensión de salida alimentará un transformador elevador mono o trifásico, que adaptará la amplitud de la tensión de salida del ondulator a la amplitud requerida por la carga crítica que, en general, será la misma que la de la tensión de red. Este transformador de salida aporta al mismo tiempo un aislamiento galvánico entre el SAI y la carga, conveniente en algunas ocasiones y obligatorio en otras.

Finalmente, se ofrece opcionalmente en algunos casos y como estándar en otros, el conmutador estático de transferencia llamado generamente *by-pass* estático. Usualmente se incorpora un interruptor de *by-pass* manual o monitorizado que cortocircuita el anterior, conectando directamente la carga crítica a la red, para facilitar operaciones de mantenimiento o reparación.

Todas las conexiones eléctricas entre los elementos citados se realizan a través de interruptores manuales o monitorizados. Estos permiten dejar aislados cada uno de los elementos, posibilitando que el resto del equipo siga funcionando en caso de avería de alguno de ellos y evitando que un fallo en un elemento provoque averías en los restantes.

Los controles, además de las funciones de control de los distintos convertidores y del total del equipo, realizan de manera opcional: funciones de visualización de las distintas variables eléctricas; funciones de vigilancia y alarma; y funciones de autoverificación y comunicación inteligente con la propia carga crítica, en el caso de que ésta incluya un ordenador.

La topología expuesta hasta ahora sería la estándar existente en el mercado, pero existen algunas soluciones particulares que se comentarán brevemente a continuación.

Para disminuir los armónicos inyectados en la red y mejorar el factor de potencia [9] se propone subdividir el circuito de continua. Se utiliza un rectificador de diodos para alimentar al ondulator directamente de la red, sin regulación de tensión previa (figura 8). Para ello, el ondulator deberá disponer de una respuesta dinámica mejorada. La carga de la batería se efectúa independientemente con otro rectificador controlado de pequeña potencia.

De esta manera, al ser individualizado, el funcionamiento de la batería se puede mejorar. En condiciones normales de funcionamiento con suministro de red, la carga principal conectada a ésta será solamente un rectificador no controlado que presenta un contenido de armónicos muy bajo y constante (con lo que es más fácil de filtrar), y un factor de potencia cercano a la unidad.

Una nueva tendencia que aparece actualmente es efectuar pasos intermedios de conversión a alta frecuencia [4], eliminando la necesidad del uso de los núcleos de hierro en los transformadores. Con ello se consigue disminuir notablemente el volumen de los SAIs y eliminar totalmente el ruido audible generado por éstos.

Constan básicamente de un par de troceadores o convertidores continua-continua trabajando a frecuencias superiores a la audible (figura 9). Uno de estos troceadores será reductor y alimentado directamente de la red por un puente rectificador de diodos. Con las ventajas expuestas anteriormente, reducirá la tensión rectificada al nivel necesario para la carga de la batería. A continuación, el segundo troceador elevará la tensión de batería al nivel necesario para alimentar al ondulator, de manera que la tensión de salida de éste tenga la misma amplitud que la red.

Al funcionar a altas frecuencias, los núcleos necesarios para los transformadores y las inductancias de filtrado serán de ferrita y de volúmenes muy pequeños. Por la misma razón los condensadores de filtrado también serán de menor volumen, consiguiéndose SAIs de volumen muy reducido a rendimientos sensiblemente constantes.

6. BATERIAS

Pocas veces en la descripción de un SAI se mencionan las baterías. Este hecho es debido a que son el elemento más fiable y menos complejo de todo el equipo. Sin embargo, son también el elemento de menor vida útil del conjunto y el único que necesita un mantenimiento periódico.

Por otra parte, es necesario conocer de manera clara sus principales características y valores límites de carga y descarga para que el circuito de control consiga de ellas sus prestaciones máximas, sin que esto signifique un deterioro prematuro que acorte su vida.

La función de la batería consiste en almacenar la energía eléctrica que le entrega el receptor no crítico. Esta energía es convertida mediante un proceso electroquímico en energía química que, a su vez, será reconvertida en energía eléctrica cuando el suministro principal de red falle.

Una batería está constituida por varios elementos conectados en serie para conseguir la tensión total deseada. Cada uno de estos elementos está formado por dos electrodos sumergidos en un electrolito.

En los últimos años la tecnología de las baterías ha experimentado también importantes progresos consiguiendo densidades de energía mayores y menores necesidades de mantenimiento.

Las baterías de plomo-ácido son las más utilizadas en los SAIs debido a su menor coste. Las de níquel-cadmio tienen una duración más elevada pero su coste es mucho mayor. Las modernas baterías de plomo no son de plomo puro sino de aleaciones de este elemento con antimonio o calcio y con electrolito gelificado, con lo que pueden ser herméticas y de mantenimiento nulo [7].

La aleación con calcio, aunque incrementa el coste, facilita capacidad para descargas rápidas al dar mayor rigidez a los electrodos. Asimismo proporciona una vida más larga y disminuye la corriente de flotación necesaria para mantener la batería cargada a plena capacidad, compensando sus pérdidas internas.

Cada fabricante proporciona sus recomendaciones para el proceso de carga de las baterías. En general, éste se inicia con una carga a corriente constante. El valor de esta corriente suele estar para las baterías de plomo entre 0,1 y 0,2 veces la capacidad de la batería expresada en Amperios por hora y para las baterías de níquel-cadmio entre 0,2 y 0,4.

La tensión necesaria para mantener esta corriente de carga inicial dependerá del estado de descarga de la

batería, empezando inicialmente por un valor pequeño que irá aumentando hasta llegar al valor llamado de carga profunda, que es el valor máximo indicado por el fabricante.

Esta tensión de carga profunda es del orden de 2,4 V por elemento en las baterías de plomo y de 1,55 V/elemento en las baterías de níquel-cadmio [2] [3]. Este régimen de carga profunda a tensión constante se mantiene durante un tiempo que varía según el tipo de batería y su capacidad, (variando desde alrededor de 12 horas para las de plomo a unas 6 horas para las de níquel-cadmio).

Una vez finalizado el tiempo de carga profunda (indicado por el fabricante) se puede considerar la batería cargada a su plena capacidad, debiéndose mantener en régimen de flotación para compensar la autodescarga interna de la batería. La tensión de carga profunda se baja a la de flotación que suele ser 2,2 V/elemento en las de plomo y 1,4 V/elemento en las de níquel-cadmio.

Este régimen de flotación se mantiene permanentemente hasta la próxima descarga de la batería. Es conveniente, para mantener la batería cargada a su máxima capacidad, efectuar periódicamente cargas profundas de la batería aunque no se haya producido ninguna descarga de ésta.

Existen dos peculiaridades más del funcionamiento de la batería que son necesarias tener en cuenta para que su utilización sea correcta:

- La primera es la degradación de las características de la batería a lo largo de su vida útil. Ello hace necesario sobredimensionar inicialmente la capacidad de la batería, previendo que su disminución con el tiempo permita al SAI cumplir con sus especificaciones de autonomía.
- La segunda concierne a los fenómenos que se producen durante la descarga en el interior de la batería. Simplificadamente, durante la descarga, se produce una modificación de la naturaleza de los componentes químicos de la batería. Esta modificación es reversible durante el proceso de recarga. Pero si la descarga se efectúa hasta límites extremos se produce una degeneración de los compuestos químicos (que ya no es totalmente reversible), provocándose un envejecimiento prematuro de la batería. Para prevenir esta posibilidad no debe permitirse en ninguna circunstancia que la batería se descargue por debajo de las tensiones mínimas de descarga indicadas por el fabricante. Estas suelen ser de 1,75 V/elemento en las de plomo y 1,1 V/elemento en las de níquel-cadmio. El propio funcionamiento de los SAIs evita esta posibilidad, pues normalmente cuando la tensión a la entrada del ondulator desciende por debajo del nivel necesario para que éste mantenga la tensión de salida dentro de las tolerancias especificadas, el control activa una alarma. Al verla, el operador efectúa una desconexión ordenada de la carga crítica y (tras un espacio de tiempo determinado) desconecta el ondulator. Así se evita que la tensión de la batería no pueda descender por debajo del mínimo fijado por el fabricante, siempre que éste sea inferior a la tensión mínima de alimentación del ondulator.

7. RECTIFICADOR-CARGADOR DE BATERIAS

Normalmente esta función está ejecutada por un puente rectificador semicontrolado (figura 10). Es decir, la mitad de los semiconductores del puente son diodos y la otra mitad son tiristores, ya que no es necesario un funcionamiento con retorno de energía a la red. El puente será monofásico o trifásico, dependiendo de su potencia. El límite usual para los puentes monofásicos se sitúa hacia los 10 kW, realizándose trifásicos para potencias superiores.

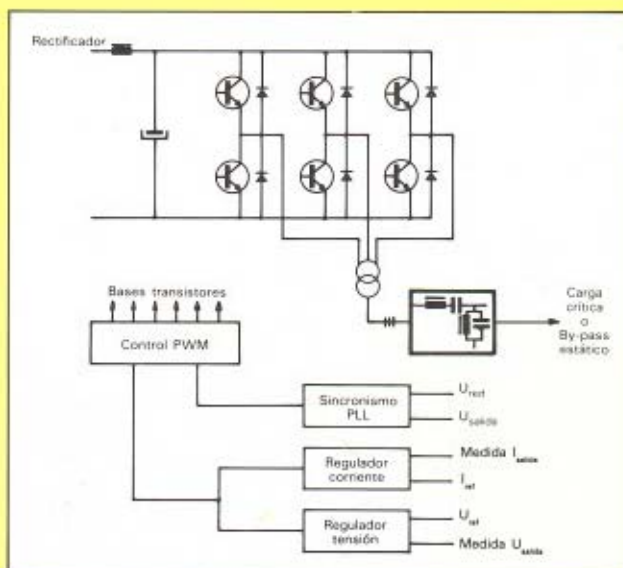


Fig. 11.- Ondulator.

Este tipo de convertidor es muy conocido [10] y su funcionamiento es muy simple y de gran fiabilidad, pues los tiristores se bloquean por conmutación natural. Su control se efectúa en la forma conocida como regulación por ángulo de fase. Existen, en este momento, en el mercado gran número de circuitos integrados especializados en realizar este tipo de control, con lo que su control no presenta ninguna dificultad especial.

Su conexión a la red debe efectuarse mediante un transformador reductor que adapte la tensión de red al nivel requerido por las baterías. Si es necesario un aislamiento galvánico (debido a que alguna parte del rectificador o de la batería tiene que ir conectada a tierra) el transformador tendrá que ser de aislamiento. Si éste no es necesario, podrá emplearse autotransformador, con la consiguiente reducción de peso, volumen y precio.

A su salida deberá conectarse un filtro que disminuya el rizado de tensión y de corriente con que se alimenta a la batería y al ondulator. Si el funcionamiento

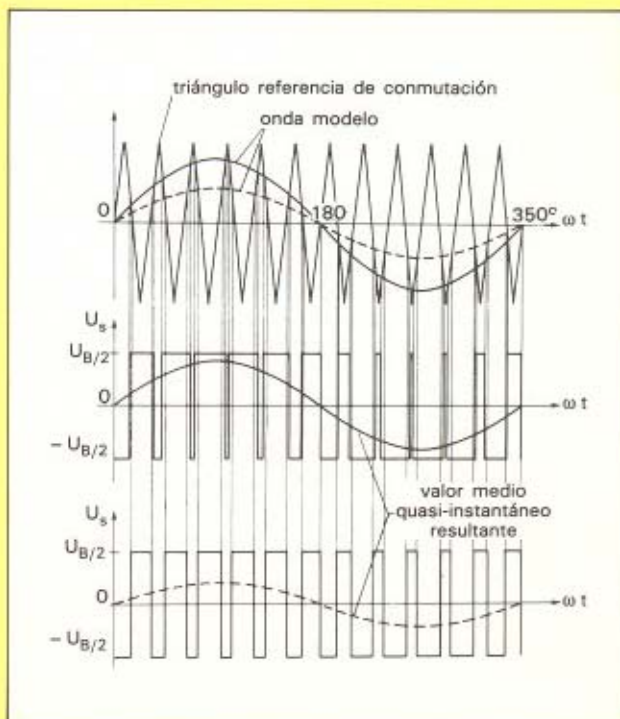


Fig. 12.- Modulación de anchura de pulso.

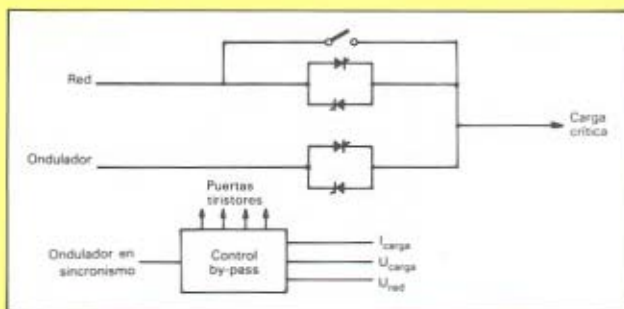


Fig. 13.- By-pass estático.

to del SAI con la batería desconectada está descartado, será suficiente como filtro una simple y robusta inductancia conectada en serie con la salida del rectificador.

Para potencias elevadas deberá disminuirse el contenido de armónicos inyectados en la red por la conmutación de los semiconductores. A esta deformación de las características de la red se la llama actualmente contaminación o polución eléctrica. La solución adoptada generalmente [10] consiste en situar a la entrada del rectificador unos circuitos L-C serie sintonizados a la frecuencia de los principales armónicos, de forma que los cortocircuiten.

Para efectuar la carga correcta de la batería, el circuito de control deberá incorporar dos lazos de corriente y uno de tensión con dos niveles de ajuste. Uno de los lazos de corriente limitará la intensidad de carga de la batería a su valor máximo permitido durante la etapa inicial del régimen de carga profunda.

El segundo lazo de corriente limitará la intensidad máxima de carga del rectificador, debiendo estar diseñado éste para una potencia total suma de la de salida del SAI más la de carga profunda de la batería. Si no fuera de este modo, tras una descarga el rectificador funcionaría en limitación de corriente, con lo que el tiempo de recarga de la batería sería mucho más largo, pudiendo producirse un nuevo fallo de red antes de que el SAI hubiera recuperado su capacidad de autonomía especificada.

El regulador de tensión es único, pero el control debe determinar el régimen de carga que debe aplicarse y en consecuencia variar para cada caso la consigna del bucle de regulación de tensión.

8. ONDULADOR

Es el elemento más complejo del SAI y por tanto objeto de continuos perfeccionamientos a medida que la evolución de los componentes de potencia y de control así lo permite. Al ser el elemento más complejo también será el de fiabilidad más baja y por tanto el que determinará la calidad del SAI. Su función principal es convertir la tensión continua procedente del rectificador o de la batería en una tensión alterna sin interrupciones ni deformaciones para alimentar una carga crítica.

Su estructura más usual es la de puente ondulador monofásico o trifásico según las necesidades de la carga (figura 11). En general, incorpora a la entrada un filtro para atenuar el rizado de corriente que provocaría en la batería y el rectificador, y un filtro a la salida para mejorar el contenido de armónicos de la onda de tensión que alimenta a la carga crítica.

El ondulador tiene que mantener constante la tensión de salida aunque la de entrada varíe. Esta varía mucho pues (como se ha indicado en los anteriores apartados), la tensión de batería cuando sufre una descarga puede ir desde 2,2 V/elemento hasta 1,75 V/elemento para las baterías de plomo y de 1,4 V/elemento a 1,1 V/elemento en las de níquel-cadmio, representando estos valores una variación del 25 % aproximadamente en ambos casos.

El ondulador debe ser capaz de mantener la tensión de salida dentro de los límites aceptados frente a variaciones de la tensión de entrada mayores del 25 %, teniendo en cuenta las caídas de tensión en la resistencia interna de la batería. En caso de que su capacidad de regulación fuera menor, la autonomía del SAI sería inferior a la nominal de las baterías. La regulación de tensión también será necesaria para compensar las caídas de tensión que se produzcan en el filtro de salida al ir variando la corriente de la carga.

Para realizar estas funciones de conversión continua-alterna, eliminación de armónicos y regulación de tensión se han propuesto una gran variedad de distintas soluciones. En este informe sólo se expondrá la que en los últimos años se está imponiendo con la tendencia de ser la única que subsista en el futuro.

Esta técnica es conocida por las iniciales PWM (de su denominación en inglés *Pulse Width Modulation*), conocida entre nosotros por modulación de anchura de pulso. Consiste básicamente en un puente ondulador normal, controlado de forma que la tensión a su salida sea regulable y de muy bajo contenido de armónicos. Con ello, el filtro necesario para atenuarlos es menor.

El control se efectúa conmutando los interruptores del puente varias veces en cada semiperiodo, de manera que la tensión de salida no es cuadrada sino que está formada por una sucesión de impulsos de distinto ancho en cada semiperiodo. Variando el ancho de estos impulsos se conseguirá mantener el valor eficaz de la tensión constante para un periodo, aunque la tensión de continua varíe.

Si al mismo tiempo se consigue que el ancho de cada impulso dentro del semiperiodo sea proporcional en cada instante a la amplitud correspondiente de una señal senoidal, su descomposición armónica será muy semejante a la de ésta.

El principio de funcionamiento de este método de control se basa en la comparación de una señal senoidal de referencia con una onda triangular de una frecuencia mucho más elevada (figura 12). El resultado de la comparación consiste en un tren de pulsos modulado en anchura con un contenido muy bajo de armónicos y con la posibilidad de regulación de la amplitud de su valor fundamental, mediante la variación de la amplitud de la onda senoidal de referencia [11]. Cuanto más elevada sea la frecuencia de la onda triangular, menor será el contenido de armónicos de la onda resultante de la comparación.

La implementación de este método de control en forma analógica no presenta grandes dificultades pero es laboriosa. Su realización se ha hecho más sencilla con la aparición en el mercado de varios circuitos integrados especializados en el control de esta forma de generación y regulación de tensión alterna. Algunos de estos circuitos de control están diseñados para ser controlados directamente por un microprocesador.

Los semiconductores utilizados en la realización del ondulador deberían ser lo más rápidos posibles para incluir en cada semiperiodo el mayor número posible de pulsos y así conseguir el contenido de armónicos más bajo posible. Los modernos transistores bipolares nos permiten llegar a la realización de onduladores de potencias alrededor de 100 kW. Para potencias mayores deben usarse triodos rápidos, con la desventaja de que necesitarán circuitos auxiliares de conmutación forzada. En los próximos años, los triodos serán desplazados de los dominios de las altas potencias por los GTOs, triodos bloqueables por puerta.

De todas maneras, a la salida del ondulador siempre se tendrá que conectar un filtro para atenuar en lo posible los armónicos y al mismo tiempo actuar como limitador de la corriente ante un cortocircuito brusco en la carga. Estos filtros son del tipo pasa bajos o del tipo sintonizados a los armónicos principales, conectándose en paralelo a la salida y sintonizados a la

frecuencia fundamental conectándose en serie a la salida.

El circuito de control deberá incorporar un lazo de realimentación de corriente y otro de tensión, junto con un sistema de sincronización de la tensión del ondulator con la de la red, puesto que el ondulator y la red deben funcionar en sincronismo para poder transferir la carga de uno a otro sin que se produzcan variaciones importantes de la tensión senoidal en bornes de la carga. El sistema de sincronización estará compuesto por un bucle de frecuencia y otro de fase.

9. CONMUTADOR ESTÁTICO

El conmutador estático, también conocido por *by-pass* debe realizar la conmutación de la carga a la red en el caso de que se produzca un fallo en el ondulator. Para cargas críticas interrumpibles este conmutador puede ser electromecánico. Para cargas ininterrumpibles que no pueden soportar la desconexión que se produce durante el relativamente largo tiempo de transferencia de un conmutador electromecánico este conmutador deberá ser estático (figura 13).

El *by-pass* estático consiste en dos interruptores de alterna conectados uno entre la red y la carga y otro entre el ondulator y la carga. Estos interruptores se suelen realizar con dos tiristores conectados en antiparalelo.

El tiristor es el componente más indicado para esta aplicación ya que funciona en conmutación natural. En SAIs de pequeña potencia se pueden usar los triacs para esta aplicación.

En el momento en que el control detecte que la tensión del ondulator está fuera de límites dejará de enviar impulsos de disparo al interruptor estático de la salida del ondulator y empezará a enviarlos al interruptor estático que conecta la red. Para conseguir que esta transferencia se realice sin transitorios (en la tensión que recibe la carga) es necesario que las frecuencias y fases de la tensión del ondulator y de la red estén perfectamente sincronizadas.

Al mismo tiempo, es necesario que esta transferencia se efectúe de forma instantánea. De esta forma, se evita que la tensión en la carga caiga rápidamente al producirse un fallo del ondulator. La velocidad de transferencia depende casi exclusivamente del circuito que detecta la salida de límites de la tensión del ondulator. Este circuito detector no puede incluir ningún condensador para no introducir retrasos en la detección. Con circuitos de detección casi instantáneos se obtienen en la actualidad tiempos de transferencia inferiores a 1 milisegundo.

Como casi todos los SAIs disponen de conmutadores manuales que permiten independizar las distintas partes del equipo para facilitar el mantenimiento. Algunos fabricantes cortocircuitan el *by-pass* estático mediante un contactor después de haber efectuado la transferencia y dejan de enviarle impulsos de disparo con lo que se desconecta. De esta manera la potencia total de los semiconductores y de sus radiadores de refrigeración son menores.

Una vez subsanado el problema existente en el ondulator, éste debe ser reconectado a la carga. Para ello, el control deberá actuar sobre la regulación de frecuencia hasta ponerse en fase con la red y efectuar en dicho momento la transferencia.

El *by-pass* estático no actúa solamente en fallos del ondulator, sino también ante la presencia de sobrecargas. Estas suelen producirse por la conexión de algún elemento con gran consumo de arranque, como puede ser el motor de un disco duro. En el instante que el control detecta una corriente de sobrecarga efectúa la transferencia a la red hasta que aquella desaparece. En algunos casos, durante la sobrecarga, ondulator y red trabajan en paralelo.

SUMINISTRADORES ESPAÑOLES DE SISTEMAS DE ALIMENTACION ININTERRUMPIDA

Fabricante	País	Representante o distribuidor
AEG - Telefunken	RFA	AEG Ibérica de Electricidad
Ambar Electrónica	España	Ambar Electrónica
AMV	España	AMV Electrónica
BBC	Suiza	BBC Brown Boveri
Boar	España	Electrónicas Boar
Born	Italia	Elpo, Electrónica de Potencia
CDE Electrónica	España	CDE Electrónica
Enertron	España	Enertron
Exide Electronics	EEUU	Cener, Coalba Energía
Invertomatic	Suiza	Invertomatic Española
ITT Standard Eléctrica	España	Elpo, Electrónica de Potencia
Jema	España	Jema
Jotrum	Taiwan	Mapi
Lambda	Francia	Distron
Liebert-Siemens	RFA	Itisa
Merlin Gerin	Francia	Merlin Gerin Gecca
Nile-Mep	Francia	Hazemeyer Española
Onduladores del Norte	España	Onduladores del Norte
Philips	Holanda	Philips Ibérica
Power General	EEUU	Albitron
Ramet	Italia	Hazemeyer Española
Sab Nite	Suecia	Nile España
Salicru	España	Salicru
Sera Industriale	Italia	Fultron
Stoet Radio	Holanda	Itasal
Tecsel	España	Tecsel, Técnicos de Sistemas Electrónicos
Temacsa	España	Temacsa Elpo, Electrónica de Potencia

En negrita se han indicado los fabricantes españoles o aquellas firmas transnacionales con fabricación en España de estos productos o parte de ellos.

10. CONTROL

El control del SAI debe realizar el control particular de cada uno de sus componentes como se ha descrito en los apartados anteriores y además unas tareas de carácter general. Estas, aunque inicialmente son optativas, cada vez se incorporan más en los distintos SAIs como características estándar. Estas tareas incluyen las distintas vigilancias de variables críticas con la activación de alarmas, en el caso de que salgan de los límites establecidos. Asimismo se efectúa la visualización digital o analógica del valor de estas magnitudes.

La principal novedad introducida últimamente en los controles es su capacidad de autotest y de comunicación con un ordenador que puede ser su propia carga crítica. Actualmente se han conseguido funcionamientos muy seguros y fiables de los SAIs y se ha observado que la causa de que se produzca algún fallo en su marcha es debido a las actuaciones inapropiadas de sus usuarios [12].

Los operadores de las cargas críticas de los SAIs son generalmente de formación informática o administrativa. En consecuencia, el lenguaje de los cuadros sinópticos de los SAIs y sus indicadores y alarmas son ininteligibles para sus usuarios. Ante una emergencia, es fácil que su actuación sea incorrecta y produzcan un corte de energía en la carga crítica.

La realización del control mediante microprocesador ha permitido la aparición de SAIs inteligentes que son totalmente independientes y autosuficientes ante cualquier evento. Estos controles realizan la supervisión del estado del SAI y actúan en consecuencia. Indican los problemas existentes y la solución adoptada, así como las partes a sustituir por el equipo de mantenimiento.

Todas esas indicaciones pueden aparecer sobre su propio monitor o transmitidas a los ordenadores que alimenta o comunicadas al ordenador de mantenimiento. Al mismo tiempo, la evolución de la situación crítica puede irse registrando en una impresora para que quede constancia de lo ocurrido y poder efectuar su análisis *a posteriori*. Si se llega a la situación límite de corte de suministro a la carga crítica, el propio SAI ejecuta la desconexión ordenada de la carga.

En el apartado de control es importante no olvidar su

SISTEMAS DE ALIMENTACION ININTERRUMPIDA

Esta relación no pretende ser exhaustiva, aunque se ha intentado que fuera lo más completa posible. Sólo figuran las empresas conocidas por esta redacción y que han aceptado responder a nuestra demanda de documentación.

FABRICANTE	MODELO	MODO DE FUNCIONAMIENTO			CARACTERISTICAS ELECTRICAS														Medidas exteriores		
		On-line	Off-line	Paralelo red	Entrada				Salida												
					numero de fases	tension de la red (V)	Limites variación tension (%)	potencia máxima consumida (KVA)	factor de potencia	numero de fases	potencia nominal (KVA)	cos φ de la carga	tension de la carga (V)	precisión de tensión en salida (%)	respuesta dinámica (%)	tiempo de respuesta (ms)	distorsión armónica (%)	puntas de corriente (%) en el tiempo (s)		sobrecarga admisible (%) en el tiempo (s)	frecuencia (Hz) precisión (%)
AEG	THYROBLOC	●			3	380	±10	530		3	330	—	380	±1			<5	150 120	50 ±0,5	3,0 × 0,2	
Ambar Electrónica	EUROPA 450	●			1	220	+22 -12	0,6	0,8	1	0,45	0,7	220	±2	±5	10	2	180 —	150 3	50 ±0,2	1,5 × 0,0
	OLIMPIC 2.000	●			1	220	±15	2,5	0,8	1	2	0,7	220	±2	±5	10	2	150 —	140 3	50 ±0,2	1,66 × 0,4
	SAI 5.000 W	●			1	220	+15 -12	7	0,8	1	5	0,8	220	±5	±5	20	5			50 ±0,5	0,63 × 0,1
	SAI 15 KW	●			3	380	±15	18	0,8	1	15	0,8	380	±5	±5	20	5			50 ±0,5	0,6 × 0,1
AMV	300, 600 y 1.200 VA	●			1	220	±20		0,8	1	0,3 0,6 1,2	0,8		±0,5	±1	25	3	200 300	50 ±0,2	1,5 × 0,0	
BBC	20 KVA	●			3	220 380	±10	34	0,8	3	20	0,9	220 380	±1	+10 -8		<4	125 3.600	— ±0,5	3,6 × 0,0	
Boar Electrónicas	ALAMO 424 6,5 y 10 KVA	●			3	380	±15	8 12,2	0,9	1	6,5 10	0,8	220	±1	±5	40	5	150 10	125 600	50 ±0,05	1,6 × 0,5
	ALAMO 525 20 y 40 KVA	●			3	380	±15	24,4 48,8	0,9	1	20 40	0,8	220	±1	±5	40	5	150 10	125 600	50 ±0,05	1,52 × 0,1
	ALAMO 636 15 a 60 KVA	●			3	380	±15	17,5 70	0,9	3	15 60	0,8	380	±1	±5	40	5	150 10	125 600	50 ±0,05	0,5 × 0,1
	ALAMO 636 80 a 120 KVA	●			3	380	±15	94,4 140	0,9	3	80 120	0,8	380	±1	±5	40	5	150 10	125 600	50 ±0,05	0,5 × 0,1
	MINOR I 300-500	●			1	220	±10	0,44 0,73	0,9	1	0,3 0,5	0,8	220	±2	±5	100	5		120 1.200	50 ±0,05	0,5 × 0,1
	MINOR I 1.000-2.000	●			1	220	±10	1,47 2,9	0,9	1	1 2	0,8	220	±2	±5	100	5		120 1.200	50 ±0,05	0,5 × 0,1
	MINOR I 3.000 a 10.000	●			1	220	±10	4,1 13,8	0,9	1	3 10	0,8	220	±2	±5	100	5		120 1.200	50 ±0,05	0,5 × 0,1
	MICRO PC 300 a 1.500	●			1	220	±10	0,44 1,6	0,9	1	0,3 1,5	0,8	220	±2	±5	5			150 600	50 ±0,05	0,32 × 0,4
	ADAM SPS 250-500	●	●		1	220	±10	0,06 0,07	0,9	1	0,25 0,5	0,8	220	±2	±5	5				50 ±0,05	0,25 × 0,3
	ADAM SPS 1.500-2.500	●	●		1	220	±10	0,1 0,19	0,9	1	1,5 2,5	0,8	220	±2	±5	5				50 ±0,05	0,19 × 0,19
Borri	UPS 2 KVA		●		1	220	±15		0,8	1	2		220				3	30 900	50 ±1	0,4 × 0,4	
	COMPUTER ET de 5 a 60 KVA	●			3	220 380	±15		0,8	1			220	±1			3	110 —	50 ±0,5	0,35 × 0,4	
	COMPUTER ET de 12 a 300 KVA	●			3	220 380	±15		0,8	3			220 380	±1			3	110 —	50 ±0,5	0,65 × 0,65	
CDE Electrónica	TOLEDO 3 KVA	●			1	220	±15	4,2	0,85	1	3	0,8	220	±1	±8	40	<4	150 20		1,9 × 0,4	
	TOLEDO 5 KVA	●			1	220	±15	7	0,85	1	5	0,8	220	±1	±8	40	<4	150 20		1,9 × 0,4	
	TOLEDO 10 KVA	●			1	220	±15	14	0,85	1	10	0,8	220	±1	±8	40	<4	150 20		0,47 × 1,35	
	CIES 15 KVA	●			3	380	±15	21	0,85	3	15	0,8	380	±1	±8	70	<5	125 360		0,64 × 1,8	
	CIES 20 KVA	●			3	380	±15	28	0,85	3	15	0,8	380	±1	±8	70	<5	125 360		0,64 × 1,8	
	CIES 30 KVA	●			3	380	±15	42	0,85	3	30	0,8	380	±1	±8	70	<5	125 360		0,64 × 1,8	
	CIES 40 KVA	●			3	380	±15	56	0,85	3	40	0,8	380	±1	±8	70	<5	125 360		0,64 × 1,8	
Enertrón		●			1	220 380 480	±10			1 3	350	0,7	120 220 380	±1	+8 -10	60	<5	150 —	50 ±0,5	—	
Exide Electronics	2015-20 KVA	●	●		3	380	+10 -15	29	0,8	3	20		380	±1	±8	50	5	150 0,03	125 600	50 ±0,1	3 × 0,8
	2030-40 KVA	●	●		3	380	+10 -15	57	0,8	3	40	0,8	380	±1	±8	50	5	150 0,03	125 600	50 ±0,1	3 × 0,8
	2045-60 KVA	●	●		3	380	+10 -15	85	0,8	3	60	0,8	380	±1	±8	50	5	150 0,03	125 600	50 ±0,1	3 × 0,8

COMERCIALIZADOS EN ESPAÑA

CARACTERÍSTICAS MECANICAS			RECTIFICADOR				ONDULADOR				BY-PASS		NUMERO DE INSTRUMENTOS DE MEDIDA	NUMERO DE PROTECCIONES, ALARMAS Y SENALIZACIONES	COMUNICACION CON ORDENADOR (SI/NO)	SERVICIO LECTORES REDACCION N.º					
Medidas exteriores: largo x ancho x alto (ml)	Temperatura de funcionamiento (°C)	Nivel de ruido (dB)	Refrigeración		Aislamiento galvanico de la red (SI/NO)	Rizado de tension (%)	Armonicos inyectados en la red (%)	Niveles carga bateria		TENSION BATERIA (V)	Modo de conversión: ferroresonante, onda cuadrada, suma de tensiones, PWM	Tipo de semiconductores: tiristores, transistores bipolares, IGBTs de potencia GTO					Control: analogico (A), digital (D)	Aislamiento galvanico de la carga (SI/NO)	Sobrecarga admisible (%) en el tiempo (s)	Tiempo de transferencia (ms)	
			natural	forzada				(2) flotación-fondo	(1) flotación												
25x08 x22	-5 +40	70	●	●	SI	<5	●			27,6	SUMA TENSIONES	TIRISTORES		SI	150 120		10	10	SI	542	
05x033 x1	0 +40	<30	●		SI	0,5	●		41		PWM	TRANSISTORES BIPOLES	A	NO					9	NO	543
06x02 x24	0 +40	<50	●		SI	2	●		82		PWM	TRANSISTORES BIPOLES	A	SI					9	NO	544
06x036 x12	0 +40	65	●		SI	2	●		110		FERRORESONANTE	TIRISTORES	A	SI	130 —	1	6	13	NO	545	
16x11 x14	0 +40	65	●		SI	1	●		110		FERRORESONANTE	TIRISTORES	A	SI	130 —	1	6	13	NO	546	
15x040 x26	0 +40	65	●		SI		●			27,6	SUMA TENSIONES	TRANSISTORES BIPOLES	A	SI				2	8	NO	547
16x18 x19	0 +40	60	●		NO	4	7	●		415 423	PWM	GTO	A	SI				8	9	SI	548
16x66 x32	0 +40	65	●		SI	2	25	●			PWM	TRANSISTORES BIPOLES	A	SI	1.000 0,1	0,1	8	11	NO	549	
16x05 x32	0 +40	65	●		SI	2	25	●			PWM	TRANSISTORES BIPOLES	A	SI	1.000 0,1	0,1	8	11	NO	550	
085x18 x18	0 +40	63	●		SI	2	25	●			PWM	TRANSISTORES BIPOLES	A	SI	1.000 0,1	0,1	11	11	NO	551	
166x18 x18	0 +40	63	●		SI	2	25	●			PWM	TRANSISTORES BIPOLES	A	SI	1.000 0,1	0,1	11	11	NO	552	
046x17 x22	0 +40	35	●		SI	5	10	●			SUMA DE TENSIONES	TRANSISTORES BIPOLES	A	SI				1	5	NO	553
16x044 x19	0 +40	35	●		SI	5	10	●			SUMA DE TENSIONES	TRANSISTORES BIPOLES	A	SI				1	5	NO	554
18x11 x17	0 +40	50	●		SI	5	10	●			SUMA DE TENSIONES	TRANSISTORES BIPOLES	A	SI				3	5	NO	555
020x14 x14	0 +40	30	●		SI	5	10	●			SUMA DE TENSIONES	TRANSISTORES BIPOLES	A	SI				1	5	NO	556
025x26 x19	0 +40	25	●		NO	5	10	●			SUMA DE TENSIONES	TRANSISTORES BIPOLES	A	SI						NO	557
025x041 x31	0 +40	25	●		NO	5	10	●			SUMA DE TENSIONES	TRANSISTORES BIPOLES	A	SI				1		NO	558
025x043 x35	0 +40	42	●		SI						FERRORESONANTE			SI					6		559
	0 +40	65	●		SI	1		●			PWM	TRANSISTORES BIPOLES	D	SI	1.000 0,1	1	12	18		560	
	0 +40	65	●		SI	1		●			PWM	TRANSISTORES BIPOLES	D	SI	1.000 0,1	1	11	22		561	
19x04 x18	0 +40	60	●		SI	2				270	PWM	TRANSISTORES BIPOLES	A D	SI	500 0,001	0	11	18	SI	562	
19x04 x18	0 +40	60	●		SI	2				270	PWM	TRANSISTORES BIPOLES	A D	SI	500 0,01	0	11	18	SI	563	
18x147 x13	0 +40	60	●		SI	2				270	PWM	TRANSISTORES BIPOLES	A D	SI	500 0,01	0	11	18	SI	564	
12x164 x13	0 +40	65	●		SI	2				225	Modulación de anchura de impulso único	TIRISTORES	A D	SI	500 0,01	0	14	18		565	
12x164 x13	0 +40	65	●		SI	2				225	Modulación de anchura de impulso único	TIRISTORES	A D	SI	500 0,01	0	14	18		566	
12x094 x12	0 +40	65	●		SI	2				405	Modulación de anchura de impulso único	TIRISTORES	A D	SI	500 0,01	0	14	18		567	
12x164 x12	0 +40	65	●		SI	2				405	Modulación de anchura de impulso único	TIRISTORES	A D	SI	500 0,01	0	14	18	SI	568	
	0 +40	<70	●		SI	1		●			SUMA DE TENSIONES	TIRISTORES	A	SI		0,1	10	13		569	
10x1 x1	0 +40	55	●		SI	12	●			135	PWM	TIRISTORES	D	SI	1.000 0,06		16	18		570	
10x1 x1	0 +40	55	●		SI	12	●			270	PWM	TIRISTORES	D	SI	1.000 0,06		16	18		571	
10x1 x1	0 +40	55	●		SI	12	●			270	PWM	TIRISTORES	D	SI	1.000 0,06		16	18		572	

SISTEMAS DE ALIMENTACION ININTERRUMPIDA

FABRICANTE	MODELO	MODO DE FUNCIONAMIENTO			CARACTERISTICAS ELECTRICAS																	Medidas adicionales
		On-line	Off-line	Paralelo red	Entrada				Salida													
					numero de fases	tension de la red (V)	Limites variacion tension (%)	potencia maxima consumida (KVA)	factor de potencia	numero de fases	potencia nominal (KVA)	cos φ de la carga	tension de la carga (V)	precision de tension en salida (%)	respuesta dinamica (%)	tiempo de respuesta (ms)	distorsion armonica (%)	puntas de corriente (%) en el tiempo (s)	sobrecarga admisible (%) en el tiempo (s)	frecuencia (Hz) presion (%)		
Exide Electronics	5060-75 KVA	●	●		3	380	+10 -15		0,8	3	75	0,8		±1	±8	50	5	150 0,03	125 600	50 ±0,1	1,5	
	5100-125 KVA	●	●		3	380	+10 -15		0,8	3	125	0,8	380	±1	±8	50	5	150 0,03	125 600	50 ±0,1	1,5	
	5200-250 KVA	●	●		3	380	+10 -15		0,8	3	250	0,8	380	±1	±8	50	5	150 0,03	125 600	50 ±0,1	2,4	
	5300	●	●		3	380	+10 -15		0,8	3	375	0,8	380	±1	±8	50	5	150 0,03	125 600	50 ±0,1	2,4	
Invertomatic	050	●			3	380	+10 -15		0,8	1		0,8	220	±1	±2	20	3			150 60	50 ±0,2	3,78
	056	●			3	380	+10 -15		0,8	3		0,8	380	±1	±2	20	3			150 60	50 ±0,2	1,04
	075	●			3	380	+10 -15		0,8	3		0,8	380	±1	±2	20	3			150 60	50 ±0,2	1,2
	085	●			3	380	+10 -15		0,8	3		0,8	380	±1	±2	20	3			150 60	50 ±0,2	2,2
ITT-Standard Eléctrica	SPF 350 VA		●		1	220	+10 -15		0,9	1	350		220	±10						50 ±0,5	0,32	
	SPF 550-1.000 VA		●		1	220	+10 -15		0,9	1			220	±1						50 ±0,5	0,3	
Jema	MF-10-75 KVA 10 y 30	●			1 3	220 380 OP	+10 -15	1,4	0,8	1 3		0,7	220 380 OP	±1	±5	30		8 1	1,5 360	50/60 ±0,5	1,1	
Jetrum	EP 400		●		1	220	+1 -7	0,4	0,8	1	0,3	0,8	220	+1 -7	+1 -3	3,9			250 2	50 ±2	1,38	
Lambda	LPSV 40 y 41			●	1	115 220	±15			1	0,4		260 CC	±0,4							1,30	
Liebert-Siemens	10, 25, 40, 60, 120, 220, 330, 500 KVA	●			3	380 415	+10 -15		0,8	3	10 500	0,8	380 415	±1	+10 -8		<5		125 600	50 ±0,1	1,5	
Merlin Gerin	EPS 2.000 ALPES	●			3	220 380 415	±15		0,8	3	10 3.600	0,8	220 380	±1	±2	10	2	300 0,05	150 600	50/60 ±0,0001	1,5	
Nife-Mep	OR8 de 125 a 1.700 VA		●		1	220	±15		0,8	1	0,12 1,70	0,8	220	±3	±3		<5		120 600	50 ±0,01	1,5	
Onduladores del Norte	ONDYNE de 300 a 10.000 KVA	●			1	220 380	+15 -25	0,7 16	0,8	1		0,85	220	±2	+10 -5		>5		50 30	50 ±1	1,48	
	POWER LAB 400		●		1	220	±10		0,8	1										50 ±1	1,48	
Philips	2.500 VA	●			1	220	10				2,5	0,8	220	±1						50 ±0,5	1,43	
	5.000 VA	●			3	380	-15 +10				5	0,8	220	±1						50 ±0,5	3,5	
	8.000 VA	●			3	380	-15 +10				8	0,8	220	±1						50 ±0,5	0,72	
	10.000 VA	●			3	380	-15 +10				10	0,8	220	±1						50 ±0,5	3,72	
Power General	UPS-200	●			1	110 220	±10	0,2		1	0,21	—	110 220	±0,1		1,1				50/60 ±0,1	3,3	
	UPS-420	●			1	110 220	±10	0,42		1	0,42	—	110 220	±0,1						50/60 —	3,8	
Ramet	COMMA T de 2 a 600 KVA	●			1 3	220 380	±15		0,7 1	1 3	2 600	0,7	220 380	±1	+10 -8	50	<3	100 0,1	125 900	50/60 ±0,5	1,5	
Sab Nife	EPM	●			3	220 380	±10		0,8	1		0,8	220	±1	±8	40	<5	200 —	150 60	50 ±1	1,5	
Salicru	Serie			●	1	220 380	±20	406 15.500		1	300 12.000		220	±3	+10 -8	<20	<3	500 0,03	50 180	50 ±0,5	0,85	
Seira Industriale	DIAPASON-1	●			1	220	±15	1,18	0,8	1	1	0,8	220	±1	±4	4	1	120 60	120 60	50 ±0,5	0,46	
	DIAPASON-2	●			1	220	±15	2,35	0,8	1	2	0,8	220	±1	±4	4	1	120 60	120 60	50 ±0,5	0,55	
	DIAPASON-3	●			1	220	±15	3,53	0,8	1	3	0,8	220	±1	±4	4	1	120 60	120 60	50 ±0,5	0,55	
	DIAPASON-4	●			1	220	±15	4,7	0,8	1	4	0,8	220	±1	±4	4	1	120 60	120 60	50 ±0,5	0,55	
	DIAPASON-5	●			3	380	±15	5,9	0,8	1	5	0,8	220	±1	±4	4	1	120 60	120 60	50 ±0,5	0,75	
	DIAPASON-8	●			3	380	±15	9,4	0,8	1	8	0,8	220	±1	±4	4	1	120 60	120 60	50 ±0,5	3,8	

COMERCIALIZADOS EN ESPAÑA

CARACTERÍSTICAS MECANICAS			RECTIFICADOR					TENSION BATERIA (V)	ONDULADOR					BY-PASS		NUMERO DE INSTRUMENTOS DE MEDIDA	NUMERO DE PROTECCIONES, ALARMAS Y SENALIZACIONES	COMUNICACION CON ORDENADOR (SI/NO)	SERVICIO LECTORES REDACCION N.º
Medidas exteriores largo x ancho x alto (mm)	Temperatura de funcionamiento (°C)	Nivel de ruido (dB)	Refrigeración natural forzada	Aislamiento galvanico de la red (SI/NO)	Rizado de tensión (%)	Armonicos inyectados en la red (%)	(2) Flotación-fondo (1) Flotación		Modo de conexión: ferroresonante, onda cuadrada, suma de tensiones, PWM	Tipo de semiconductores: tiristores, transistores bipolares, FETs de potencia GTO	Control: analogico (A) digital-µP (D)	Aislamiento galvanico de la carga (SI/NO)	Sobrecarga admisible (%)	Tiempo de transferencia (ms)					
162x08x2,08	0 +40	65	●	SI		12	●	432	PWM	TIRISTORES	D	SI	1.000 0,06		15	18		573	
162x08x2,08	0 +40	65	●	SI		12	●	432	PWM	TIRISTORES	D	SI	1.000 0,06		15	18		574	
244x08x2,08	0 +40	65	●	SI		12	●	432		TIRISTORES	D	SI	1.000 0,06		16	18		575	
244x08x2,08	0 +40	65	●	SI		12	●	432	PWM	TIRISTORES	D	SI	1.000 0,06		16	18		576	
0,70x0,02x0,03	0 +40	70	●	SI	<3		●		PWM	TIRISTORES	A	SI	50 60	0,1	10	18	SI	577	
0,84x0,04x1,30	0 +40	64	●	SI	<3		●		PWM	TIRISTORES	A	SI	50 60	0,1				578	
1,2x0,04x1,3	0 +40	72	●	SI	<3		●		PWM	TIRISTORES	D	SI	50 60	0,1				579	
1,2x0,04x1,3	0 +40	72	●	SI	<3		●		PWM	TIRISTORES	D	SI	50 60	0,1				580	
0,32x0,07x0,15	0 +40		●	SI			●		onda cuadrada			SI					1	581	
			●	SI			●					SI	4				1	582	
0,8x1,88	0 +4	60	●	opc.	2		●	395	PWM	FETs DE POTENCIA	A	SI	8 1	0	16	18	SI	583	
0,30x1,0x0,01	0 +40	20	●	SI			●	27	onda cuadrada PWM	TRANSISTORES BIPOLES		SI					7	584	
0,30x0,13x0,07	0 +71		●	NO			●	24	cc-cc estatico	FETs DE POTENCIA		NO					6	NO	585
	0 +40		●	SI	<3	<5	●		PWM	TIRISTORES TRANSISTORES BIPOLES	D	SI	150 10	5	8	15		586	
	-5 +40	57	●	SI	0,5	3	●	●	PWM	TIRISTORES TRANSISTORES BIPOLES	D	SI	1.000 10	0	16	20		587	
	0 +35	39	●	SI		1	●		PWM FERRORESONANTE	TRANSISTORES BIPOLES	A	SI					11		588
	-10 +40	40	●	SI				27,3 123	FERRORESONANTE			SI						SI	589
0,40x0,14x0,14	-10 +40												10					SI	590
0,40x0,07x0,10							●	60		TRANSISTORES BIPOLES			1						591
0,5x0,07x0,15							●	120					1						592
0,72x0,1x0,06							●	180					1						593
0,70x0,07x0,08							●	180					1						594
0,30x0,14x0,15	-10 +40		●	SI				12	PWM	TIRISTORES FETs DE POTENCIA			1,5	1	5	SI		595	
0,30x0,08x0,10	-10 +40		●	SI				24	PWM	TIRISTORES FETs DE POTENCIA			1,5	1	5	SI		596	
	0 +45	60	●	SI	<5	1	●	●	PWM	TRANSISTORES BIPOLES	A	SI	<1 ms	11	18			597	
	-10 +40	65	●	SI			●		PWM	TRANSISTORES BIPOLES	A	SI	150 60		8	12		598	
0,8x1,41x0,8	10 +45	35	●	●	SI		●	2,28	FERRORESONANTE	TRANSISTORES BIPOLES	A	SI	200 20	1 ms	2	7		599	
0,40x0,08x1	0 +40	57	●	SI	2		●	52,8	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0		16		600	
0,50x0,05x0,1	0 +40	57	●	SI	2		●	52,8	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0		16		601	
0,50x0,05x0,1	0 +40	57	●	SI	2		●	79,2	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0		16		602	
0,50x0,05x0,12	0 +40	57	●	SI	2		●	105,6	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0		16		603	
0,50x0,05x0,125	0 +40	57	●	SI	2		●	132	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0		16		604	
0,50x0,07x0,14	0 +40	57	●	SI	2		●	105,6	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0		16		605	

FABRICANTE	MODELO	MODO DE FUNCIONAMIENTO			CARACTERISTICAS ELECTRICAS															Medidas exteriores largo x ancho x alto (m)	
		On-line	Off-line	Paralelo red	Entrada					Salida											
					número de fases	tensión de la red (V)	Limites variación tensión (%)	potencia máxima consumida (KVA)	factor de potencia	número de fases	potencia nominal (KVA)	cos φ de la carga	tensión de la carga (V)	precisión de tensión en salida (%)	respuesta dinámica (%)	tiempo de respuesta (ms)	distorsión armónica (%)	puntas de corriente (%) en el tiempo (s)	sobrecarga admisible (%) en el tiempo (s)		frecuencia (Hz) precisión (%)
Seira Industriale	DIAPASON-10	●			3	380	±15	11,8	0,8	1	10	0,8	220	±1	±4	4	1	120 60	120 60	50 ±0,5	1,8 x 0,7 x 1,6
	SG-6-I	●			3	380	±15	7,06	0,8	1	6	0,8	220	±1	±3	1	1	120 60	120 60	50 ±0,5	1,8 x 0,7 x 1,4
	SG-8-I	●			3	380	±15	9,41	0,8	1	8	0,8	220	±1	±3	1	1	120 60	120 60	50 ±0,5	1,8 x 0,7 x 1,4
	SG-12-I	●			3	380	±15	14,12	0,8	1	12	0,8	220	±1	±3	1	1	120 60	120 60	50 ±0,5	1,8 x 0,75 x 1,8
	SG-16-I	●			3	380	±15	18,82	0,8	1	16	0,8	220	±1	±3	1	1	120 60	120 60	50 ±0,5	1,8 x 0,75 x 1,8
	SG-20-I	●			3	380	±15	23,53	0,8	1	20	0,8	220	±1	±3	1	1	120 60	120 60	50 ±0,5	1,8 x 0,75 x 1,8
	SG-24-I	●			3	380	±15	28,24	0,8	1	24	0,8	220	±1	±3	1	1	120 60	120 60	50 ±0,5	1,8 x 0,75 x 1,8
	SG-30-I	●			3	380	±15	35,29	0,8	1	30	0,8	220	±1	±3	1	1	120 60	120 60	50 ±0,5	1,8 x 0,75 x 1,8
	SG-18-III	●			3	380	±15	20	0,8	3	18	0,8	380	±1	±3	1	1	120 60	120 60	50 ±0,5	1,4 x 0,7 x 2
	SG-24-III	●			3	380	±15	26,67	0,8	3	24	0,8	380	±1	±3	1	1	120 60	120 60	50 ±0,5	1,4 x 0,7 x 2
	SG-36-III	●			3	380	±15	40	0,8	3	36	0,8	380	±1	±3	1	1	120 60	120 60	50 ±0,5	1,8 x 0,75 x 2
	SG-48-III	●			3	380	±15	53,33	0,8	3	48	0,8	380	±1	±3	1	1	120 60	120 60	50 ±0,5	1,8 x 0,75 x 2
	SG-60-III	●			3	380	±15	66,66	0,8	3	60	0,8	380	±1	±3	1	1	120 60	120 60	50 ±0,5	1,8 x 0,75 x 2
	SG-72-III	●			3	380	±15	80	0,8	3	72	0,8	380	±1	±3	1	1	120 60	120 60	50 ±0,5	1,8 x 0,75 x 2
	SG-90-III	●			3	380	±15	100	0,8	3	90	0,8	380	±1	±3	1	1	120 60	120 60	50 ±0,5	1,8 x 0,8 x 2
	SG-100-III	●			3	380	±15	111,11	0,8	3	100	0,8	380	±1	±3	1	1	120 60	120 60	50 ±0,5	2 x 0,8 x 2,2
	SG-150-III	●			3	380	±15	166,66	0,8	3	150	0,8	380	±1	±3	1	1	120 60	120 60	50 ±0,5	2 x 0,8 x 2,2
	SG-200-III	●			3	380	±15	222,22	0,8	3	200	0,8	380	±1	±3	1	1	120 60	120 60	50 ±0,5	2 x 0,8 x 2,2
Stoet Radio	EG-600	●			1	220	±10	0,85	0,8	1	0,6	0,7	220	±3	±3	0,5	5	300 0,004	150 60	50 ±1	44 x 0,45 x 0,22
Tecsel	Microtecseel 250	●	●		1	220	±20	0,3	0,9	1	0,25	0,9	220	±2	±5	20	3	500 0,3	100 180	50 ±0,5	48 x 0,28 x 0,18
	Microtecseel 400	●	●		1	220	±20	0,47	0,9	1	0,4	0,9	220	±2	±5	20	3	500 0,3	100 180	50 ±0,5	48 x 0,28 x 0,18
	Minitecseel 800	●	●		1	220	±20	0,95	0,9	1	0,8	0,9	220	±2	±5	20	3	500 0,3	100 180	50 ±0,5	42 x 0,52 x 0,51
	Minitecseel 1250	●	●		1	220	±20	1,35	0,9	1	1,25	0,9	220	±2	±5	20	3	500 0,3	100 180	50 ±0,5	42 x 0,52 x 0,51
	Minitecseel 2.500	●	●		1	220	±20	2,8	0,9	1	2,5	0,9	220	±2	±5	20	3	500 0,3	100 180	50 ±0,5	42 x 0,52 x 0,51
	Revertecseel 5.000	●	●		1	220	±20	5,4	0,9	1	5	0,9	220	±2	±5	20	3	500 0,3	100 180	50 ±0,5	30 x 0,9 x 0,98
	Revertecseel 7.500	●	●		1	220	±20	8	0,9	1	7,5	0,9	220	±2	±5	20	3	500 0,3	100 180	50 ±0,5	36 x 0,9 x 0,98
	Revertecseel 10.000	●	●		1	220	±20	11	0,9	1	10	0,9	220	±2	±5	20	3	500 0,3	100 180	50 ±0,5	36 x 0,9 x 0,98
Temacsa	ELPO MICROCOMPUTER 500 VA	●			1	220	±15		0,8	1	0,5		220	±2	±7	<100	<5	150 2	125 1.800	50 ±1	76 x 0,3 x 0,72
	ELPO MICROCOMPUTER 1.000 VA	●			1	220	±15		0,8	1	1		220	±2	±7	<100	<5	150 2	125 1.800	50 ±1	8 x 0,3 x 0,72
	ELPO COMPUTER de 3 a 20 KVA	●			3	220 380	±15		0,8	1			220	±5	±5	<100	<5	150 2	125 1.800	50 ±1	

Elaboración por cuestionario remitido a los suministradores con codificación posterior.

COMERCIALIZADOS EN ESPAÑA

CARACTERÍSTICAS MECANICAS			RECTIFICADOR				ONDULADOR				BY-PASS									
Medidas exteriores: largo x ancho x alto (mm)	Temperatura de funcionamiento (°C)	Nivel de ruido (dB)	Refrigeración		Aislamiento galvanico de la red (SI/NO)	Rizado de tensión (%)	Armónicos inyectados en la red (%)	Niveles carga batería		TENSION BATERIA (V)	Modo de conversión: ferromagnético, onda cuadrada, suma de tensiones, PWM	Tipo de semiconductores: tiristores, transistores bipolares, FETs de potencia GTO	Control: analógico (A) digital-µP (D)	Aislamiento galvanico de la carga (SI/NO)	Sobrecarga admisible (%) en el tiempo (s)	Tiempo de transienciencia (ms)	NUMERO DE INSTRUMENTOS DE MEDIDA	NUMERO DE PROTECCIONES, ALARMAS Y SEMALIZACIONES	COMUNICACION CON ORDENADOR (SI/NO)	SERVICIO LECTORES REDACCION N.º
			natural	forzada				(2) flotación-fondo	(1) flotación											
0,6x0,7 x1,4	0 +40	57	●		SI	2			●	132	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0		16		606
0,6x0,7 x1,4	0 +40	60	●		SI	2		●		145	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0	4	16		607
0,6x0,7 x1,4	0 +40	60	●		SI	2		●		198	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0	4	16		608
0,9x0,75 x1,8	0 +40	60	●		SI	2		●		211	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0	4	16		609
0,9x0,75 x1,8	0 +40	60	●		SI	2		●		211	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0	4	16		610
0,9x0,75 x1,8	0 +40	60	●		SI	2		●		211	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0	4	16		611
0,9x1,75 x1,8	0 +40	60	●		SI	2		●		211	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0	4	16		612
0,9x0,75 x1,8	0 +40	60	●		SI	2		●		290	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0	4	16		613
1,4x1,7 x2	0 +40	60	●		SI	2		●		145	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0	4	16		614
1,4x1,7 x2	0 +40	60	●		SI	2		●		198	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0	4	16		615
1,6x0,75 x2	0 +40	60	●		SI	2		●		209	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0	4	16		616
1,6x0,75 x2	0 +40	60	●		SI	2		●		209	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0	4	16		617
1,6x0,75 x2	0 +40	60	●		SI	2		●		209	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0	4	16		618
1,5x0,75 x2	0 +40	60	●		SI	2		●		209	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0	4	16		619
1,8x0,8 x2	0 +40	60	●		SI	2		●		286	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0	4	16		620
2x0,8 x2,2	0 +40	60	●		SI	2		●		330	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0	4	16		621
2x0,8 x2,2	0 +40	60	●		SI	2		●		330	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0	4	16		622
2x0,8 x2,2	0 +40	60	●		SI	2		●		330	PWM	FETs DE POTENCIA	D	SI	1.000 0,2	0	4	16		623
0,4x0,45 x1,22	0 +30	30	●		SI				●	54	PWM	TRANSISTORES BIPOLES	A	SI				6		624
0,40x1,26 x1,18	5 +40	40	●		SI	2		●		27	PWM FERRORESONANTE	TRANSISTORES BIPOLES	A D	SI	150 10			11	SI	625
0,40x1,26 x1,18	5 +40	40	●		SI	2		●		27	PWM FERRORESONANTE	TRANSISTORES BIPOLES	A D	SI	150 10			11	SI	626
0,40x1,52 x1,51	5 +40	42	●		SI	2		●		27	PWM FERRORESONANTE	TRANSISTORES BIPOLES	A D	SI	150 10		3	11	SI	627
0,40x1,52 x1,51	0 +40	47	●		SI	2		●		55	PWM FERRORESONANTE	TRANSISTORES BIPOLES	A D	SI	150 10		3	11	SI	628
0,40x1,52 x1,51	5 +40	47	●		SI	2		●		55	PWM FERRORESONANTE	TRANSISTORES BIPOLES	A D	SI	150 10		3	11	SI	629
0,50x1,54 x1,38	5 +40	55	●		SI	2		●		110	PWM FERRORESONANTE	TRANSISTORES BIPOLES	A D	SI	150 10		6	11	SI	630
0,50x1,54 x1,38	5 +40	55	●		SI	2		●		110	PWM FERRORESONANTE	TRANSISTORES BIPOLES	A D	SI	150 10		6	11	SI	631
0,50x1,56 x1,38	5 +40	55	●		SI	2		●		120	PWM FERRORESONANTE	TRANSISTORES BIPOLES	A D	SI	150 10		6	11	SI	632
0,8x0,1 x0,72	0 +40	<45	●		SI	1		●			PWM	FETs DE POTENCIA	A	SI				5		633
0,8x0,1 x0,72	0 +40	45	●		SI	1		●			PWM	FETs DE POTENCIA	A	SI				5		634
0,8x0,1 x0,72	0 +40	<60	●		SI	1		●			PWM	TRANSISTORES BIPOLES	A	SI	100 5	1,5 ms	2	16		635

fuelle de alimentación. Esta debería ser el elemento con mayor fiabilidad del conjunto. Por esta razón se suelen adoptar soluciones redundantes. Se suele emplear una fuente de alimentación conmutada alimentada a partir de la batería. Otras veces se alimenta con su propia batería y cargador independientes.

11. CONJUNTO SAI-CARGA

La selección, adquisición e instalación de un SAI no debe hacerse precipitadamente. Antes que nada se deben conocer con exactitud las características de utilización tales como: potencia aparente o intensidad consumidas realmente; factor de potencia; potencia de punta o intensidad de punta; y el tiempo de autonomía. Con estos datos se podrá seleccionar el SAI con las características más idóneas, para cada aplicación en particular y de coste más ajustado.

Al mismo tiempo, la selección del SAI adecuado puede sugerir la realización de algunas modificaciones en la utilización. Por ejemplo, si la corriente de punta es tan elevada que obliga a escoger un SAI de potencia nominal más elevada que la necesaria puede ser mejor solución instalar un secuenciador de la conexión de las cargas generadoras de puntas de intensidad e instalar un SAI de menor potencia.

Es evidente que la instalación de un SAI requiere un estudio global del conjunto red-SAI-carga que determine sus necesidades. Para desacoplar el SAI del resto de elementos que se alimenten de la misma línea de red, debe instalarse en la entrada una protección capaz de interrumpir la corriente más alta de fallo que puede dar la red.

Por el mismo motivo, en los SAIs que alimentan varios consumos a la vez, se debe instalar en serie con cada uno de ellos un fusible. De esta forma, si se produce un cortocircuito en uno de los consumos éste queda desconectado del SAI y no afecta al resto de las cargas. El filtro de salida del ondulator debe tener la energía necesaria para fundir el fusible antes de que el circuito de regulación de corriente actúe desconectando el SAI.

En los SAIs con *by-pass* de transferencia a red por sobrecorriente, un cortocircuito fortuito en una de las cargas provocará la transferencia a red, fundirá el fusible y volverá a transferir al ondulator.

Esta relación SAI-carga podría llegar más lejos al considerar que la mayoría de las cargas a proteger son aparatos electrónicos que funcionan internamente en continua y por lo tanto llevan a la entrada actualmente un rectificador y una fuente de alimentación conmutada. La secuencia de conversiones que se establece con un SAI externo que sustituye directamente la red es CA-CC-CA-CC-CC.

Si se alimentara directamente con continua la fuente conmutada del equipo electrónico sería CA-CC-CC. De esta manera al ser menor el número de convertidores sería menor el coste del conjunto. Como las pérdidas disminuirían, también disminuiría la potencia de entrada y por tanto el precio de los convertidores.

Por el mismo motivo, la batería sería de menor capacidad y su coste disminuiría. Además, el consumo al cabo del año sería menor, produciéndose un ahorro considerable. Esta integración del conjunto SAI-carga es posible en distintas aplicaciones y no debe menospreciarse.

12. ESPECIFICACIONES TECNICAS

No conocemos la existencia de una normativa específica de características técnicas que deban cumplir los SAIs. Inicialmente son aplicables las normas que existen para el conjunto de los equipos eléctricos y electrónicos, pero en los aspectos peculiares de funcionamiento de los SAIs se han ido imponiendo las reco-

mendaciones de algunos fabricantes de cargas críticas [13] y las mejores características de los SAIs disponibles en el mercado. Se citan a continuación las características que por un motivo u otro se han ido imponiendo como un estándar:

- Tensión de red permanente: nominal +10 %, -15 %.
- Frecuencia permanente de red: 50 Hz \pm 5 %.
- Corte de suministro de red: de 5 a 60 minutos dependiendo de la aplicación.
- Temperatura ambiente de trabajo: de 10 °C a 35 °C.
- Humedad relativa: de 8 % al 95 %.
- Altitud inferior a los 1.000 metros.
- Factor de potencia de la carga: de 0,8 capacitivo a 0,8 inductivo.
- Tensión de salida: nominal \pm 5 %.
- Transitorios de tensión: +15 %, -18 % durante menos de 0,5 s.
- Frecuencia de salida: 50 Hz \pm 0,5 %.
- Desequilibrio de tensión de fases con carga equilibrada: < 3 %.
- Desequilibrio de carga: < 20 %.
- Armónicos en la tensión de salida: < 5 %.
- Sobrecarga de corriente: 25 % durante 30 segundos.
- Nivel de ruido audible a 1,6 m del SAI y 1,5 m del nivel del suelo: < 75 dB a 1.000 Hz, < 70 dB a 8.000 Hz.
- Tiempo de transferencia del *by-pass*: < 1 ms.
- Armónicos provocados en la tensión de red: < 5 %.
- Rendimiento: > 80 %.

Es necesario indicar que la mayor parte de los SAIs existentes actualmente en el mercado superan con creces estos requisitos.

13. FIABILIDAD Y MANTENIMIENTO

Entramos ahora en el tema de la seguridad de funcionamiento. En este aspecto, la evolución de los SAIs ha sido contradictoria.

La mejora de la calidad de los distintos componentes de un SAI ha permitido mejorar su fiabilidad y así ha sido en la mayoría de los casos. Sin embargo, ante la dura competencia entablada, algunos fabricantes han intentado disminuir el tamaño del equipo y su coste demasiado deprisa, sacrificando posiblemente la seguridad de funcionamiento.

La fiabilidad de un sistema es un concepto estadístico que se refiere a la probabilidad de que esté funcionando correctamente durante un tiempo determinado [2]. Se define en función de un parámetro llamado tasa de fallos o velocidad de fallo y se mide por el valor del inverso de esta velocidad de fallo, que será el tiempo medio entre fallos. A este parámetro se le conoce por sus siglas en inglés MTBF (*Mean Time Between Failures*).

El método de cálculo de la fiabilidad de los distintos componentes de un sistema forma parte de la teoría de la fiabilidad, que se puede encontrar desarrollada en los textos especializados. En el marco del presente informe nos limitaremos a indicar algunas ideas intuitivas y órdenes de magnitud de los MTBF obtenidos.

Observemos inicialmente que la asociación de varios elementos en serie disminuye la fiabilidad del conjunto. Efectivamente, si falla uno de ellos ocasiona el fallo de todo el conjunto.

Es decir, la probabilidad de funcionamiento de todo el conjunto es igual al producto de las probabilidades de funcionamiento de cada uno de los elementos en serie. Como las probabilidades son más pequeñas que la unidad su producto será inferior al menor de sus factores y, por tanto, la fiabilidad del conjunto se degrada.

En cambio, si consideramos una asociación de varios elementos en paralelo, su fiabilidad aumenta. Ello es así ya que para que falle el conjunto han de fallar todos sus elementos. En este caso, la probabilidad de fallo del conjunto es igual al producto de la probabilidad de fallo de sus elementos. La probabilidad de fallo del sistema será pues menor que la menor de sus elementos constituyentes, aumentando la fiabilidad del conjunto.

Otro factor que interviene en la fiabilidad de un sistema es su facilidad de reparación. La probabilidad de que un sistema esté funcionando, en un momento dado, es la probabilidad de que no haya fallado hasta aquel momento más la probabilidad de que habiendo fallado se haya reparado. Esta probabilidad de haber sido reparado se caracteriza por el valor medio del tiempo necesario para efectuar una reparación MTTR (*Mean Time To Repair*).

Para aumentar la fiabilidad de los SAIs deberán instalarse varios sistemas en paralelo alimentando a la misma carga, solución conocida como la de sistemas redundantes. El nivel de redundancia puede ser total (colocando varios SAIs en paralelo) o parcial (duplicando el componente del SAI de fiabilidad más baja que es el ondulador).

En los dos casos, la fiabilidad del conjunto está limitada por la fiabilidad del control general que realiza la vigilancia de la puesta en paralelo y la desconexión del subsistema en fallo. La única manera de aumentar la fiabilidad en esta configuración es aumentar extraordinariamente la calidad del circuito de control.

El valor del MTBF de un ondulador puede evaluarse en unas 40.000 horas, obteniéndose para el conjunto del SAI un MTBF de unas 20.000 horas.

En los sistemas redundantes de 2 módulos, cada módulo tiene que ser de la potencia nominal y se obtienen MTBF de 50.000 horas. Para sistemas de 3 módulos en paralelo, de potencia la mitad de la nominal, se obtienen MTBFs del mismo orden aunque son más baratos.

La puesta en paralelo de mayor número de módulos ya no aumenta la fiabilidad del conjunto, pues está limitada por la fiabilidad del control. En cambio, con un único módulo y un *by-pass* estático se obtienen MTBFs del orden de 200.000 horas. La configuración de 2 módulos en paralelo con *by-pass* no mejora el MTBF [2].

Como el MTBF mínimo exigido por los fabricantes de cargas críticas es de 100.000 horas, la configuración necesaria para obtenerlo será la de un SAI no redundante con *by-pass* estático. La configuración con 2 módulos en paralelo y *by-pass* sólo será necesaria en aquellos casos que se necesite una muy alta fiabilidad y se deberá conseguir con un control de muy alta calidad.

El MTTR mínimo exigido por los fabricantes de cargas críticas con el personal de mantenimiento *in situ* es de una hora.


Para conseguir este mínimo tiempo de reparación, es necesario que el diseño del SAI sea totalmente modular y pensado en función de su reparabilidad. También se debe disponer de buenos manuales de mantenimiento, unas existencias de piezas de recambio y la posibilidad de unos cursos de formación para el personal de mantenimiento.

Si el usuario lo prefiere, el suministrador le debe asegurar un servicio de mantenimiento 24 horas al día, 7 días por semana.

14. REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] Sirvent, J.M. «Sistemas de alimentación estática ininterrumpida. Definiciones y técnicas actuales». Mundo electrónico n.º 108, p. 33-41 (1981).
- [2] Gualda, J.A. «Sistemas de alimentación ininterrumpida. Electrónica y automática industriales, p. 132-146». Marcombo.
- [3] Esparza, R. «Equipos de continuidad estáticos de potencia». Mundo electrónico n.º 38, p. 29-38 (1985).
- [4] Feixas, E. «Sistemas de alimentación ininterrumpida». Automática e Instrumentación n.º 154, p. 129-133 (1985).
- [5] Hampson, L. «Design for an uninterruptible power supply». Power Conversion International, p. 447-455 (marzo 1982).
- [6] Buhler, H. «Electrónica industrial. Electrónica de potencia». Gustavo Gili (1985).
- [7] Tarter, R.E. «Principles of solid-state power conversion». Howard W. Sams (1985).
- [8] Noworolsky-Goszyk. «High efficiency uninterruptible power supply». Power Conversion International, p. 521-529 (marzo 1982).
- [9] Freri-Faglioni «A new line of high performance UPS (Uninterruptible Power Supplies) using multi-epitaxial planar transistors». Power Conversion International, p. 278-292 (1981).
- [10] Seguíer, G. «Electrónica de potencia. Los convertidores estáticos de energía. Conversión alterna-continua». Gustavo Gili (1986).
- [11] Gualda, J.A.; Martínez, G; Martínez, M. «Electrónica industrial. Técnicas de potencia». Marcombo (1982).
- [12] George, M. «Microprocessors improve effective UPS reliability». Power Conversion International, p. 415-431 (septiembre 1982).
- [13] IBM. «Guide to 50 Hertz UPS selection». □

**DISEÑO Y
FABRICACION
DE
CIRCUITOS
IMPRESOS
PARA PROFESIONALES**

TECNOLOGIA Y DISEÑO S.R.

TEDI S.R.
 C/ J. JOSE CELESTINO
 MUTIS, 13-15
 TEL. 256 58 84
 28028-MADRID

