

ISSN 1870-9532

**Junio 2009
Volumen 6
Número 1**

RIEE & C

Revista de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación

Revista publicada por el Departamento
de Ingeniería Eléctrica y Electrónica del
Instituto Tecnológico de Sonora



ITSON – Instituto Tecnológico de Sonora
5 de Febrero 818 Sur. C.P. 85000
Ciudad Obregón, Sonora, México.

RIEE&C: Revista de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación

Año 5, Volumen 6, Número 1, Junio de 2009.

DERECHOS RESERVADOS © 2009.

ISSN: 1870-9532

Publicación semestral editada por ITSON a través del
Departamento de Eléctrica y Electrónica.
Esta publicación fue completada en Junio de 2009.

Editor en jefe: José Antonio Beristáin Jiménez

Grupo editor ejecutivo: José M. Campoy S., Rafael León V., Javier Pérez R., Juan C. Murrieta L., Manuel Domitsu K., Griselda González D. C.

Editores asociados: Adolfo Espinoza R., Adolfo Soto C., Andrés O. Pizarro L., Armando Ambrosio L., Armando García B., Eduardo Romero A., Enrique Aragón M., Erica Ruiz I., Gabriel Nuñez R., Jesús H. Hernández L., Ismael Murillo V., Joaquín Cortéz G., Juan J. Padilla Y., Moisés Rodríguez E., Raymundo Márquez B.

Diseño de portada: Jessica Beltrán Márquez

Contacto: rieeandc@itson.mx

Internet: <http://www.itson.mx/rieeandc>.

Impreso en el taller del Instituto Tecnológico de Sonora. Fecha de Impresión Agosto 2009.
Tiraje de 200 ejemplares con 10 hojas.

El contenido de los artículos que se publican son responsabilidad de los autores.
Prohibida la reproducción total o parcial del contenido de la revista,
en cualquier medio, sin previa autorización por escrito del editor.
Quedan reservados todos los derechos.

User Mobility Characterization in Mobile Cellular Systems with Differentiated Quality Coverage Zones

Vázquez Á. José L., Cruz P. Felipe A., Sánchez L. Rafael and Méndez M. Francisco

Abstract— In this paper user mobility characterization in mobile cellular systems with differentiated quality zones, distinguished by different Signal-to-Interference Ratios (SIRs), is carried out. In particular, we study the probability that a user in the bad quality zone of a cell moves into the good quality zone of the cell. This probability is of paramount importance to analyse the performance of mobile cellular systems with differentiated quality zones which has been erroneously calculated in previous works. Numerical results show that the probability that a user in the bad quality zone of a cell moves into the good quality zone of the cell is highly sensitive to the mobility model and to the previous path the user has followed.

Index Terms— Mobile communication, mobility modelling, random walk, link adaptation, reuse partitioning.

I. INTRODUCTION

Several resource allocation strategies have been proposed for mobile cellular systems with differentiated quality zones (in terms of the Signal-to-Interference Ratio - SIR-). These include Reuse Partitioning (RP) [1], Channel Borrowing Without Locking (CBWL) [2]-[3] and, Intelligent Underlay-Overlay (IUO) [4]. Physical layer improvements have also been proposed for these types of systems to increase their capacity [5]-[7]. The improvements have resulted in new speech/channel coding and modulation techniques as well as link adaptation (LA) and incremental redundancy (IR) techniques that can be combined depending on the communication channel conditions¹.

Reuse Partitioning (RP) is a technique that uses multiple reuse factors in the same cellular system. The main objective of RP is to provide an increase in system capacity over the capacity achievable with a single reuse factor, without relaxing SIR performance requirements. The underlying principle behind RP is to degrade SIR performance for the mobiles that already have more than adequate transmission

quality while offering greater protection to those mobiles that require it. The goal is to produce an overall SIR distribution that satisfies reception quality constraints while bringing about a general increase in system capacity. The available channels are split among several reuse patterns with different reuse factors. Mobile units with the best received signal quality will be preferentially assigned to the group of channels having the smallest reuse factor, while those with the poorest received signal quality will be only assigned to the group of channels having the largest reuse factor value.

CBWL is a family of channel assignment and sharing methods for cellular communications [2]-[3]. As in Fixed Channel Assignment (FCA), each cell is assigned a group channels (nominal channels) which are reused at cells that are sufficiently distant for the co-channel interference to be tolerable. In CBWL, if all nominal channels of a cell are occupied when a call arrives, channels can be borrowed from the neighbors. Channels can be borrowed only from an adjacent cell and are used with reduced transmitted power such that co-channel interference caused by channel borrowing is not worse than that of a non-borrowing scheme. The borrowed channels can be accessed only in part of the cell. To determine whether a MS is in the region that can be served by a borrowed channel, each cell transmits a Borrowed Channel Sensing Signal (BCSS) with the same reduced power as that on a borrowed channel. If the BCSS is above suitable threshold at a MS, a borrowed channel can be used by the MS. Thus, there are two zones in a cell: a zone where borrowed channels can be used and a zone where borrowed channels cannot be used.

Another possible way of improving capacity of cellular networks is to use different combinations of speech/channel coding, depending on the communication channel conditions. Such an approach has recently received lots of interest and has driven the development of Adaptive Multi-Rate (AMR) codecs family [8]. In AMR there are eight different speech/codecs with bit rates ranging from 4.75 to 12.2 kbps. Each speech codec can be used for voice transmission over a full-rate or half-rate channel depending of link quality. The channel model (FR/HR) can be switched (using Link Adaptation) in order to increase channel capacity by accommodating two HR users in one FR channel [5]-[6]. Actually, link adaptation (adaptive modulation and coding, and hybrid automatic repeat request, etc.) is one of the important techniques proposed to achieve 10 Mbps high data rate in 3GPP/3GPP2 specs.

Manuscript received August 20, 2008. This work was supported by Universidad Autónoma del Carmen (UNACAR).

J. L. Vázquez Ávila, R. Sánchez Lara and F. Méndez Martínez are with Universidad Autónoma del Carmen (UNACAR), Av. 56 por Av. Concordia, Col. Aviación, C.P. 24180, Ciudad del Carmen, Campeche, México.

F. A. Cruz Pérez is with Communication Section, CINVESTAV-IPN, Av. IPN 2508, Col. San Pedro Zacatenco, CP 07360, Mexico City, Mexico.

¹ The combination of these techniques has received a lot of attention recently and has driven the development of Adaptive Multi-Rate codecs family [8].

In IUO, the frequency band is divided into two groups, a super layer with a small reuse factor and a regular layer with larger reuse factor. Thus a smaller coverage area is assigned to the super layer [4]. The origin of IUO principle was RP. It implements a two-layer network structure with a different reuse factor for each layer. The principle of IUO is to make use of the measurements carried out by the mobile station (MS). The MS always measures the strongest neighbors of the serving cell and determines when to make a handover to a neighbor cell. This measurement data is used to estimate the SIR conditions of the MS. If the estimated SIR is good enough, the MS is assigned a (heavily reused) so-called super frequency, while if the SIR is bad a regular frequency is assigned to the MS. In this way, the super frequencies can be used by mobiles with good SIR ratio, while the regular frequencies can be used over the whole cell.

Although the aforementioned strategies differ in the way they are implemented, they have similar mathematical abstraction. Their teletraffic performance in systems with differentiated quality zones can be analysed through the use of multi-dimensional Markov models. The events that can change the state of cells (driving process) in these systems are the same: new call arrivals in the different quality zones, inter-cellular and intra-cellular handoff attempts, and call termination. The state transition rates are determined by the new call arrival rate in the different quality zones, the quality zone residence times, and the service time. In order to make the analysis tractable, all these quantities are commonly assumed to be negative exponentially distributed random variables [3]-[7], [9].

Intra-cellular handoffs are an important distinguishing feature of mobile cellular systems with differentiated quality zones. For example, in a system with two quality zones, each user can move freely throughout the system and it can leave its current quality zone. Typically, it is assumed that a user in the good quality zone of a cell can move only into the bad quality zone of the cell. However, a user in the bad quality zone of a cell can move either into the good quality zone of the cell or into the bad quality zone of an adjacent cell. To fully specify mobile cellular systems with differentiated quality zones, it is necessary to know the probability, q , that a user located in the bad quality zone moves into the good quality zone or enters the bad quality zone of an adjacent cell (with probability $1-q$).

Although different mobility-related parameters (i.e., channel holding time, cell boundary crossing rate, cell residence time) in cellular systems have been widely studied in the literature [10], [11], the parameter q in mobile cellular with differentiated quality zones has not received sufficient attention so far. A literature survey shows that relatively few in-depth papers have been published on this subject [2]-[3]. In [2]-[3], Jiang et al derived an expression for the probability q in terms of the fraction of the area with good quality links. However, as it will be shown, this expression yields unsound results. An accurate user mobility modelling will facilitate the performance assessment of link adaptation in cellular systems, specially those with 3G technology.

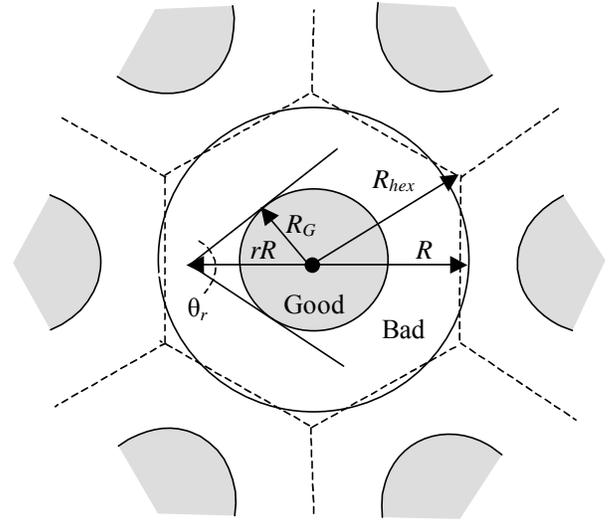


Fig. 1. Cellular system with differentiated quality zones.

In this paper, we derive new expressions to calculate the probability that users in the bad quality zone of a cell move into the good one (q). The expressions are validated by computer simulations and compared to the expression reported in [2]-[3]. Numerical results for two different user mobility models show that the probability q is a monotonically increasing function of the fraction of the cell area with good quality links as opposed to a parabolic dependence as reported in [2]-[3].

II. SYSTEM MODEL AND PREVIOUS RELATED WORK

A homogeneous mobile cellular system with omnidirectional antennas located at the centre of cells is assumed. Each cell is circular with radius R (calculated such that the area of the circle has the same area of a hexagonal cell with radius R_{hex}). Inside each cell, two coverage zones differentiated by signal quality exist. As in [1]-[5], no shadowing is considered. Then, since the received power is a function of the distance only [9], the quality zones are concentric circles. The inner (outer) zone is referred to as the good (bad) quality zone. Thus, the good quality zone is formed by the inner circle with radius R_G , and the bad quality zone is that cell area not covered by the good quality zone, as shown in Figure 1.

A parameter, p , is used to represent the proportion of users that request service in the good quality zone (the calculation of p considering shadowing is addressed in [6]). In [2]-[3], q has been expressed in terms of p as follows:

$$q = \frac{(1-p)p^z}{1+(1-p)p^z} \quad (1)$$

Where the parameter z is determined by the mobility characteristics of the mobile users. [2] and [3] state that when $z = 1$, mobile users move randomly and the mean dwell time in the good quality zone is directly proportional to the fraction of the good quality zone's area. On the other hand, when $z = 0.5$, mobile stations move in straight lines with constant direction. Notice that as p tends to one, q tends

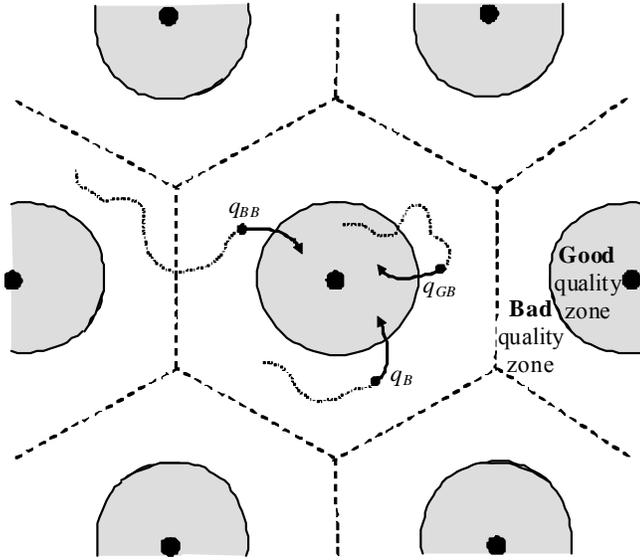


Fig. 2. Different conditional probabilities that users in the bad quality zone of a cell move into the good quality zone of the cell.

to zero in equation (1). This means that as the coverage area of the good quality zone increases the probability that a user in the bad quality zone of a cell moves into the good quality zone of the cell decreases. This is unreasonable because as the coverage area of the good quality zone increases, clearly, the possibility that the users get into that zone increases. This has motivated us to analyse the probability q .

III. ANALYSIS OF THE PROBABILITY THAT A USER MOVES FROM THE BAD TO GOOD QUALITY ZONE

In this section analytical expressions are obtained for the probability that a user in the bad quality zone of a cell moves into the good one (q), considering two different user mobility models: a simplified model and a generalised model.

A. Simplified Mobility Model

This model assumes that mobiles are uniformly distributed in the system and that mobiles move in straight lines with random direction uniformly distributed between $[0, 2\pi)$. Instantaneous speed varies continuously but, like the residence time, it is of little interest for this model. The probability that a user (mobile) enters into the good quality zone of a cell depends on the zone the mobile is traversing before entering. This results in three different cases of analysis for the probability q , described below.

These cases are (see Figure 2): the conditional probabilities that users in the bad quality zone of a cell move into the good quality zone given that: 1) users originate their calls in the bad quality zone (q_B), 2) users arrived to the bad quality zone coming from the good quality zone (q_{GB}), and 3) users arrived to the bad quality zone coming from the bad quality zone of another cell (q_{BB}).

1) Users that originate their calls in the bad quality zone

Here, our objective is to calculate the conditional probability that a user in the bad quality zone of a cell moves into the good one given that users originate their calls in the bad quality zone (q_B), hence we are only interested in those users that are in the bad quality zone. The system is assumed to be homogeneous, hence, only one cell needs to be analysed. Since users are uniformly distributed throughout the cell, the proportion of users in the good quality zone, p , can be calculated as a function of the total cell area and the good quality zone area as follows:

$$p = \frac{\pi R_G^2}{\pi R^2} = \left(\frac{R_G}{R}\right)^2 \quad (2)$$

Let us now assume that a user is located at a distance rR from the centre of the cell (with $R_G/R \leq r \leq 1$). The probability that the user moves into the good quality zone, q , is the probability that the user moves within a certain range of directions determined by the angle θ_r (which is shown in Figure 1)². From Fig. 1, it can be observed that:

$$\sin\left(\frac{\theta_r}{2}\right) = \frac{R_G}{rR} \quad (3)$$

And therefore,

$$\theta_r = 2 \arcsin\left(\frac{R_G}{rR}\right) \quad (4)$$

Due to the uniformly distributed random direction assumed, the probability that a user located in the bad quality zone of a cell moves into the good quality zone of the cell (event A) given that the user is located in the bad quality zone at a normalised distance r from the centre of the cell, $P(A|r)$, is given by:

$$P(A|r) = \frac{\theta_r}{2\pi} = \frac{1}{\pi} \arcsin\left(\frac{R_G}{rR}\right) \quad (5)$$

Using the total probability theorem (averaging over all the points in the bad quality zone) we can find q_B , as follows:

$$q_B = \frac{1}{\pi(1-p)} \int_0^{2\pi} \int_{R_G/R}^1 P(A|r) r dr d\theta \quad (6)$$

Using (2) and (5), q_B can then be expressed as follows:

$$\begin{aligned} q_B &= \frac{1}{\pi(1-p)} \int_0^{2\pi} \int_{\sqrt{p}}^1 \frac{1}{\pi} \arcsin(\sqrt{p}/r) r dr d\theta \\ &= \frac{1}{\pi(1-p)} \left[-\frac{p\pi}{2} + \sqrt{p(1-p)} + \arcsin(\sqrt{p}) \right]; 0 \leq p < 1 \end{aligned} \quad (7)$$

2) Users that arrive in to the bad quality zone of a cell coming from the good quality zone of the same cell

In this case we assume that users in the bad quality zone come from the good quality zone of the same cell. That is, it is assumed that a user moves out of the good quality zone

² Given a normalised distance r , the angle θ_r can always be represented by two straight lines tangent to the circle of radius R_G .

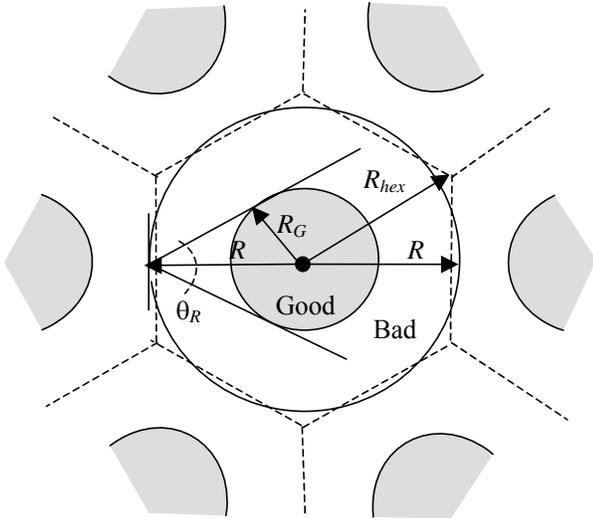


Fig. 3. Cellular system with differentiated quality zones for case 3.

toward the bad quality zone of the same cell and then, once the user has entered to the bad quality zone, it returns to the good quality zone of the same cell with probability q_{GB} . This probability depends strongly on the randomness of the user's direction. In fact, when the user's direction does not change the probability that a user returns to the good quality zone is zero (that is, $q_{GB} = 0$). Random movement is considered in next sub-section.

3) Users that arrive in to the bad quality zone of a cell coming from the bad quality zone of another cell

As in [12], in this case we consider that users can enter into the cell by crossing any point of the cell boundary. We consider a circle-shaped cell with radius R , such that the cell area is the same as that of a hexagon with radius R_{hex} , as in [12]. In order to facilitate the analysis we further assume that users arriving into the bad quality zone coming from another cell cross the cell boundary with a direction uniformly distributed between $(-\pi/2, \pi/2)$ relative to the radial line. In this case our objective is to find the probability that a user gets into the good quality zone, which is equivalent to find the probability that a user moves with an angle between $(-\theta_R/2, \theta_R/2)$, see Figure 3. Then, from Figure 3 we can observe that

$$\sin\left(\frac{\theta_R}{2}\right) = \left(\frac{R_G}{R}\right) \quad (8)$$

with (2) and solving for θ_R , we have

$$\theta_R = 2 \arcsin(\sqrt{p}) \quad (9)$$

Due to the uniformly distributed random direction assumed, the probability that a user located in the boundary of the cell moves into the good quality zone of the cell, q_{BB} , is given by

$$q_{BB} = \int_{-\frac{\theta_R}{2}}^{\frac{\theta_R}{2}} \frac{d\alpha}{\pi} = \frac{\theta_R}{\pi} = \frac{2}{\pi} \arcsin(\sqrt{p}) \quad (10)$$

This last expression is true, since each user located on the boundary of the cell (on the perimeter of the circle) has the same probability to enter into the good quality zone.

In [13], it is shown that the speed and direction distributions of the in-cell mobiles are different from those of the cell-boundary crossing mobiles (users that originated calls in neighbouring cells that are handed off into the cell under study). Let $f(\alpha)$ be the probability density functions (pdf) of the directions of all mobile stations, which is uniformly distributed in the range $(0, 2\pi)$. Based on the biased sampling, the pdf of the directions of the cell-boundary crossing terminals $f^*(\alpha)$ can be obtained as ([10] and [13]):

$$f^*(\alpha) = \begin{cases} \frac{1}{2} \cos(\alpha); & -\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & ; \text{ otherwise} \end{cases} \quad (11)$$

α is the angle relative to the radial line by which the user enters to the cell. Considering this pdf for the direction of the cell-boundary crossing terminals, it is possible to find the probability that handed off users enter into the good quality zone of the cell under study. Once again, we will assume that users cross the perimeter of the circular cell with radius R (see Figure 3). Users that cross the boundary follow a random direction relative to the radial line with a pdf given by (11). As in the previous case, the probability that a user gets into the good quality zone is the same as the probability that a user crossing direction takes an angle between $(-\theta_R/2, \theta_R/2)$ (see Figure 3). Hence θ_R is given by (9). Considering (11) and using (9), the probability that a user in the bad quality zone of a cell moves into the good quality zone of the cell with biasing in the direction of the boundary crossing mobiles, q_{BB}^* , is given by

$$q_{BB}^* = \int_{-\frac{\theta_R}{2}}^{\frac{\theta_R}{2}} f^*(\alpha) d\alpha = \int_{-\frac{\theta_R}{2}}^{\frac{\theta_R}{2}} \frac{1}{2} \cos(\alpha) d\alpha = \sin\left(\frac{\theta_R}{2}\right) = \sqrt{p} \quad (12)$$

B. Generalised Mobility Model

Equations (7), (10), and (12) represent the probability that users in the bad quality zone of a cell moves into the good quality zone for the simplified mobility model in which there is no change in the direction of movement. In a general case, not only should the mobility model include changes in the speed of the mobile but in the direction (it is unrealistic to assume that the direction remains constant). However, it is virtually impossible to extend the mathematical analysis of the simplified case to cover the general case of mobility, and simulation offers the only way to model it. Computer simulations can be developed to study mobility under generalised assumptions. For the simulations, we consider the random walk mobility model of [10]. The assumptions include: 1) independent users uniformly distributed over the entire system, 2) mobiles are allowed to move away from the starting point in any direction with equal probability, 3) users move in a straight line with constant speed and direction along a given distance interval, 4) the probability

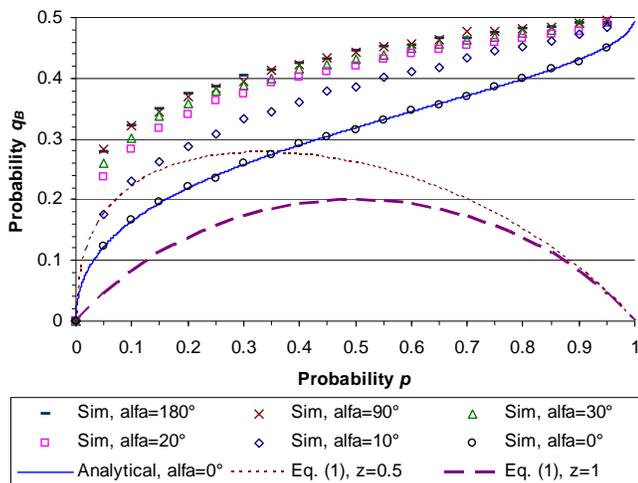


Fig. 4. Conditional probability that users in the bad quality zone of a cell move into the good one given that users originate their calls in the bad quality zone, q_B , versus the proportion of users that request service in the good quality zone with the angle α as parameter.

of the variation of the mobile direction along its path is a uniform distribution limited in the range of $\pm\alpha$ relative to the current direction, 5) the initial velocity of the mobile stations is a random variable with Gaussian probability density function truncated in the range (0, 100 km/h), and 6) the velocity increment of each mobile is a uniformly distributed random variable in the range $\pm 10\%$ of the current velocity. Notice that the generalised mobility model with $\alpha = 0^\circ$ is equivalent to the simplified mobility model.

IV. NUMERICAL RESULTS

In this section both analytical and simulation results are compared. In the simulations, 50,000 independent users are uniformly generated in each of the cases as follows: 1) users are generated on the bad quality zone of the cell under study, 2) users are generated on the good quality zone under study, and 3) users are generated on the perimeter of the cell under study. Cell radius, R , is assumed to be 5 km. The mobility model assumes that users move in a straight line with constant speed and direction along a length of 20 m [14]-[15]. α is varied in order to get the performance of q for different degrees of mobility randomness.

Figure 4 shows the curves for q obtained with the Jiang's expression given by eq. (1), labelled "Eq. (1)", plotted against the probability p (fraction of the cell area with good quality links). Two cases are shown for that expression: $z = 0.5$ and $z = 1$. According to [3] and [5], the former case corresponds to our simplified mobility model or to our generalised mobility model with $\alpha = 0^\circ$. The latter corresponds to the case where users move randomly ($\alpha = 180^\circ$ in the generalised mobility model). Notice that, with Jiang's expression, q as function of p has a parabolic form and as p tends to one, q tends to zero. This is unreasonable because, clearly, as the coverage area of the good quality zone increases, the possibility that the users get into that zone should increase. In fact, in the limit, when p tends to 1, users in the bad quality zone of a cell have an almost equal

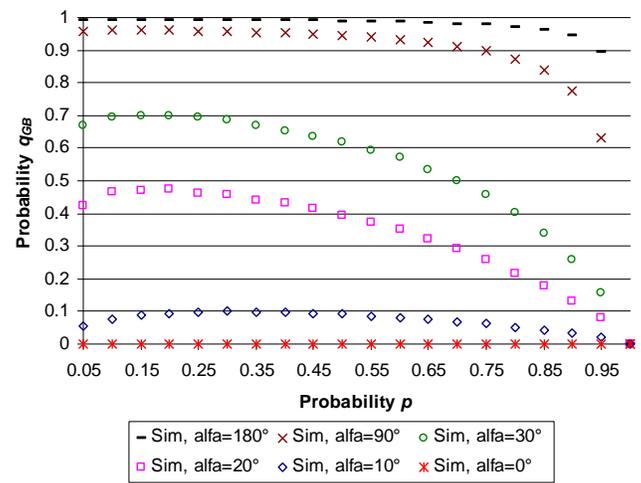


Fig. 5. Conditional probability that users in the bad quality zone of a cell move into the good one given that users arrived to the bad quality zone coming from the good quality zone, q_{GB} , versus the proportion of users that request service in the good quality zone with the angle α as parameter.

chance to move into the good quality zone or into the bad quality zone of an adjacent cell and, therefore, q must tend to 0.5 instead of tend to zero. Additionally, Jiang's expression suggests that, for a given value of p , the corresponding value of q is smaller for the case where users move randomly than that for the case where users move in straight lines. This is also incorrect, as it will be explained below.

Figure 4 also shows the conditional probability q_B obtained with equation (7) as a function of the parameter p . Analytical results, given by equation (7), and simulation results are shown for the simplified mobility model. They are labelled, respectively, "Analytical, $\alpha=0^\circ$ " and "Sim, $\alpha=0^\circ$ ". Also, results are shown for the simulations carried out for the generalised mobility model (evaluated for different values of α and labelled "Sim, $\alpha=\{0^\circ, 10^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 90^\circ, \text{ and } 180^\circ\}$ "). Note that analytical and simulation results for the simplified mobility model agree perfectly. In contrast to the parabolic form of equation (1), our results (curves other than those labelled "Eq. (1)") show that the probability q is a monotonically increasing function of the fraction p of the cell area with good quality links. It can be observed that the minimum (maximum) value of q is obtained when p is 0 (1). Also, in contrast to what is suggested by Jiang [3], it is observed that for a given p , as α increases (and, therefore, the movement randomness) q also increases. That is, the more random user mobility is, the larger q becomes. However, for a given p , with values of α larger than 90° , q remains almost constant. Since mobility patterns in real cellular systems depend heavily on the topology, then it is expected that, for a given value of p , q takes smaller values in macro-cellular environments than in micro-cellular environments.

Figure 5 shows the conditional probability q_{GB} for the case in which the users originate calls in the good quality zone. From this figure it can be observed that once the user has moved into the bad quality zone, the more random the direction of the mobile (the higher α is), the higher the

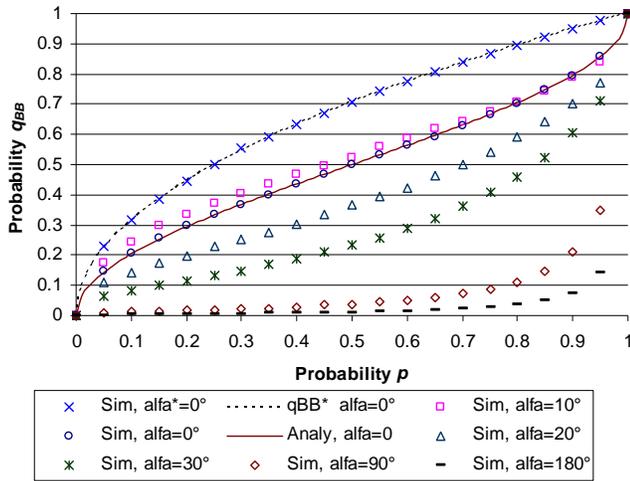


Fig. 6. Conditional probability that users in the bad quality zone of a cell move into the good one given that users arrived to the bad quality zone coming from the bad quality zone of another cell, q_{BB} , versus the proportion of users that request service in the good quality zone with the angle α as parameter.

probability of seeing that mobile returning into the good quality again, q_{GB} , is. That is logical because the higher α is, the more drastic the changes in the direction are and therefore, the higher the likelihood that the mobile will return into the good quality zone after doing few movements. As p increases the good quality zone boundary is closer to the cell boundaries and the higher the likelihood that users leave the cell without returning to the good quality zone. This effect is more notorious for small values of α , since the initial direction doesn't change drastically.

Figure 6 shows the conditional probability q_{BB} . From this figure, it can be observed that the probability that a user moves into the good quality zone of the cell is a monotonically increasing function of p . In this figure, both analytical and simulation results agree perfectly for the case where $\alpha=0^\circ$. As α increases, the probability q_{BB} increases too, except for $\alpha=10^\circ$. Notice that abrupt changes in mobile direction (i.e. more than 20° with respect to its current direction) result in mobiles moving out of the cell under study after a few movements. This is particularly true for large values of α . When $\alpha=10^\circ$, changes in mobile direction are not so drastic. Hence, mobiles move almost in a straight line. However, those changes are such that mobiles can often enter into the good quality zone. When p is large, the good quality zone boundary tends to the cell's boundary, and since mobiles movement is almost over a straight line, the probability that mobiles will move into the good quality zone is almost the same as in the case when $\alpha=0^\circ$ as shown in Figure 6. Figure 6 also shows the probability q_{BB}^* , when we use the correction of the pdf for users that are handed off into the cell under study. This probability is labelled q_{BB}^* . The results obtained by simulation of this probability are labelled as "Sim, $\alpha=0^\circ$ ". Both analytical and simulation results agree perfectly. The probability q_{BB}^* is larger than probability q_{BB} because handed off users with biasing in the direction of the boundary crossing tend to go towards the

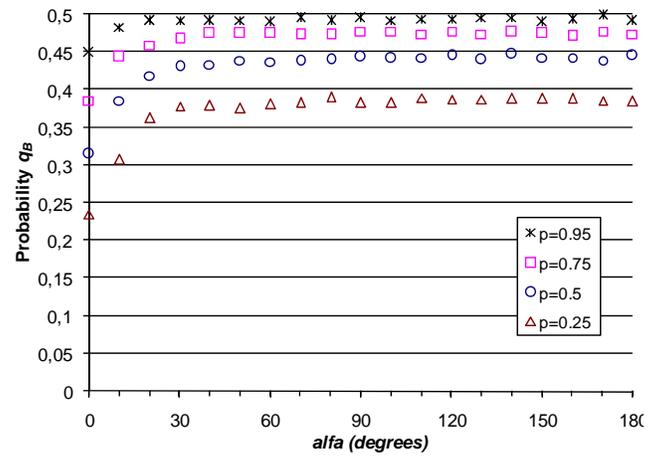


Fig. 7. Probability that users in the bad quality zone of a cell move into the good one versus the angle α with the proportion of users that request service in the good quality zone as parameter.

centre of the cell and, therefore, with higher probability enter to the good quality zone of the cell.

Finally, in Figure 7 we observe the behaviour of the probability that users that originate in the bad quality zone move into the good quality zone q_B , plotted versus the maximum change in the current direction, α . We can observe three different behaviours of q_B in the evaluation range. For values of α smaller than 30° , q_B shows a quick grow. For values between $\alpha=30^\circ$ and $\alpha=90^\circ$, q_B shows a moderate grow. Finally, for values of α larger than 90° , q_B practically remains constant. Also, we can see that as p increases, q_B increases too.

V. CONCLUSIONS

We have derived a new expression for the probability that a user in the bad quality zone of a cell moves into the good quality zone, q , in mobile cellular systems with differentiated quality zones. For the numerical results, we considered two different user mobility models. Our results are totally different to those previously reported in the literature [2, 3]. It is important to note that our results are validated by the perfect agreement of analytical and simulation results for the simplified mobility model where users cannot change their direction of movement.

Comprehensive simulation results show that the probability that a user in the bad quality zone of a cell moves into the good quality zone of the cell is highly sensitive to the mobility model and to the previous path the user has followed. Then, for the teletraffic analysis of the mobile cellular systems with differentiated quality coverage zones, it is necessary to properly model the users' mobility. Probability q (q_B) can be used in order to calculate the intra-cellular handoff failure probability for those users that move from the bad to the good quality zone. In the analysis by multidimensional birth and death processes, it is necessary to utilize different state variables to represent the number of active users in each zone.

REFERENCES

- [1] S. Papavassiliou, L. Tassiulas, and P. Tandon, "Meeting QOS Requirements in a Cellular Network with Reuse Partitioning," *IEEE J. on Select. Areas in Commun.*, vol. 17, no. 8, pp. 1389-1400, Oct. 1994.
- [2] H. Jiang and S. S. Rappaport, "Hand-off Analysis for CBWL Schemes in Cellular Communications," CEAS Technical Report No. 683, CEAS, State University of New York, Stony Brook, NY 11794.
- [3] H. Jiang and S. S. Rappaport, "Hand-off Analysis for CBWL Schemes in Cellular Communications," *IEEE ICUPC*, pp. 496-500, 1994.
- [4] K. Begain, G.I. Rozsa, A. Pfening, and M. Telek, "Performance analysis of GSM networks with intelligent underlay-overlay," *IEEE ISCC*, pp. 1-7, 2002.
- [5] F. Khan and D. Zeghlache, "Performance Analysis of Link Adaptation in Wireless Personal Communication Systems," *IEEE ICC*, pp 1287-1291, 1997.
- [6] K. Samaras, C. Demetrescu, and R. Yan, "Capacity of a Packet Switched Cellular Network with Link Adaptation," *IEEE ICC*, pp. 1568-1572, 2000.
- [7] Felipe A. Cruz-Pérez, Genaro Hernández-Valdez, and Lauro Ortigoza-Guerrero, "Performance Evaluation of Mobile Wireless Communication Systems with Link Adaptation," *IEEE Communications Letters*, 2003.
- [8] K. Homayounfar, "Rate Adaptation Speech Coding for Universal Multimedia Access," *IEEE Signal Processing Mag.*, pp. 30-39, March 2003.
- [9] H. Jiang and S. S. Rappaport, "CBWL: A New Channel Assignment and Sharing Method for Cellular Communication Systems," *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, vol. 43, no. 2, pp 313-322, May 1994.
- [10] M. M. Zonoozi and P. Dassanayake, "User Mobility Modeling and Characterization of Mobility Patterns," *IEEE J. Select. Areas in Commun.*, vol. 15, no. 7, pp. 1239-1252, Sept. 1997.
- [11] S. Kourtis and R. Tafazolli, "Modelling cell residence time of mobile terminals in cellular radio systems," *IEE Elect. Letters*, vol. 38, no. 1, pp. 52-54, Jan. 2003.
- [12] D. Hong and S. S. Rappaport, "Traffic model and performance analysis for cellular mobile radio telephone systems with prioritized and non-prioritized handoff procedures," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-35, pp. 77-92, Aug. 1986.
- [13] H. Xie and D. J. Goodman, "Mobility models and biased sampling problem," in *Proc. 2nd IEEE Int. Conf. Universal Personal Commun. (ICUPC'93)*, Ottawa, Canada, Oct. 1993, pp. 804-807.
- [14] S. Kourtis and R. Tafazolli, "Evaluation of handover related statistics and the applicability of mobility modelling in their prediction," *IEEE PIMRC*, pp. 665-670, 2000.
- [15] ETSI TR 101 112, "Universal Mobile Telecommunications System (UMTS): Selection procedures for the choice of radio transmission technologies of the UMTS," V3.2.0, April 1998.



José L. Vázquez Ávila was born in Celaya, Guanajuato, México, in 1977. He received the B.Sc. degree in Electronics Engineering from Instituto Tecnológico de Celaya, México, in 2000, and the M.Sc. degree in Electrical Engineering from CINVESTAV-IPN in 2004, Mexico City, Mexico.

Currently, he is with Universidad Autónoma del Carmen (UNACAR) and his research interest is in resource management, teletraffic analysis, and prioritized resource allocation in mobile wireless communications, OVFSF code allocation in WCDMA systems, and wireless communication systems with link adaptation.



Felipe A. Cruz Pérez was born in Mixquiahuala, Hidalgo, México, in 1972. He received the B.Sc. degree from the Technological Institute and Superior Studies of Monterrey (ITESM), Mexico, in 1994 and the M.Sc. and Ph.D. degrees from Center for Research and Advanced Studies from National Polytechnic Institute (CINVESTAV-IPN) in 1997 and 2001, respectively, all in Electrical Engineering.

Currently, he is with the CINVESTAV-IPN and his research interest is in resource management, teletraffic analysis, quality of service provisioning, call admission control, and prioritized resource allocation in mobile wireless communication systems, microcellular systems, CDMA cellular systems, and wireless communication systems with link adaptation.



Rafael Sánchez Lara was born in Lerma, Campeche, México, in 1974. He received the B.Sc. degree in Electronics Engineering from Universidad Autónoma de Campeche, Campeche, México, and the M.Sc. degree in Electrical Engineering from CINVESTAV-IPN in 2000, Mexico City, Mexico.

Currently, he is with Universidad Autónoma del Carmen (UNACAR) and his research interest is in data networks and wireless communication systems.



Francisco Méndez Martínez was born in Axutla, Puebla, México, in 1966. He received the B.Sc. degree in Electronics Engineering from Benemerita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP), México, the M.Sc. degree and the Ph.D. degree from Instituto Nacional Astrofísica Óptica y Electrónica, INAOE, in 2006.

Currently, he is with Universidad Autónoma del Carmen (UNACAR) and his research interest is in non lineal optics and photonic networks.

Reguladores Rápidos de Tensión

Echavarría Rodolfo y Berber Eduardo

Resumen - El reto de mantener la tensión dentro de ciertos límites ha existido desde los inicios del sistema de generación, transmisión y distribución de energía eléctrica. Para este fin se han utilizado distintas soluciones, siendo las más comunes aquellas que emplean reguladores de tensión, en sus distintas configuraciones. En el presente artículo se muestra una introducción al tema de la regulación de tensión, así como un panorama general de los reguladores utilizados actualmente, en el rango de baja tensión. Estos reguladores clásicos compensan las variaciones lentas de tensión que se presentan en las líneas de alimentación. Asimismo, se muestra la tendencia actual en investigación, cuyo objetivo consiste en implementar reguladores que puedan compensar diversas perturbaciones de tensión, tales como las variaciones rápidas, las cuales no pueden ser corregidas por los reguladores actuales. Se presentan las distintas topologías y algunos resultados de los prototipos de reguladores rápidos de tensión implementados.

Palabras clave- Reguladores, sags, taps, flicker.

I. INTRODUCCIÓN

Las variaciones de tensión son un problema frecuente en el sistema de distribución de energía eléctrica, debidas principalmente a la mala impedancia de la línea, así como a las variaciones de carga y a la sobrecarga en algunos puntos. Las compañías generadoras de energía eléctrica tratan de mantener la tensión suministrada a los usuarios dentro de un rango igual al $\pm 5\%$ del valor nominal. Bajo ciertas condiciones, se permite una variación mayor [1]. Sin embargo, hay que aclarar que algunas cargas sensibles soportan una variación mucho menor para su correcto funcionamiento.

En la figura 1 se muestra el diagrama general del sistema de alimentación, si la impedancia es alta, la tensión cae a un valor bajo cuando existe una demanda grande de corriente. Por otro lado, si la tensión se aumenta para compensar esta caída, puede existir una sobretensión en caso de que la carga disminuya.

De acuerdo a [2], las principales perturbaciones de tensión son las siguientes:

- Sobretensión de larga duración.- Es un incremento superior al 110 % de la tensión nominal, durante un tiempo

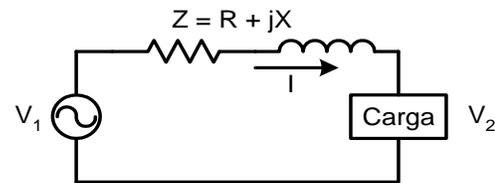


Fig. 1. Esquema general del sistema de alimentación de energía eléctrica.

mayor a un minuto. Generalmente resultan de la desconexión de una carga muy grande.

- Baja tensión de larga duración.- Es una disminución a un valor menor que el 90 % del nominal, durante un tiempo mayor a un minuto. Su principal causa es la sobrecarga en las líneas.
- Sobretensión de corta duración (*swell*).- Es un incremento a un valor entre el 110% y el 180% del nominal, con una duración entre 0.5 ciclos de línea a 1 minuto. De manera similar a la sobretensión de larga duración, se produce generalmente por la desconexión de cargas muy grandes.
- Baja tensión de corta duración (*sag*).- Es una disminución a un valor entre el 10 % y el 90% del nominal, con una duración entre 0.5 ciclos de línea a 1 minuto. Generalmente es ocasionado por la conexión de grandes cargas o el encendido de motores.
- Armónicos.- Es una tensión cuya frecuencia es un múltiplo entero de la nominal del sistema. Se describen de acuerdo al contenido de su espectro, aunque es común utilizar un valor denominado distorsión armónica total (*Total Harmonic Distorsion*, THD).

- Parpadeo.- Consiste en variaciones cíclicas de la envolvente de tensión, con valores entre el 90% y el 110% del nominal. Se le conoce por este nombre (en inglés, *flicker*) debido al efecto que tiene sobre la operación normal de las lámparas. Son causados por la variación sistemática de la demanda debida a ciertos tipos de cargas, como los hornos de arco.

En la figura 2 se muestran las formas de onda de estas perturbaciones.

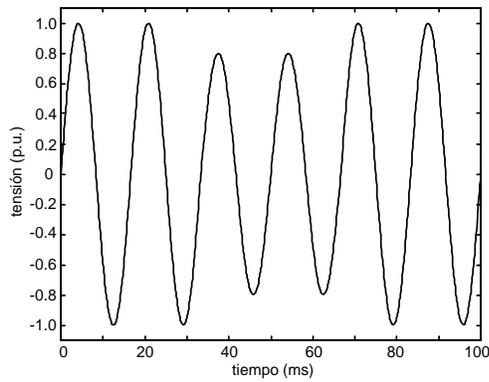
II. REGULADORES DE TENSIÓN

Los reguladores de tensión son equipos utilizados desde la aparición de los primeros sistemas de generación, transmisión y distribución de energía eléctrica. Su función consiste en mantener una tensión de salida dentro de un margen estrecho ante variaciones en la tensión de entrada. Su aplicación puede dividirse en dos grupos: para media y alta tensión, los cuales se colocan en las líneas de transmisión y distribución, y para baja tensión, que se

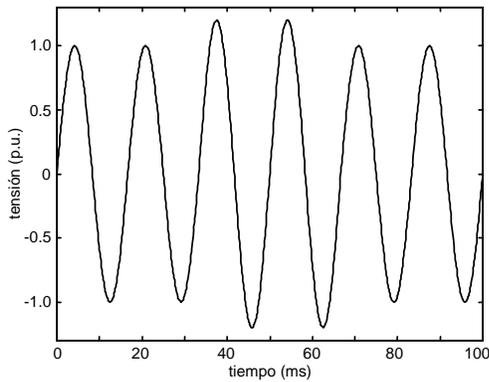
Manuscrito recibido el 29 de agosto de 2008. Este trabajo fue respaldado por la Universidad Politécnica de Victoria.

Echavarría, Rodolfo es Profesor-Investigador de tiempo completo de la Universidad Politécnica de Victoria, Calzada Gral. Luis Caballero No. 1200, Col. del Maestro, Cd. Victoria, Tamaulipas, C.P. 87070. Tel: (834) 172 03 87.

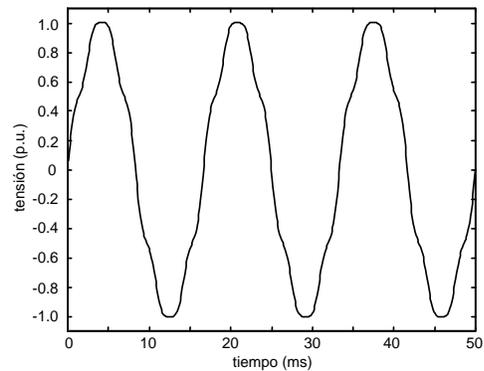
Berber, Eduardo es Ingeniero de Diseño en Enfil de México, S.A. de C.V., Ave. Luis Vega y Monroy 228-1, Col. Balastradas, Querétaro, Querétaro, C.P. 76090. Tel: (442) 223 07 39.



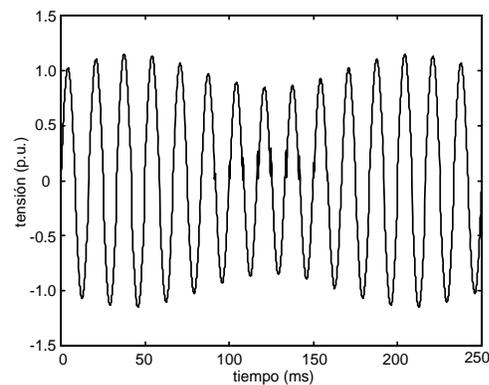
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 2. Principales perturbaciones de tensión: a) sag, b) swell, c) distorsión armónica, d) flicker.

colocan a la entrada de los equipos cuya tensión se requiere

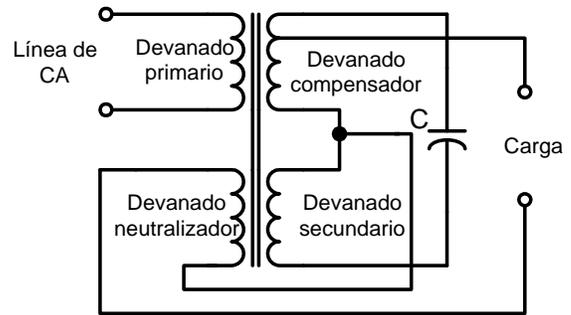


Fig. 3. Esquema general de un regulador ferromagnético.

que sea constante. Este tipo de equipos sólo puede corregir las variaciones de tensión de larga duración y, dependiendo del tipo, algunas de corta duración. Su tiempo de respuesta típico va desde varios milisegundos hasta decenas de segundos.

Dentro de los reguladores de baja tensión se encuentran el ferromagnético, el controlable mediante escobillas y el electrónico con taps [3].

A. Regulador de tensión ferromagnético

El regulador de tensión ferromagnético consiste básicamente en un transformador con una relación 1:1, el cual se excita en su curva de saturación; debido a esto, proporciona una tensión a la salida que no se ve afectada por las variaciones de la tensión de entrada. Estos equipos han sido muy utilizados principalmente por su alta confiabilidad, ya que no utilizan elementos activos. Su rango típico de variación de la tensión de entrada puede ser desde $\pm 10\%$ hasta un $\pm 20\%$, con una variación de la tensión de salida de $\pm 3\%$. Tienen un tiempo de respuesta de alrededor de 30 ms. Presentan además las ventajas de que pueden atenuar ruidos y transitorios tanto en modo común como en modo diferencial, y son capaces de compensar interrupciones de alrededor de 2 ms.

Por otra parte, presentan las desventajas de un peso elevado, baja eficiencia (alrededor de 70% para una potencia de 2 kVA), y una dificultad para su uso en potencias mayores, debido a las altas pérdidas del núcleo. Lo anterior se debe a que manejan una potencia reactiva del orden 2.5 veces la nominal y deben de funcionar con el núcleo saturado, de acuerdo a su principio de operación. En la figura 3 se muestra el diagrama básico de este tipo de regulador.

B. Regulador por autotransformador controlable mediante escobillas

Este tipo de regulador está formado por un autotransformador con una toma de salida deslizante sobre el devanado mediante una escobilla motorizada, la cual es controlada por un circuito que tiende a mantener la tensión de salida constante. La escobilla toca una o dos espiras, con lo cual se puede producir una corriente de cortocircuito, de valor admisible. El esquema básico de este regulador se muestra en la figura 4. Aunque en realidad la tensión de

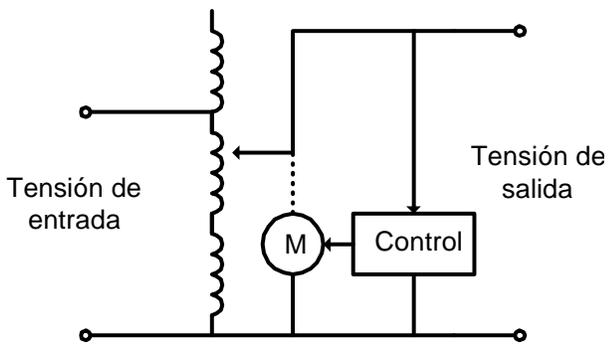


Fig. 4. Esquema general de un regulador por autotransformador controlable mediante escobillas.

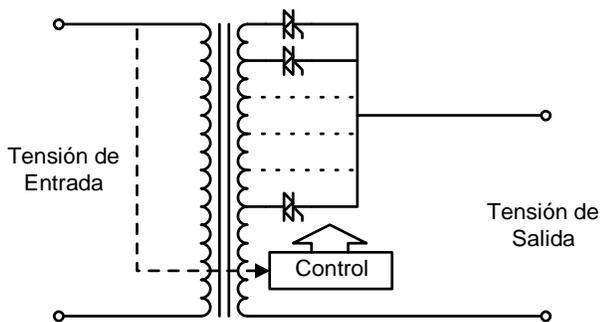


Fig. 5. Diagrama general de un regulador de taps.

salida da saltos iguales a la tensión que aparece en media espira, debido a que ésta es muy pequeña, se pueden considerar como de resolución continua. Su principal ventaja es su robustez, ya que soportan sobrecargas de valor elevado y corta duración. Sus desventajas principales son su alto precio (comparados con los reguladores de taps), su respuesta lenta (alrededor de 0.5 s), y su incapacidad de trabajar en atmósferas sucias y explosivas. Presentan un rango de variación de la tensión de salida alrededor del $\pm 2\%$. Actualmente su aplicación principal se encuentra en potencias mayores a 50 kVA.

C. Regulador de taps

El funcionamiento de los reguladores de taps (*on-load tap changer*) de baja tensión se basa en un autotransformador o transformador cuyo primario o secundario se conecta a través de tomas seleccionadas por interruptores estáticos, constituidos por dispositivos de potencia (tiristores). Dependiendo de la tensión de entrada, el circuito de control selecciona la toma adecuada para mantener la tensión de salida dentro del rango especificado. El margen de la tensión de entrada suele ser de $\pm 15\%$, con una variación de la tensión de salida de $\pm 3\%$. Su tiempo de respuesta es de alrededor de 100 ms. Son equipos muy utilizados actualmente debido a su alta relación calidad/precio. El esquema básico de este tipo de regulador se muestra en la figura 5.

El problema principal de este tipo de reguladores consiste en la corriente de cortocircuito que se establece entre el interruptor que conduce y el nuevo interruptor

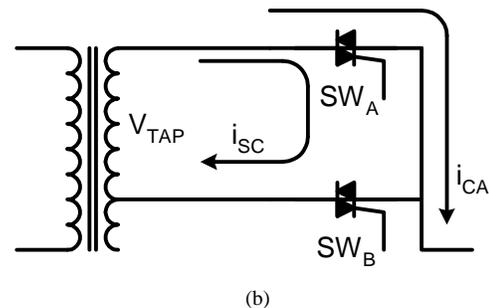
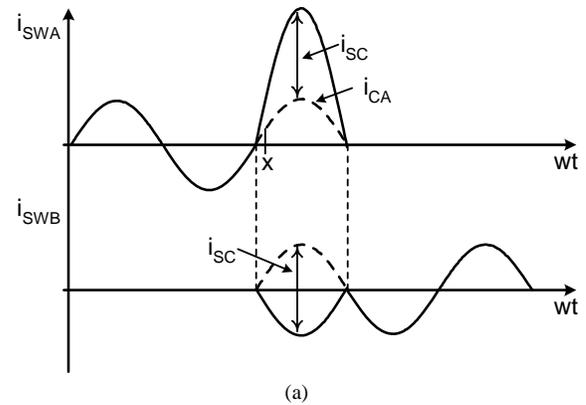


Fig. 6. Proceso de conmutación de una toma superior a una inferior: a) evolución de las corrientes, b) diagrama.

encendido. En la figura 6(a) se muestra el proceso de conmutación de tomas, de una toma superior a una inferior, con corriente positiva, en un instante dado. Se puede observar un pico de corriente durante todo un semiciclo, el cual puede alcanzar un valor cercano al máximo de corriente de pico no repetitivo.

Existen varias soluciones para este problema [4]:

- Implementar un circuito sensor de paso por cero de la corriente, con el propósito de permitir la conmutación entre tomas sólo en ese instante, eliminando el solape del interruptor anterior con el nuevo. Esta solución complica el circuito de control.
- Efectuar la conmutación sin la previsión anterior y confiar a la resistencia del devanado entre dos tomas consecutivas la limitación de la corriente de cortocircuito que se establecería durante medio ciclo de línea. La confiabilidad se reduce debido a que los interruptores de potencia son utilizados cerca de su límite de corriente de pico no repetitivo.
- Insertar una bobina limitadora de sobrecorriente de devanados múltiples entre cada toma y el interruptor. Esta bobina reduce considerablemente los picos de corriente durante las conmutaciones, además de que permite el funcionamiento en paralelo de dos interruptores contiguos. Dicha bobina es relativamente pequeña y no encarece demasiado el equipo.

Además del problema relacionado con la corriente de cortocircuito, los reguladores de taps presentan un retardo considerable en su respuesta ante una variación de tensión, ya que al utilizar tiristores como interruptores de potencia,



Fig. 7. Reguladores de tensión de distintas capacidades
(Cortesía de VOGAR®)

TABLA I. CARACTERÍSTICAS DE LOS PRINCIPALES TIPOS DE REGULADORES DE BAJA TENSIÓN.

Tipo	Compensa	Eficiencia	Tiempo de respuesta (ms)	Genera armónicos	Atmósferas sucias o explosivas	Potencia	Costo
Ferroresonante	Ruido, transitorios, interrupciones menores a 2ms, variaciones de larga duración	Baja	30	No	Sí	Baja	Medio
Autotransformador controlable	Variaciones de larga duración	Alta	500	No	No	Media	Alto
De taps	Variaciones de larga duración	Alta	100	No	Sí	Media	Bajo

resulta necesario un tiempo de espera mínimo igual a medio ciclo de la tensión de línea, para realizar una conmutación entre tomas. Lo anterior tiene como consecuencia, en el caso de una respuesta que involucre varias conmutaciones entre tomas, un retraso igual a varios ciclos de línea, lo que imposibilita a este tipo de reguladores a responder variaciones de tensión de corta duración.

Para su aplicación en sistemas trifásicos, se pueden considerar como tres módulos independientes, donde cada uno de ellos ajusta su tensión de salida dependiendo de la tensión fase-neutro [5]. En la figura 7 se muestran varios reguladores que existen en el mercado nacional, con

capacidades que van desde unos cuantos kVA, hasta varios cientos de kVA.

En la tabla I se muestra las características principales de los tipos de reguladores clásicos utilizados actualmente.

III. REGULADORES RÁPIDOS DE TENSIÓN

De acuerdo a lo que se ha presentado, los reguladores de taps presentan diversas ventajas frente a los otros esquemas de regulación, sin embargo, este tipo de reguladores tiene como desventaja principal una respuesta lenta, la cual puede ir desde decenas de milisegundos, para los equipos de baja tensión, hasta varios segundos, en el caso de los reguladores de media y alta tensión (los cuales utilizan interruptores electromecánicos).

Para el caso de los reguladores de taps que emplean triacs como dispositivos interruptores, el tiempo de respuesta está limitado por la frecuencia de operación de estos dispositivos, lo cual ocasiona que cada salto entre tomas deba realizarse en un tiempo mínimo igual a un ciclo de línea. Esto ocasiona que los reguladores de tomas sólo sean capaces de compensar variaciones de tensión de larga duración, siendo incapaces de compensar las perturbaciones rápidas, tales como *sags*, *swell*, *flicker*, y distorsión armónica.

Si se sustituyen los interruptores actuales por nuevos dispositivos de potencia, como el transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT, por sus siglas en inglés), se puede tener una respuesta rápida ante distintas perturbaciones. La necesidad de reguladores con tiempos de actuación menores a los actuales ha sido prevista desde 1974 [6]. Dichos reguladores deben de presentar las siguientes características: empleo de interruptores modernos de potencia, respuesta en un tiempo menor a medio ciclo de línea, compensación de *sags*, *swells*, *flicker*, distorsión armónica, además de las variaciones lentas de tensión.

Las topologías de los reguladores rápidos de taps se pueden dividir en tres esquemas básicos:

- **Conmutación suave.-** Se basa en la conmutación continua, a alta frecuencia, de dos taps del regulador. Con el objetivo de disminuir las pérdidas se utiliza la conmutación a corriente cero. Como desventaja se tiene que es necesario implementar un circuito sensor de corriente en los taps [7].
- **Conmutación dura.-** Está basado en los mismos esquemas de potencia utilizados en los reguladores de taps convencionales, con la diferencia de que utilizan dispositivos semiconductores más rápidos, como el IGBT [8] – [9].
- **Conmutación seminatural.-** Se basa en el uso de arreglos con interruptores de potencia unidireccionales, realizando la conmutación de acuerdo a la polaridad de la tensión, con el fin de evitar cortocircuitos entre taps [10] – [11].

A. Regulador rápido con conmutación suave

El regulador rápido con conmutación suave consiste en un transformador con dos taps, las cuales se conmutan a alta

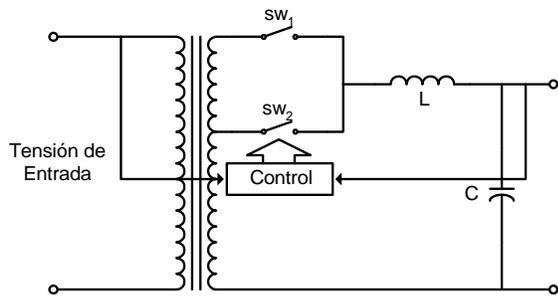


Fig. 8. Diagrama general del regulador rápido con conmutación suave.

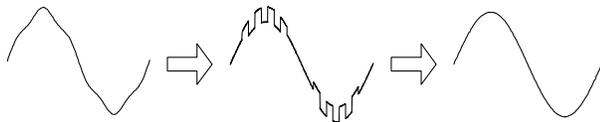


Fig. 9. Proceso de regulación de tensión.

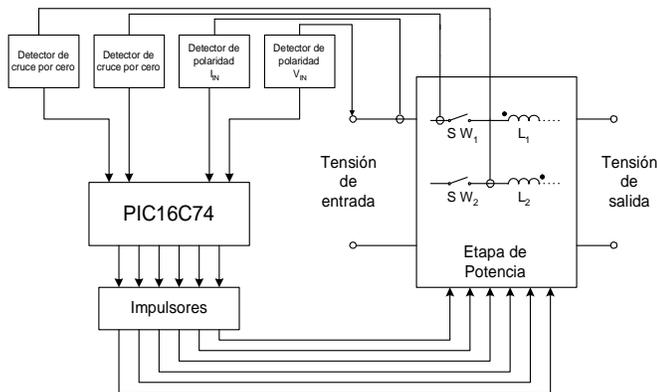


Fig. 10. Esquema general del regulador rápido con conmutación suave implementado.

frecuencia a través de interruptores formados por IGBT's. El esquema general de este regulador se muestra en la figura 8 A partir de la conmutación, se obtiene una señal de corriente alterna troceada, la cual pasa a través de un filtro LC, a fin de recuperar la componente fundamental, tal como se muestra en la figura 9.

Este tipo de regulador puede utilizar tanto conmutación dura como conmutación suave. Sin embargo, con el propósito de reducir las pérdidas en los interruptores, se introduce la conmutación a corriente cero (*zero current switching*, ZCS).

A continuación, se muestran algunas formas de onda del comportamiento de un prototipo implementado con las siguientes características: potencia igual a 1 kVA, tolerancia en la tensión de entrada igual a $\pm 20\%$ del valor nominal de la tensión de línea y una tolerancia en la tensión de salida de $\pm 3\%$. La figura 10 muestra el esquema general del regulador implementado [12].

En la figura 11(a) se muestra, en la parte superior, la corriente a través de interruptor SW₁ y, en la parte inferior, la señal de control correspondiente. Tal como se puede observar, tanto en el apagado como en el encendido de dicho interruptor, se produce un pico de corriente, el cual

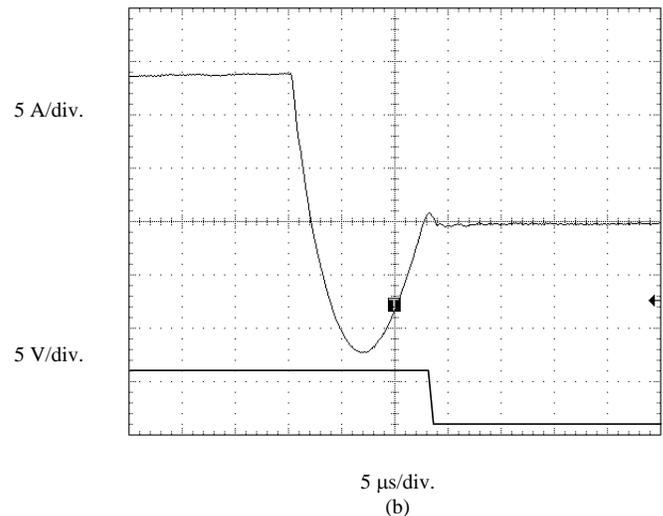
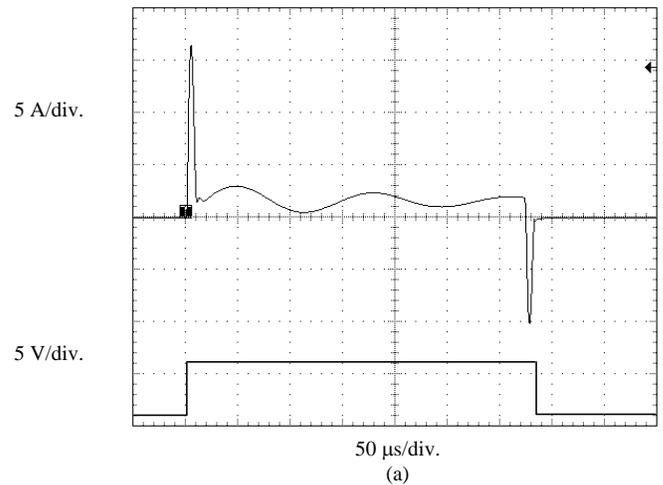


Fig. 11. Corriente a través del interruptor durante el proceso de conmutación: a) corriente a través de SW₁, b) detalle del apagado de SW₁.

corresponde al intervalo resonante del proceso de conmutación, con lo que se logra el apagado a corriente cero. En la figura 11(b) se observa a detalle la corriente a través del interruptor SW₁ durante el apagado.

Resulta necesario comentar que este tipo de regulador rápido resultó ser muy sensible a los elementos parásitos de inductancia y capacitancia presentes en la red resonante, por lo que tiene serias desventajas para implementarlo como una solución práctica.

B. Regulador rápido con conmutación dura

El segundo esquema, se basa en un transformador con tomas múltiples. Debido a que la conmutación entre tomas no es continua, sino que se realiza únicamente cuando existe una variación en la tensión de entrada, no es necesario utilizar la conmutación suave para minimizar las pérdidas en los interruptores. Por lo tanto, lo mejor es emplear la conmutación dura en esta topología, adicionando bobinas en cada tap para limitar los picos de corriente durante las conmutaciones. Dependiendo de la tensión de entrada y/o salida, la tarjeta de control selecciona una toma para compensar la variación, y así mantener la tensión de salida

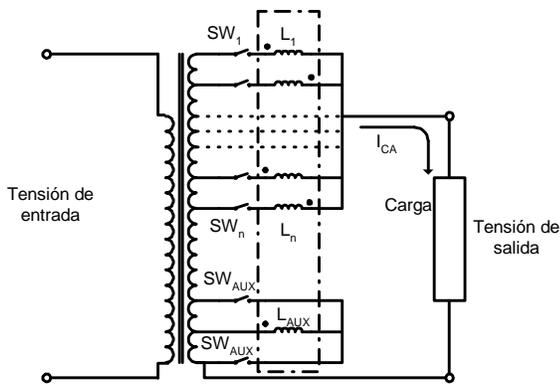


Fig. 12. Diagrama general de un regulador rápido con conmutación dura.

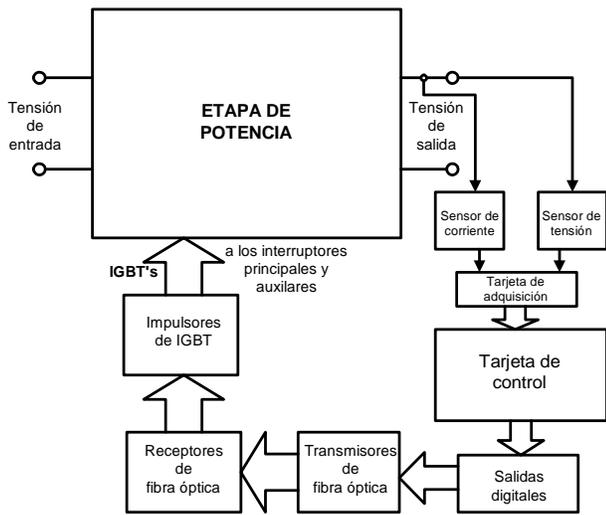


Fig. 13. Esquema general del regulador rápido con conmutación dura implementado.

regulada dentro de un margen pequeño. El esquema general de este tipo de regulador rápido se muestra en la figura 12.

Con el fin de probar la respuesta de esta topología se implementó un regulador rápido, cuyo esquema se muestra en la figura 13. Sus características son: potencia igual a 1 kVA, variación de la corriente de tensión de entrada de $\pm 15\%$ y variación de la tensión de salida de $\pm 3\%$ [13].

Se comprobó el funcionamiento del prototipo ante diversas perturbaciones de tensión. En la figura 14(a) se observa la respuesta del regulador ante un escalón en la tensión de entrada a 90° . La respuesta se puede considerar buena, ya que se regula la tensión de salida en un tiempo menor a un ciclo. En la figura 14(b) se observa la respuesta del regulador ante una pendiente de tensión, mientras que la figura 14(c) muestra la respuesta del regulador ante una tensión con flicker de 2 Hz. En estos casos se puede observar cómo se mantiene constante la tensión de salida ante las variaciones rápidas de la tensión de entrada. En la figura 14(d) se puede observar la tensión de salida, ante una tensión de entrada con tercer armónico. Se muestra la forma en que se corrige la forma de onda.

Se puede comprobar que el regulador rápido con conmutación dura es una buena opción para sustituir a los

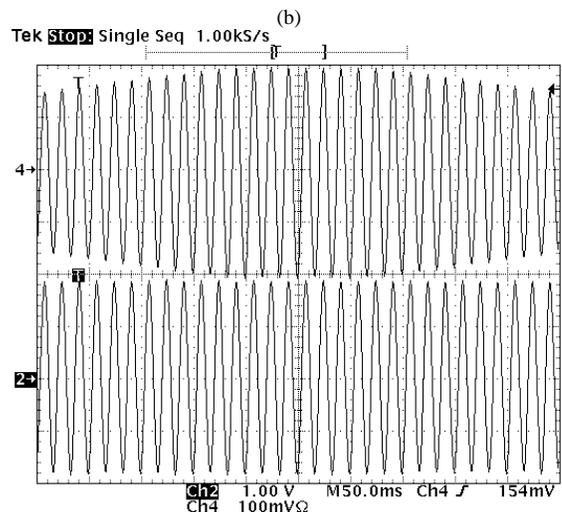
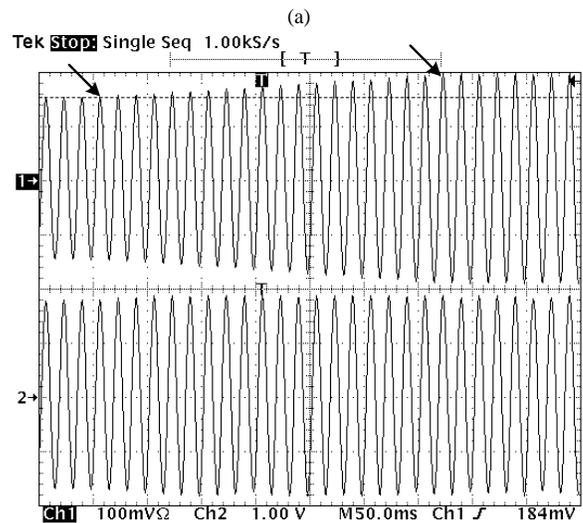
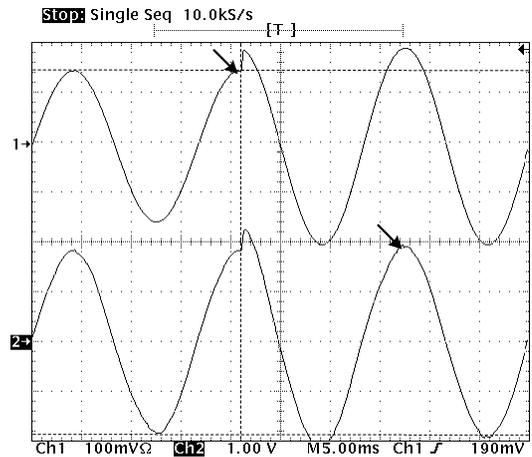
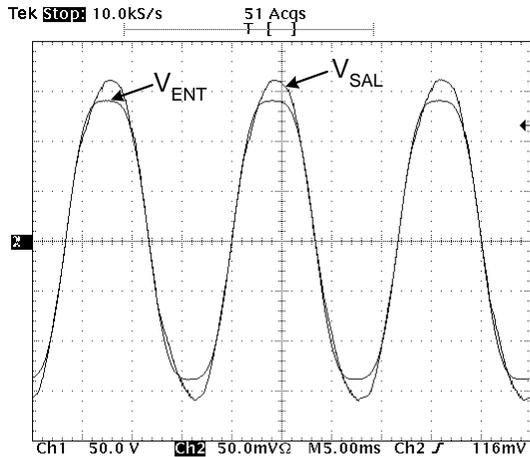


Fig. 14. Respuesta del regulador rápido ante distintas perturbaciones de tensión. La gráfica superior de cada imagen representa la tensión de entrada y la inferior la tensión de salida, con escala de 100 V/div.

esquemas tradicionales, ya que es capaz de corregir distintas perturbaciones rápidas de tensión, tales como los sags,



(d)

Fig. 14. Respuesta del regulador rápido ante distintas perturbaciones de tensión. La gráfica superior de cada imagen representa la tensión de entrada y la inferior la tensión de salida, con escala de 100 V/div. (Continuación)

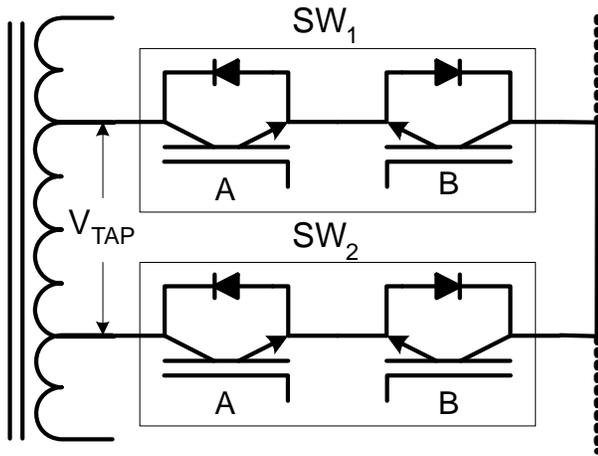


Fig. 15. Esquema de los interruptores en el regulador rápido con conmutación seminatural.

swells, flicker y distorsión armónica (en este caso sólo fue posible corregir el tercer armónico).

C. Reguladores Rápidos con conmutación seminatural

El esquema conmutación dura utiliza bobinas para limitar la sobrecorriente durante los cambios de taps, esto tiene como consecuencia que no sea lo suficiente rápido para ciertas aplicaciones como la corrección de armónicos de mayor orden (hay que esperar varios cientos de microsegundos para desmagnetizar la bobina antes de cambiar de tap). Se ha propuesto el uso de la conmutación seminatural, con el fin de realizar este proceso de una manera más rápida y eliminando el uso de las bobinas de limitación. En la figura 15 se observa el arreglo de los interruptores, si se conoce la tensión entre taps, es posible realizar la conmutación mediante una secuencia apropiada, sin que exista corriente de cortocircuito. Por lo tanto, este tipo de arreglo de interruptores se puede utilizar en los reguladores rápidos, con el fin de disminuir aun más el

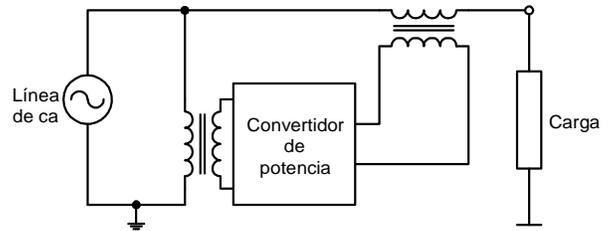


Fig. 16. Esquema básico de regulador automático de tensión.

tiempo de respuesta y corregir las perturbaciones de tensión ya comentadas, incluyendo armónicos de mayor orden.

D. Reguladores Automáticos de Tensión

Con el propósito de reducir el tiempo de respuesta de los reguladores, se han propuesto otros esquemas en [14]-[17], los cuales utilizan técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM), además de dispositivos de potencia modernos, tales como el transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT). Dichos convertidores han sido denominados reguladores automáticos de tensión (automatic voltage regulators, AVR) o acondicionadores de línea de CA (ac line conditioner).

El esquema básico de estos convertidores se muestra en la figura 16. Aunque los reguladores automáticos de tensión presentan claras ventajas frente a los esquemas clásicos, utilizan una topología diferente a los reguladores clásicos, por lo que la sustitución de éstos no se puede realizar de manera directa por un regulador rápido de taps.

IV. CONCLUSIONES

El propósito del presente artículo ha consistido en mostrar el panorama actual en el área de reguladores de voltaje, desde los equipos clásicos, hasta los esquemas modernos, utilizados para corregir problemas en el rango de baja tensión.

Se han presentado las principales perturbaciones de tensión presente en el sistema de alimentación de energía eléctrica, haciendo énfasis en el tema de regulación tensión. A este respecto se ha mostrado un panorama general de los equipos reguladores utilizados para mantener la tensión en un rango de variación muy pequeño, los cuales incluyen los equipos clásicos, como el ferorrresonante, con autotransformador y el regulador electrónico de taps. Asimismo, se ha mostrado otro tipo de equipos, como el regulador automático de tensión.

Se ha presentado la tendencia actual en la investigación, en lo que respecta a los reguladores rápidos de tensión, los cuales presentan mejores características que los equipos actuales, pudiendo corregir las perturbaciones rápidas de tensión, como sags, swells, flicker y distorsión armónica. Se muestran los principales resultados mostrados en otras referencias. Además se comenta sobre los nuevos esquemas que proponen utilizar la conmutación seminatural, para realizar los saltos de taps.

REFERENCIAS

- [1] *ANSI Standard C84.1-1982, American National Standard for Electric Power Systems and Equipment – Voltage Ratings (60 Hz)*.
- [2] R. C. Dugan, et al, *Electric Power Quality*, McGraw Hill, New York, 1996.
- [3] S. Martínez, *Alimentación de Equipos Informáticos y Otras Cargas Críticas*, McGrawHill, Madrid, 1992
- [4] S. Martínez, “Estabilizadores de CA por Pasos con Intensidad Compartida”, *Mundo Electrónico*, No. 166, Octubre 1986.
- [5] M. T. Bishop, et al, “Single-Phase Voltage Regulators and Three-Phase Systems”, *IEEE Industry Applications Magazine*, Jul/Ago 1996.
- [6] G. Musgrave y D. O’Kelly, “Improvement of Power System Transmission by Solid-State Techniques”, *Power Electronics, Power Semiconductors and their Applications IEE Conference*, December 1974, pp. 228-233.
- [7] G. Villegas, et al., “Quasi-Resonant Fast On-Load Two Tap Changing Stabilizer, towards the ac soft switching”, *VI IEEE International Power Electronics Congress, CIEP 98*, Morelia, October 1998.
- [8] J. Vaquero, et al, “Analysis of Fast Onload Multitap-Changing-Clamped-Hard-Switching AC Stabilizers”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 21, No. 2, April 2006.
- [9] J. Vaquero, et al, “Synthesis of Fast Onload Multitap-Changing-Clamped-Hard-Switching AC Stabilizers”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 21, No. 2, April 2006.
- [10] N. Burany, “Safe control of four quadrant switches”, *Industry Applications Society Annual Meeting, IAS’89*, San Diego, USA, October 1-5. 1989.
- [11] J. Campo, et al, “Dual-Tap Chopping Stabilizer With Mixed Seminalural Switching. Analysis and Synthesis”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 20, No. 3, July 2005.
- [12] R. Echavarría, et al, “Analysis and Design of a Quasi-Resonant Fast On-Load Tap Changing Regulator”, *Journal of Circuits, Systems, and Computers*, Vol. 13, No. 4, August 2004.
- [13] R. Echavarría, et al, “Analysis, Design and Implementation of a Fast On-Load Tap Changing Regulator”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No.2, March 2007.
- [14] E. C. Servetas y A. V. Vlachakis, “A New AC Voltage Regulator Using Thyristors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, Vol. IECI-28, No. 2, Mayo 1981.
- [15] D. Vinceti, H. Jin, P. Ziogas, “Design and Implementation of a 25-kVA Three Phase PWM AC Line Conditioner”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 9, No. 4, Julio 1994.
- [16] B.-H. Kwon, J.-H. Youm, J.-H. Choi, “Automatic Voltage Regulator with Fast Dynamic Speed”, *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 146, No. 2, Marzo 1999.
- [17] G. Venkataramanan, B. K. Johnson, A. Sundaram, “An AC-AC Power Converter for Custom Power Applications”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 11, No. 3, Julio 1996.



Rodolfo Echavarría nació en Tampico, Tamaulipas, México. Es Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Ciudad Madero (1991), Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica (1995) y Doctor en Ciencias (2002) por el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET). Ha realizado estancias de investigación doctoral en la UNED de Madrid, España y en la Universidad de Oviedo, en Gijón, España (1997). Ha realizado un Posdoctorado (2003-2004) en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Texas A&M, en College Station, Texas, USA.

De 1995 a 2004 fungió como Profesor-Investigador de tiempo completo en el área de electrónica de potencia del Departamento de Electrónica del CENIDET. De 2005 a 2008 fungió como Gerente de Diseño y Desarrollo de la empresa Enfil de México, trabajando en el diseño y manufactura de equipos reguladores de voltaje de la marca VOGAR®. Actualmente, es Profesor-Investigador de la Universidad Politécnica de Victoria. Sus líneas de investigación son convertidores CA-CA y calidad de la energía eléctrica.



Eduardo Berber nació en Uruapan, Michoacán, México. Es Ingeniero Electricista por la Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo, de Morelia, Michoacán. Se desempeña como Ingeniero de Diseño en la empresa Enfil de México, S.A. de C.V. fabricante de la marca VOGAR® ubicada en Querétaro, Qro. Sus líneas de desarrollo son los reguladores de tensión.

Implementación de la Técnica de Modulación de Vectores Espaciales utilizando un Controlador Digital de Señal dsPIC30F3010

Iribe Q. Víctor, Pérez R. Javier, Beristáin J. José A. y Aganza T. Alejandro

Resumen — En este artículo se plantea el análisis de la técnica de modulación por vectores espaciales (SVM) para generar la señalización de control de un inversor trifásico de dos niveles haciendo pruebas como accionador para un motor de inducción trifásico. La contribución práctica se refleja en la explicación de la implementación de la técnica SVM en un controlador digital de señal dsPIC30F3010 de Microchip desarrollada en lenguaje C. El procedimiento expuesto se puede extender a otro tipo de aplicaciones como: filtros activos, conexión a la red y a modulación de inversores multinivel. Se presentan resultados de la implementación de la técnica de modulación para carga resistiva y motor de inducción trifásico.

Palabras clave — dsPIC30F, inversor trifásico, SVM.

I. INTRODUCCIÓN

Una de las principales aplicaciones de las técnicas de modulación en la electrónica de potencia, es la de generar la señalización requerida para el control de convertidores cd/ca.

En la actualidad existen diferentes tipos de procedimientos de modulación para el control de convertidores cd/ca [1], como son: Modulación por Ancho de Pulso Senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*, SPWM), Modulación por Ancho de Pulso Aleatorio (*Random PWM*), Modulación por Ancho de Pulso con Eliminación Selectiva de Armónicos (*Selected Harmonic Elimination SHEPWM*), Modulación por Vectores Espaciales (*Space Vector Modulation*, SVM), entre otras. Cabe mencionar que algunas son variantes de métodos ya existentes.

Manuscrito recibido el 21 de Noviembre de 2008. Este trabajo fue respaldado por el departamento de Ing. Eléctrica y Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora.

Iribe Q. Víctor egresado de la carrera de Ingeniería en Electrónica del Instituto Tecnológico de Sonora; Tel. Cel: (644) 4301811; e-mail: viribe@hotmail.com.

Pérez R. Javier hasta la fecha se ha desempeñado como Profesor de tiempo completo del Instituto Tecnológico de Sonora en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica; Ave. Antonio Caso S/N Col. Villa ITSON; Ciudad Obregón, Sonora, México; C.P. 85138; C.P. 85130; Tel: (644) 4109000, ext. 101; Fax: (644) 4109001; e-mail: jperez@itson.mx.

Beristáin J. José A. hasta la fecha se ha desempeñado como Profesor de tiempo completo del Instituto Tecnológico de Sonora en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica; Ave. Antonio Caso S/N Col. Villa ITSON; Ciudad Obregón, Sonora, México; C.P. 85138; C.P. 85130; Tel: (644) 4109000, ext. 101; Fax: (644) 4109001; e-mail: bantonio@itson.mx.

Aganza T. Alejandro hasta la fecha se ha desempeñado como profesor auxiliar del Instituto Tecnológico de Sonora; Tel. Cel. (644) 9986168; e-mail: alejandro.aganza@gmail.com.

Dichas técnicas se aplican al control de convertidores cd/ca monofásicos, trifásicos y que pueden ser de dos niveles o multinivel.

Con el desarrollo de nuevos dispositivos digitales como son el Microcontrolador (MCU), el Controlador Digital de Señal (DSC), el Procesador Digital de Señal (DSP), etc. Es posible implementar dichas técnicas de forma sencilla, ya que cuentan con una gran capacidad de procesamiento que permiten realizar operaciones complejas en tiempos sumamente reducidos, todo esto con un simple circuito o módulo de desarrollo, ahorrándose así tiempo, costo y circuitería.

En este artículo se expone el análisis matemático de la técnica SVM y se describe el método a seguir para su implementación utilizando un DSC modelo dsPIC30F3010 de Microchip. El programa descrito en el procedimiento se desarrolló en lenguaje C, por ser un lenguaje de nivel medio que permite realizar operaciones complejas de forma simple. Debido a la versatilidad con la que cuentan los dispositivos de Microchip es posible reproducir el programa en cualquier modelo que pertenezca a la familia dsPIC30F cuya aplicación sea la de control de motores.

II. MODULACIÓN POR VECTORES ESPACIALES

La técnica de modulación por ancho de pulso de vectores espaciales trabaja al inversor como una unidad y se basa en el hecho de que un solo vector es capaz de representar las tres fases de un sistema trifásico, este vector se crea a partir de los tiempos de trabajo de los estados de conmutación del inversor.

Esta técnica ha sido presentada en diversos trabajos de investigación con diferentes aplicaciones [2]-[4]. En este artículo se presenta la implementación de la técnica haciendo uso de dispositivos digitales de bajo costo como lo son los DSC.

A. Representación vectorial de magnitudes eléctricas trifásicas.

Un sistema compuesto con tres funciones arbitrarias muy similar al de los voltajes de fase de un sistema trifásico, que cumplan con la ecuación (1), es posible representarlas en un espacio bidimensional, es decir, hacer una proyección de un plano de tres dimensiones $a-b-c$ a uno de dos dimensiones $x-y$, como se ve en la figura 1. Esto es posible siempre y cuando se cumplan con dos condiciones: la primera es que uno de los ejes del espacio de tres

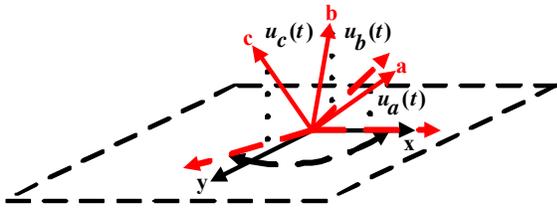


Fig. 1. Sistema compuesto por tres funciones arbitrarias.

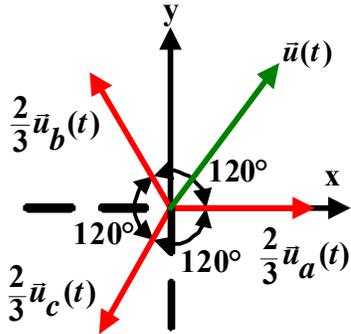


Fig. 2. Sistema de tres funciones proyectado en un sistema de dos dimensiones x-y.

dimensiones se proyecte sobre uno de los ejes del plano de dos dimensiones, y la segunda es que exista una separación de 120° entre cada eje ya proyectado en el plano de dos dimensiones, como se observa en la figura 2.

$$u_a(t) + u_b(t) + u_c(t) = 0 \quad (1)$$

El valor del vector $\vec{u}(t)$ es el resultado de la suma de los tres vectores desfasados entre sí, éste queda expresado en notación compleja como:

$$\vec{u}(t) = \frac{2}{3} \left[\vec{u}_a + \vec{u}_b e^{j(2/3)\pi} + \vec{u}_c e^{-j(2/3)\pi} \right] \quad (2)$$

Donde 2/3 un factor de escala. Desarrollando la ecuación (2) se encuentran sus componentes reales e imaginarios en el dominio x-y, estos se pueden representar tal que:

$$\vec{u}(t) = \vec{u}_x + j\vec{u}_y \quad (3)$$

De las ecuaciones (2) y (3) se puede obtener su representación matricial de coordenadas de los ejes a-b-c a los ejes x-y, como:

$$\begin{pmatrix} \vec{u}_x \\ \vec{u}_y \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{u}_a \\ \vec{u}_b \\ \vec{u}_c \end{pmatrix} \quad (4)$$

Para la transformación de los ejes x-y a los ejes $\alpha - \beta$ es necesario girar con una velocidad angular ω . Esto se obtiene girando ωt los ejes x-y como se ve en la figura 3 de acuerdo a la ecuación (5).

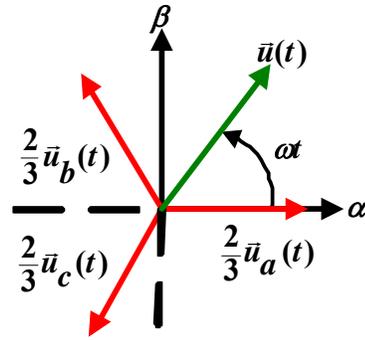


Fig. 3. Aplicación de la transformada $\alpha - \beta$ a un sistema x-y.

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\frac{\pi}{2} + \omega t\right) \\ \sin(\omega t) & \sin\left(\frac{\pi}{2} + \omega t\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_x \\ u_y \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_x \\ u_y \end{pmatrix} \quad (5)$$

Si se consideran los voltajes trifásicos u_a, u_b y u_c con valor pico V_m , se escriben las ecuaciones (6), (7) y (8).

$$u_a = V_m \sin(\omega t) \quad (6)$$

$$u_b = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \quad (7)$$

$$u_c = V_m \sin(\omega t + 2\pi/3) \quad (8)$$

Sustituyendo las ecuaciones (6), (7) y (8) en la ecuación (2), se obtiene la representación del vector $\vec{u}(t)$ como:

$$\vec{u}(t) = V_m e^{j\omega t} \quad (9)$$

El cual es un vector de magnitud V_m que gira con rapidez constante ω , en radianes por segundo.

Esto quiere decir que con un vector es posible representar los voltajes de fase de un inversor trifásico.

B. Técnica de modulación de vectores espaciales, SVM [5].

En el inversor trifásico de la figura 4 se tienen 8 posibles estados de conmutación, cada transistor S_1, S_2, S_3, S_4, S_5 y S_6 se puede considerar como un interruptor que cuando está abierto causa un estado lógico de 0, $S_n = 0$, y cuando está cerrado un 1, $S_n = 1$, donde $n = 1, 2, \dots, 6$. Tomando en cuenta como interruptores principales a S_1, S_3 y S_5 se encuentran ocho estados de conmutación, donde cada una de las combinaciones se puede representar en forma vectorial como $\vec{v}_x = (S_1 S_3 S_5)$, donde $x = 0, 1, 2, \dots, 7$. Existen dos vectores denominados vectores nulos \vec{v}_0 y \vec{v}_7 donde los transistores S_1, S_3 y S_5 se encuentran todos abiertos

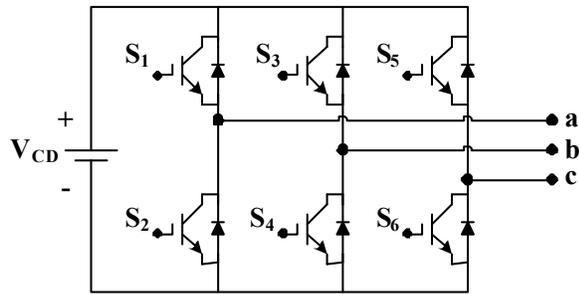


Fig. 4. Inversor trifásico de dos niveles alimentado en tensión.

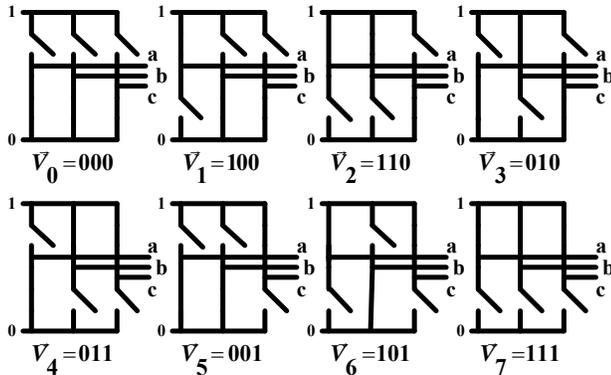


Fig. 5. Estados de conmutación de un inversor trifásico representados en forma de vectores.

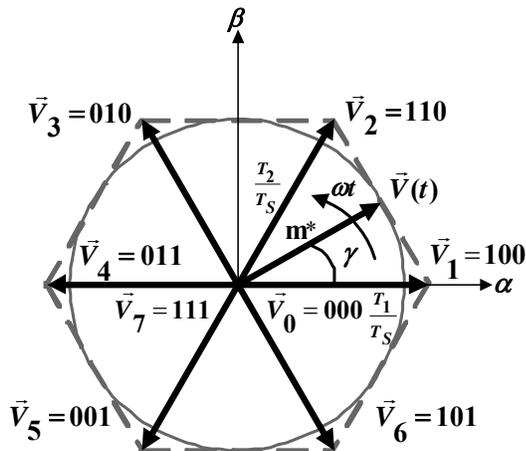


Fig. 6. Diagrama vectorial de los ocho vectores obtenidos a partir de los estados de conmutación del inversor trifásico.

$\vec{v}_0 = (000)$ o todos cerrados $\vec{v}_7 = (111)$, el resto de los vectores se denominan vectores activos. En la figura 5 se muestran los ocho estados de conmutación del inversor trifásico, representados en forma vectorial.

A partir de los ocho vectores disponibles se traza el diagrama vectorial de la figura 6, donde existe una separación de 60° entre cada vector para cubrir un espacio de 360° en partes iguales.

El vector de salida $\vec{v}(t)$ es la suma del total de vectores tal que:

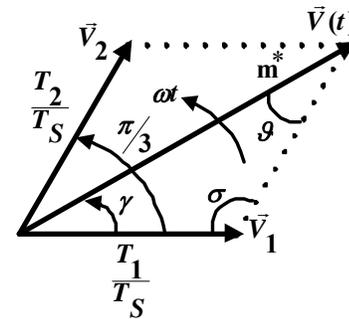


Fig. 7. Sector 1 del diagrama vectorial.

$$\vec{v}(t) = \frac{T_0}{T_S} \vec{v}_0 + \frac{T_1}{T_S} \vec{v}_1 + \dots + \frac{T_7}{T_S} \vec{v}_7 \quad (10)$$

Donde los tiempos de encendido de los vectores $\vec{v}_0, \vec{v}_1, \dots, \vec{v}_7$, son $T_0, T_1, \dots, T_7 \geq 0$ y $\sum_{x=0}^7 T_x = T_S$ y T_S es el periodo de conmutación.

Como se ve en la ecuación (10), el vector $\vec{v}(t)$ tiene infinito número de representaciones usando los vectores $\vec{v}_0, \vec{v}_1, \dots, \vec{v}_7$, con el fin de reducir el número de conmutaciones y de obtener el voltaje máximo de línea en la carga, se usa la técnica de representar el vector $\vec{v}(t)$ usando los dos vectores activos adyacentes más cercanos y los dos vectores nulos \vec{v}_0 y \vec{v}_7 en cualquier sector.

Por ejemplo si el vector $\vec{v}(t)$ se encuentra en el sector 1, en un intervalo de conmutación, el vector puede ser expresado como:

$$\vec{v}(t) = \frac{T_1}{T_S} \vec{v}_1 + \frac{T_2}{T_S} \vec{v}_2 + \frac{T_7}{T_S} \vec{v}_7 + \frac{T_0}{T_S} \vec{v}_0 \quad (11)$$

Donde $T_7 = T_0 = (T_S - T_1 - T_2)/2 \geq 0$.

De la figura 6 se obtiene la figura 7, donde aplicando la Ley de Senos se calculan los tiempos T_1 y T_2 tal que:

$$\frac{T_2}{T_S} \frac{1}{\text{sen} \gamma} = \frac{m^*}{\text{sen} \sigma} = \frac{T_1}{T_S} \frac{1}{\text{sen} \vartheta} \quad (12)$$

Calculando los valores de los ángulos σ y ϑ como:

$$\sigma = \pi - \frac{\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \quad (13)$$

$$\vartheta = \pi - \frac{2\pi}{3} - \gamma = \frac{\pi}{3} - \gamma \quad (14)$$

TABLA I. ECUACIONES DE LOS TIEMPOS DE ENCENDIDO DE LOS VECTORES PARA CADA SECTOR

Sector 1 ($0 \leq \omega t \leq \pi/3$)	Sector 2 ($\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$)
$T_1 = \sqrt{3}/2 m T_S \cos(\omega t + \pi/6)$	$T_2 = \sqrt{3}/2 m T_S \cos(\omega t + 11\pi/6)$
$T_2 = \sqrt{3}/2 m T_S \cos(\omega t + 3\pi/2)$	$T_3 = \sqrt{3}/2 m T_S \cos(\omega t + 7\pi/6)$
$T_0 = T_7 = (T_S - T_1 - T_2)/2$	$T_0 = T_7 = (T_S - T_2 - T_3)/2$
Sector 3 ($2\pi/3 \leq \omega t \leq \pi$)	Sector 4 ($\pi \leq \omega t \leq 4\pi/3$)
$T_3 = \sqrt{3}/2 m T_S \cos(\omega t + 3\pi/2)$	$T_4 = \sqrt{3}/2 m T_S \cos(\omega t + 7\pi/6)$
$T_4 = \sqrt{3}/2 m T_S \cos(\omega t + 5\pi/6)$	$T_5 = \sqrt{3}/2 m T_S \cos(\omega t + \pi/2)$
$T_0 = T_7 = (T_S - T_3 - T_4)/2$	$T_0 = T_7 = (T_S - T_4 - T_5)/2$
Sector 5 ($4\pi/3 \leq \omega t \leq 5\pi/3$)	Sector 6 ($5\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi$)
$T_5 = \sqrt{3}/2 m T_S \cos(\omega t + 5\pi/6)$	$T_6 = \sqrt{3}/2 m T_S \cos(\omega t + \pi/2)$
$T_6 = \sqrt{3}/2 m T_S \cos(\omega t + \pi/6)$	$T_1 = \sqrt{3}/2 m T_S \cos(\omega t + 11\pi/6)$
$T_0 = T_7 = (T_S - T_5 - T_6)/2$	$T_0 = T_7 = (T_S - T_6 - T_1)/2$

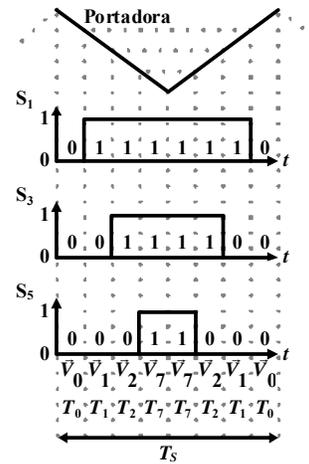


Fig. 8. Secuencia de conmutación para el Sector 1.

Sustituyendo las ecuaciones (13) y (14) en la ecuación (12) se obtiene la ecuación (15).

$$\frac{T_2}{T_S} \frac{1}{\text{sen} \gamma} = \frac{m^*}{\text{sen}(2\pi/3)} = \frac{T_1}{T_S} \frac{1}{\text{sen}(\pi/3 - \gamma)} \quad (15)$$

De la ecuación (15) se despeja T_1 y T_2 tal que:

$$T_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* T_S \text{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \omega t\right) = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* T_S \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (16)$$

$$T_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* T_S \text{sen}(\omega t) = \frac{2}{\sqrt{3}} m^* T_S \cos\left(\omega t + \frac{3\pi}{6}\right) \quad (17)$$

Por lo tanto:

$$T_0 = T_7 = (T_S - T_1 - T_2)/2 \quad (18)$$

Donde $2\pi f \leq \omega t = \gamma \leq 2\pi f + \pi/3$, $m^* = 3/4 m$ [5] es el índice de modulación del vector $V(t)$, m es el índice de modulación para la región lineal representada por el círculo inscrito en el hexágono mostrado en la figura 6, definido de 0 a 1 y T_S el período de conmutación. Para la obtención de los tiempos en el resto de los sectores se sigue el mismo procedimiento, las fórmulas de los tiempos ya calculados se ven en la Tabla I.

Siguiendo con el ejemplo del sector 1, una vez obtenidos los tiempos de encendido T_1 , T_2 , T_0 y T_7 de los vectores $\vec{V}_1 = 100, \vec{V}_2 = 110, \vec{V}_0 = 000$ y $\vec{V}_7 = 111$, con base en los interruptores superiores S_1, S_3 y S_5 , la secuencia de conmutación se muestra en la figura 8.

En la figura 9 se ven la secuencia de conmutación de los vectores $\vec{V}_0, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_7$ para cada uno de los seis sectores, con base en los interruptores superiores S_1, S_3 y S_5 .

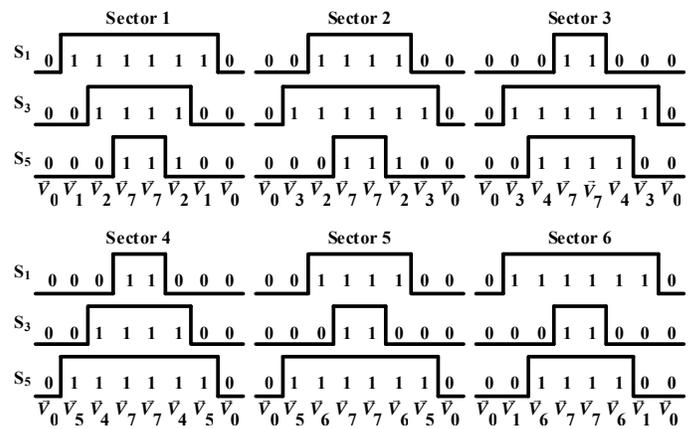


Fig. 9. Secuencia de conmutación de los vectores para los seis sectores.

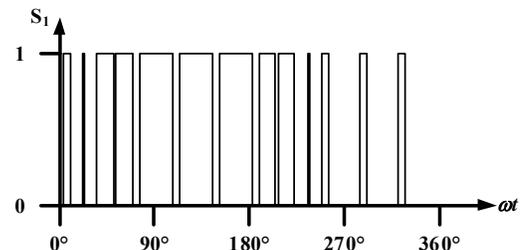


Fig. 10. Forma de onda característica de modulación del interruptor S_1 .

La forma de onda de modulación del interruptor S_1 , característica de la SVM se presenta en la figura 10.

Para la implementación digital de la técnica sirve tomar en cuenta que si se calculan los tiempos de conmutación de cada sector se obtiene los mismos resultados, es decir, en el sector 1 T_1, T_2, T_0 y T_7 tendrán los mismos valores que T_2, T_3, T_0 y T_7 del sector 2 en el orden que se mencionan y así sucesivamente para el resto de los sectores. En base a esto, sólo es necesario programar las fórmulas de un sector cualquiera (siempre y cuando se evalúe en el intervalo de tiempo que le corresponda) y se podrá implementar la técnica SVM. El código desarrollado en este artículo se basa

en este hecho para su implementación, haciendo uso sólo de las fórmulas del sector 1.

C. Implementación

Para la implementación se toman como guía los siguientes pasos:

- Elección del dispositivo a utilizar.
- Elección del programa y el compilador.
- Elección del lenguaje en el cual se hace el programa.
- Desarrollo y explicación del programa.
- Implementación del circuito.

El dispositivo que se utiliza es un controlador digital de señal (DSC) modelo dsPIC30F3010 de 16 bits de Microchip [7] y [8]. Entre sus características principales se observan una velocidad de operación hasta 30 MIPS (*Millions Instruction per Second*), un módulo PWM que genera 6 salidas, cada una con un registro independiente de ciclo útil y con posibilidad de generar tiempo muerto entre pares de salidas cuando se trabajan las 6 salidas en modo complementario y un módulo ADC de 6 canales de conversión con resolución de 10 bits.

La edición del programa fuente se realiza en lenguaje C, utilizando el entorno de desarrollo MPLAB v 7.40 y el compilador C30 v1.20 [9], ambos de Microchip.

El programa genera la señalización de control del inversor trifásico (figura 4) utilizando la técnica SVM. Las señales son generadas por las seis salidas del módulo PWM, con la posibilidad de variar el índice de modulación desde 0.5 a 1 y frecuencia de salida de 30 a 60 Hz simultáneamente, utilizando un potenciómetro conectado al canal AN0 del módulo ADC.

El diagrama de flujo del algoritmo empleado para la generación de las señales SVM se muestra en la figura 11, cuya descripción se expone a continuación.

La configuración se especifica para que la frecuencia de trabajo del programa, F_{OSC} , sea 96 MHz; es decir una frecuencia de instrucción, $F_{CY} = 24$ MHz, y un periodo de instrucción, $T_{CY} = 41.66$ ns, utilizando un cristal de 12 MHz en modo HS/2 con PLL de 16x. Realizada la configuración se procede a la declaración de funciones y variables globales utilizadas en el transcurso de la aplicación.

Paso seguido se realiza la configuración del módulo convertidor analógico-digital (ADC), la cual consiste en establecer el canal AN0 como entrada análoga, el resto como entradas o salidas del mismo puerto como de propósito general, el voltaje de referencia positivo es igual a AV_{DD} y el negativo igual a AV_{SS} , el dato de salida tiene un formato entero de 10 bits y los bits del reloj de conversión están en 9, el tiempo de adquisición establecido, T_{AD} , fue de 200 ns.

De forma similar se configura el módulo PWM para generar una señal con una frecuencia, F_{PWM} , de 10 kHz, se habilitan las 6 salidas del módulo alineadas al centro y en modo complementario con un tiempo muerto de 2 μ s entre cada par de salidas PWM. Las salidas están controladas por la comparación del registro PTMR con el PTPER y la actualización de los ciclos útiles se hace inmediatamente después de cargado el valor y de manera simultánea a través

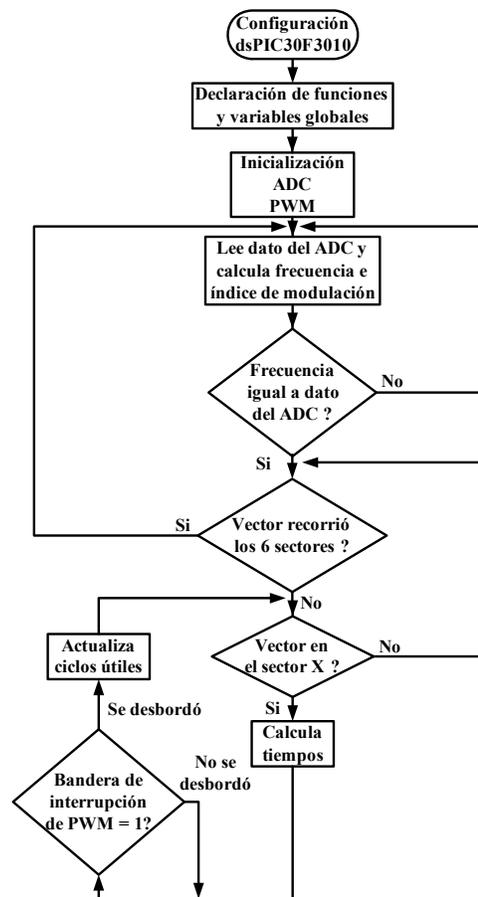


Fig. 11. Diagrama de flujo del programa de implementación de la técnica SVM.

del programa. La resolución para los registros de ciclo útil es de 11.228 bits, es decir se tiene una variación de 0 a 2398 valores para incrementos del ciclo útil, para las frecuencias de trabajo del controlador y de PWM establecidas.

La frecuencia del PWM se controla mediante la comparación entre el registro contador PTMR y el registro PTPER. El valor a cargar en el registro PTPER, el cual determina la frecuencia de salida de la señal PWM, se determina por la ecuación (20):

$$PTPER = \frac{F_{CY}}{F_{PWM} (\text{Prescalador del PTMR})} - 1 \quad (20)$$

Para el tiempo muerto se tiene el registro DT, el valor a cargar en el registro se determina por la ecuación (21):

$$DT = \frac{\text{Tiempo muerto}}{(\text{Valor del prescalador}) T_{CY}} \quad (21)$$

Los registros de ciclo útil son PDC1, PDC2 y PDC3 y la resolución a utilizar en estos registros se calcula mediante la ecuación (22). El registro PDC1 controla las salidas PWM1L/1H, el PDC2 las salidas PWM2L/2H y el PDC3 las salidas PWM3L/3H.

```

void SVM(void) {
    while (1) {
        F = ADC_Dato;
        m = (F*1)/60.0;
        wtp = 2*3.141592654*F;
        tf = (1.0/F)*.16666666;
        T3p2 = 1199;
        while(F == ADC_Dato) {
            Calcula();
            ADC_Lectura();
        }
    }
}

```

Fig.12. Rutina principal de la técnica SVM nombrada 'void SVM(void)'.

$$\text{Resolución} = \frac{\log\left(\frac{2 T_{PWM}}{T_{CY}}\right)}{\log(2)} - 1 \quad (22)$$

Una vez realizadas las configuraciones pertinentes se procede a realizar el algoritmo de modulación, cuyo primer paso consiste en realizar la lectura y conversión del canal analógico AN0 del convertidor ADC, obtenido el valor se ajusta para que el mismo quede en un rango de 30 a 60, dado que la frecuencia fundamental de salida se definió en este rango. El valor obtenido se compara con el anterior, si no son iguales se recalculan los valores de frecuencia de salida, índice de modulación en amplitud, tiempo de duración de cada sector y los ciclos útiles para cada par de salidas. De ser iguales se procede a verificar si se realizó el recorrido completo de los sectores para verificar si se ha finalizado el recorrido, de ser así el proceso vuelve a iniciarse, de lo contrario continua hasta su totalidad para después volver a iniciar.

Es importante mencionar que el procedimiento de cálculos y actualización de ciclos útiles debe realizarse en un tiempo menor al de un periodo de conmutación de la señal PWM, es decir, sólo se dispone de 100 μ s para realizar ambas operaciones. En la figura 12, se muestra el código fuente que realiza la rutina principal del algoritmo SVM.

Del diagrama de flujo (figura 11) se puede observar, como se mencionó anteriormente, que en caso de que se realice un cambio en el valor de la frecuencia de salida deseada o que se hayan terminado de recorrer todos los sectores; es necesario realizar el cálculo de los tiempos de encendido y apagado de cada transistor, frecuencia de giro del vector de referencia, así como de su tiempo en cada sector. El cálculo de los ciclos útiles corresponde a la implementación en programa de las ecuaciones (16), (17) y (18) del sector 1, ya que los sectores restantes se obtienen a partir de este, en función del sector en que se encuentre el vector de referencia, sin necesidad de realizar los cálculos de manera individual para cada sector. En la figura 13 se muestra el código que realiza el cálculo de los ciclos útiles y la actualización de los mismos.

Cabe mencionar que el cálculo de la función Coseno, no se realiza a través de la operación definida matemáticamente en el compilador de lenguaje C; si no que hace uso de una

```

void Calcula(void) {
    S = 1;
    while(S <= 6) {
        t = 0;
        while(t <= tf) {

            wt0 = wtp*t;

            wt = wt0 + (3.141592654/6);
            wt = wt*100;
            Coseno(wt);
            T1 = 23980000*.866025403*.0001*rcos*m;

            wt = (1.570796327 - wt0)*100;
            Coseno(wt);
            T2 = 23980000*.866025403*.0001*rcos*m;

            T3p = (T1 + T2)/2;
            T3 = T3p2 - T3p;

            PWMCON2bits.UDIS = 1;
            switch (S) {
                case (1):
                    PDC1 = (T1 + T2 + T3);
                    PDC2 = (T2 + T3);
                    PDC3 = (T3);
                    break;
                case (2):
                    PDC1 = (T1 + T3);
                    PDC2 = (T1 + T2 + T3);
                    PDC3 = (T3);
                    break;
                case (3):
                    PDC1 = (T3);
                    PDC2 = (T1 + T2 + T3);
                    PDC3 = (T2 + T3);
                    break;
                case (4):
                    PDC1 = (T3);
                    PDC2 = (T1 + T3);
                    PDC3 = (T1 + T2 + T3);
                    break;
                case (5):
                    PDC1 = (T2 + T3);
                    PDC2 = (T3);
                    PDC3 = (T1 + T2 + T3);
                    break;
                case (6):
                    PDC1 = (T1 + T2 + T3);
                    PDC2 = (T3);
                    PDC3 = (T1 + T3);
                    break;
                default:
                    break;
            }

            PTCNbits.PTEN = 1;
            while (IFS2bits.PWMIF == 0) {
                asm("nop");
            }
            PWMCON2bits.UDIS = 0;

            IFS2bits.PWMIF = 0;
            t = t + .0001;
        }
    }
    return;
}

```

Fig. 13. Segunda parte de la rutina nombrada 'void Calcula(void)'.

tabla de valores previamente calculados, los cuales se eligen de acuerdo al valor asignado a una variable, esto para disminuir el tiempo de procesamiento del cálculo de los

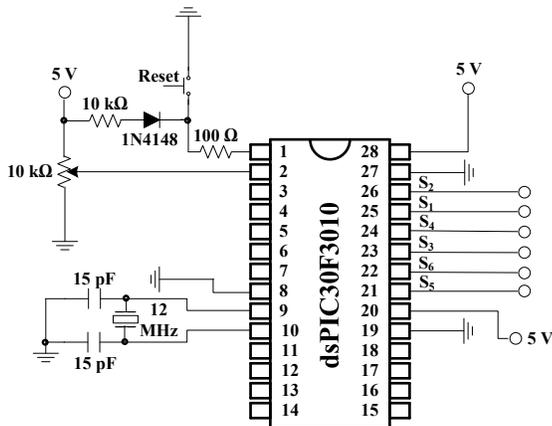


Fig. 14. Circuito implementado para la técnica SVM.

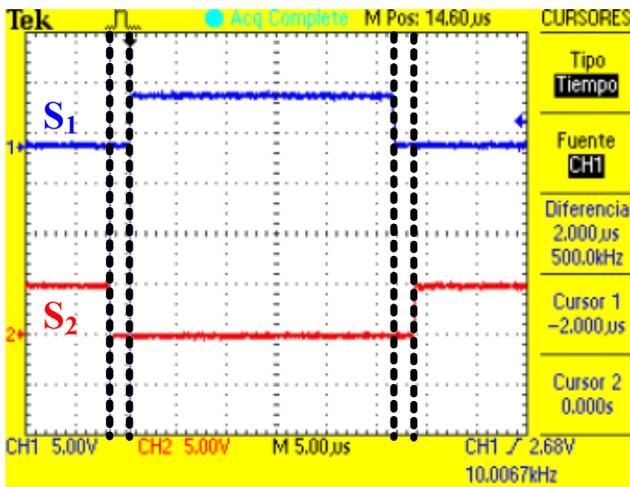


Fig. 15. Señales de disparo complementadas y con tiempo muerto de 2 µs, para los transistores S1 y S2 de una rama del inversor trifásico.

ciclos útiles y actualización en un tiempo menor a 100 µs y como consecuencia poder obtener la frecuencia PWM establecida de 10 kHz.

El diagrama esquemático del circuito del controlador digital de señales, implementado para la modulación SVM se muestra en la figura 14, donde a través de un potenciómetro conectado a la entrada analógica AN0 se selecciona el índice de modulación en amplitud y frecuencia de salida.

III. RESULTADOS

Las imágenes se midieron utilizando un osciloscopio digital Tektronix modelo TDS2024 [10].

Lo primero que se verifica de las señales generadas por el módulo PWM, es que sean complementarias y que exista un tiempo muerto entre cada par de las salidas PWM. La figura 15 muestra las señales generadas por el módulo PWM de los pines PWM1H y PWM1L correspondientes a los transistores S1 y S2 de un inversor trifásico (figura 4), en donde se observa que las señales se encuentran complementadas y que existe un tiempo muerto de 2 µs en el flanco de subida y en el flanco de bajada.

En la figura 16 se muestran las señales generadas por el módulo PWM de los pines PWM1H, PWM2H y PWM3H,

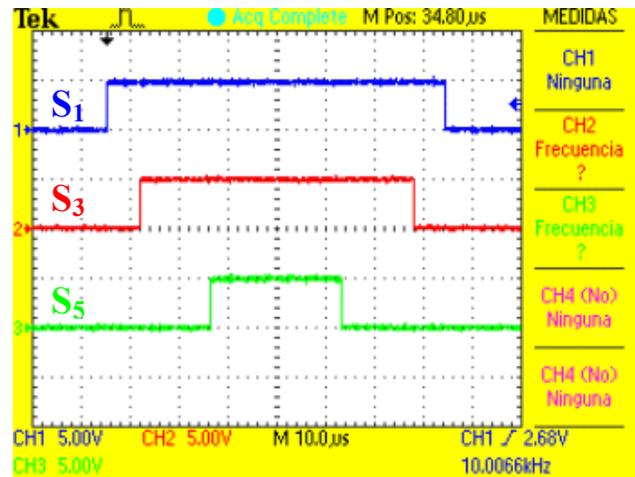


Fig. 16. Secuencia de conmutación del sector 1.

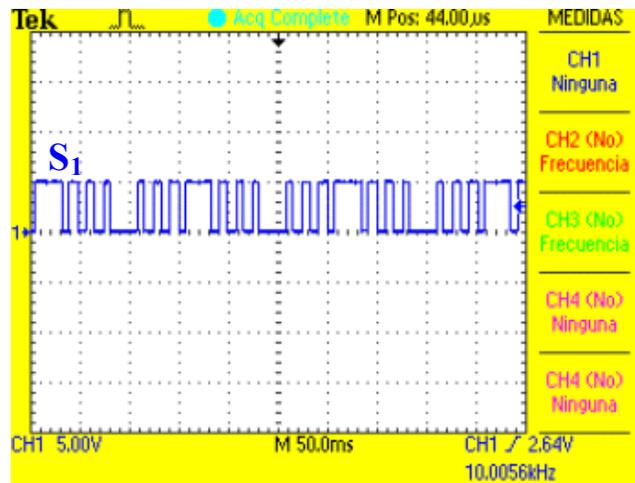


Fig. 17. Forma de onda correspondiente para el interruptor S1 del inversor trifásico.

correspondientes a los transistores superiores S1, S3 y S5 de un inversor trifásico (figura 4), en donde se observa la secuencia de conmutación generada para el sector 1, correspondiente con la secuencia de conmutación de la figura 9.

La forma de onda de modulación característica de la técnica SVM, vista en la salida PWM1H correspondiente al transistor superior S1 del inversor trifásico (figura 4) puede verse en la figura 17.

Una vez comprobado que la señalización es la correcta, se varió el índice de modulación e índice de frecuencia utilizando el potenciómetro de 10 kΩ conectado al pin 2 (figura 12).

La figura 18 muestra las señales generadas por el módulo PWM, vistas en los pines PWM1H, PWM2H y PWM3H correspondientes a los transistores superiores S1, S3 y S5, para una frecuencia de salida de 30 Hz y un índice de modulación de 0.5. La figura 19 muestra la señal de salida de 30 Hz, ésta se obtiene de restar S1 menos S3 lo cual es similar a medir el voltaje de fase a fase en un inversor trifásico.

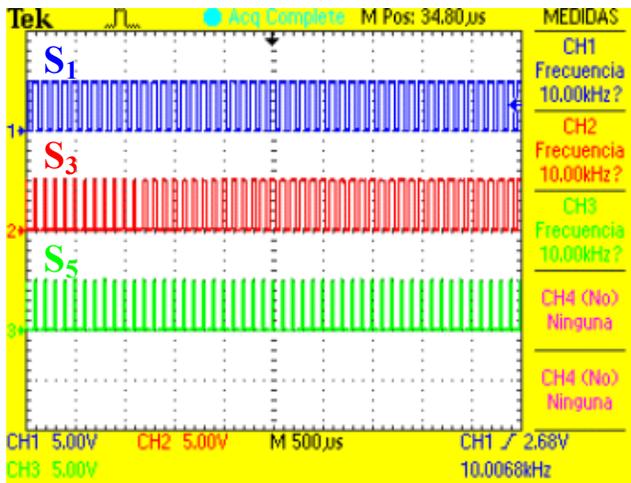


Fig. 18. Señales obtenidas para una frecuencia de salida de 30 Hz y un índice de modulación de .5. Señales correspondientes a los transistores superiores S_1 , S_3 y S_5 .

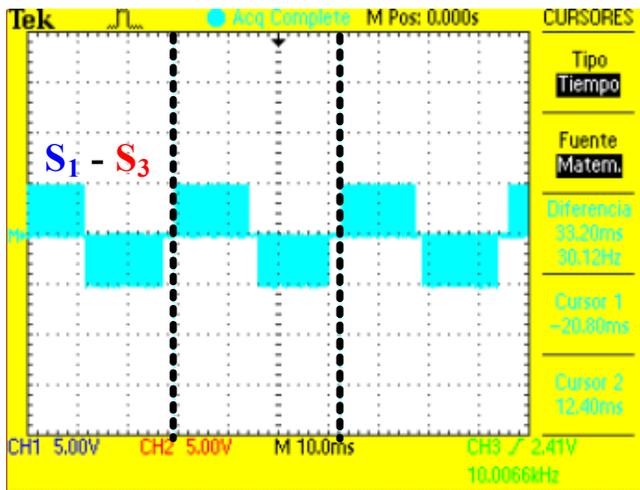


Fig. 19. Señal obtenida al restar S_1 y S_3 para una frecuencia de salida de 30 Hz y un índice de modulación de 0.5.

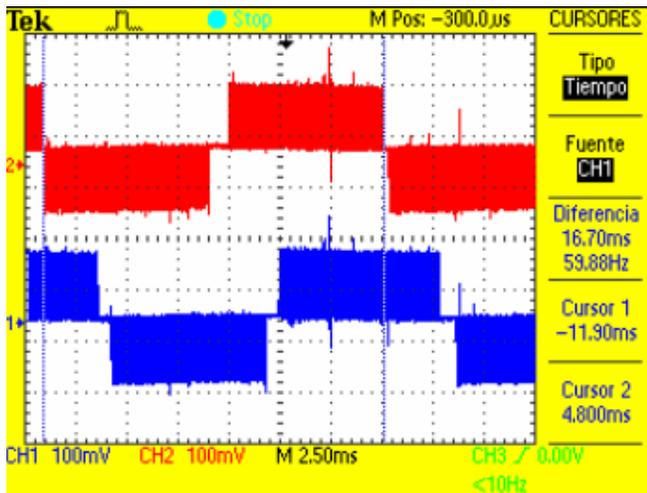


Fig. 20. Señales obtenidas de los voltajes de línea V_{AB} y V_{BC} para una frecuencia de salida de 60 Hz y un índice de modulación de 0.8.

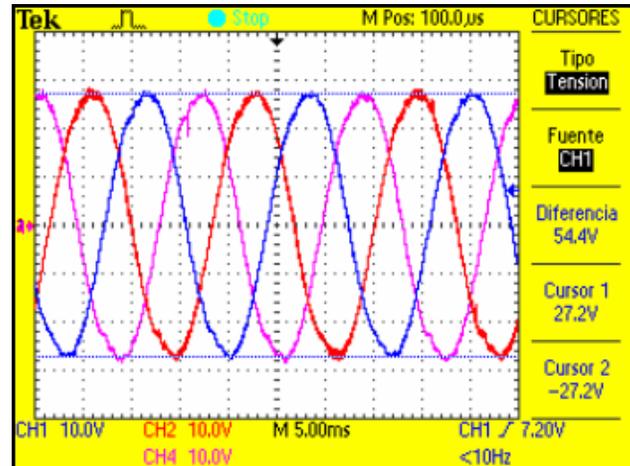


Fig. 21. Señales de Voltaje de línea V_{AN} , V_{BN} y V_{CN} en los devanados del motor trifásico para una frecuencia de salida de 60 Hz y un índice de modulación de 0.8

Como aplicación de la implementación de la técnica de modulación presentada en este trabajo se alimentó un motor de inducción trifásico jaula de ardilla de 1/3 HP; en la figura 20 se muestran los voltajes de línea V_{AB} y V_{BC} de salida del inversor trifásico sin filtrado, estas mediciones se realizaron utilizando un módulo de aislamiento con atenuación de 1000. La figura 21 muestra los voltajes en cada uno de los devanados del motor trifásico.

IV. CONCLUSIONES

En este artículo se presentó la implementación digital de la técnica de modulación en vectores espaciales en un inversor trifásico de dos niveles y su aplicación a cargas resistivas e inductivas.

En cuanto a la implementación, la técnica SVM es sumamente sencilla debido a que las ecuaciones que la rigen son simplemente programadas en algún lenguaje de nivel medio como el lenguaje 'C'. Se puede utilizar cualquier dispositivo capaz de generar señales PWM. La recomendación principal es usar dispositivos que tengan alta velocidad de procesamiento, si se necesita aplicar técnicas de control y alcanzar frecuencias de conmutación más elevadas. Si no se cuenta con dispositivos de alta velocidad en procesamiento, se recomienda verificar los tiempos de los programas realizados y verificar que el tiempo de cálculo de los ciclos útiles no consuma más tiempo que el período de conmutación de un ciclo del PWM.

Se realizaron pruebas con cargas resistivas e inductivas que corroboran la aplicación de la teoría expuesta de la técnica SVM

RECONOCIMIENTOS

Un especial agradecimiento a los tesisistas Emma María Ochoa Bojórquez y Salomón Castro Cota, por su ayuda durante la realización de este proyecto.

REFERENCIAS

- [1] Muhammad H. Rashid, *Electrónica de potencia. Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*, Editorial Pearson Educación, Segunda edición, 1995.
- [2] H. W. Van de Broeck, H. C. Skudenly y G. V. Stanke, "Analysis and realization of a pulse-wide modulator based on voltage space vectors", *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. 24, No. 1, enero/febrero, 1988, pp. 142-150.
- [3] A. Trzynadlowski, R. Kirlin, and S. Legowski, "Space Vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 44, No. 2, 1997, pp. 173-181.
- [4] Gupta, A.K.; Khambadkone, A.M., "A Space Vector PWM Scheme for Multilevel Inverters Based on Two-Level Space Vector PWM", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 5, Oct. 2006 pp. 1631 – 1639.
- [5] Keliang Zhou and Danwei Wang, Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, february 2002, pp. 186-196.
- [6] Angulo U. José, Etxebarria R. Aritza, Angulo M. Ignacio, Trueba P. Iván, *dsPIC. Diseño práctico de aplicaciones*, Editorial McGraw-Hill, Primera edición en español, 2006.
- [7] Microchip Technology Inc., dsPIC30F3010/3011 Data Sheet, <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70141D.pdf>, consultada en Septiembre de 2007.
- [8] Microchip Technology Inc., dsPIC30F Family Reference Manual, <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70046E.pdf>, consultada en Septiembre de 2007.
- [9] Microchip Technology Inc., 16-Bit Language Tools Getting Started, <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70094D.pdf>, consultada en Septiembre de 2007.
- [10] Tektronix, *Osciloscopio de almacenamiento digital. Series TDS1000 y TDS2000. Manual del usuario.*



Iribe Quintero Víctor, nació el 16 de Diciembre de 1985 en Culiacán, Sinaloa, México. Egresado de la carrera de Ingeniero en Electrónica en el Instituto Tecnológico de Sonora en Mayo de 2007. Sus áreas de interés son: sistemas digitales y electrónica de potencia.



Pérez R. Javier Obtuvo el título de Lic. en electrónica en la Universidad Autónoma de Puebla en 1999, el grado de Maestro en Ciencias en Ing. Electrónica en el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, en Cuernavaca Morelos, en el 2000.

Del 2000 a la fecha labora como profesor de tiempo completo en el Instituto Tecnológico de Sonora, en Ciudad Obregón, Sonora, México. Actualmente se encuentra realizando estudios de doctorado en la Universidad Autónoma de San Luis Potosí en el programa de Maestría y Doctorado en Ingeniería Eléctrica del Centro de Investigación y Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería. Sus áreas de interés son: control automático y electrónica de potencia.



Beristáin J. José Antonio, obtuvo el grado de Maestro en Ciencias en el centro nacional de investigación y desarrollo tecnológico (CENIDET) y el grado de Doctor por la Universidad Politécnica de Cataluña, actualmente labora en el Instituto Tecnológico de Sonora como Maestro-Investigador de tiempo completo.



Aganza T. Alejandro nació el 28 de Marzo de 1983 en Ciudad Obregón, Sonora, México. Obtuvo el grado de Ingeniero en Electrónica con acentuación en Instrumentación y Control en el Instituto Tecnológico de Sonora en Agosto de 2006. Actualmente se desempeña como profesor auxiliar del Instituto Tecnológico de Sonora. Sus áreas de interés son: Convertidores electrónicos de potencia y teoría de control aplicada a los mismos.



RIEE&C

Revista de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación

**AGRADECE AL GRUPO DE REVISORES QUE COLABORARON
EN LA PRESENTE EDICIÓN**

**Armando García Berumen
Cesar Vargas Rosales
Elías José Juan Rodríguez Segura
Ernesto Vázquez Martínez
Jesús Héctor Hernández López
Joaquín Cortez González
José Manuel Campoy Salguero
José Rubén F. Lagunas Jiménez
Luis Miguel Bazdresch Sierra
Michel Marot
Rafael León Velázquez
Raymundo Márquez Borbón
Rodrigo Montiel Uribe
Salvador Ramírez Zavala
Victor Manuel Cárdenas Galindo**



RIEE&C

Revista de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación

INVITACIÓN A FORMAR PARTE DEL COMITÉ REVISOR

El Instituto Tecnológico de Sonora a través del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica pone en marcha la Revista RIEE&C (ISSN: 1870-9532) con el fin de coadyuvar a la difusión científica y cultural en el país en las áreas de Electrónica, Eléctrica y Sistemas Computacionales. RIEE&C es un espacio donde se pueden publicar resultados científicos y de desarrollo tecnológico tanto para investigadores como para estudiantes de nivel superior.

En esta revista se publican artículos de investigación con resultados originales y deseamos que dichos artículos estén sujetos a un estricto arbitraje realizado por investigadores líderes en su especialidad, adscritos a instituciones nacionales y extranjeras. Lo anterior con el objetivo de ser incluida en el índice de revistas reconocidas por el Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, CONACYT.

Por lo anterior le hacemos una cordial invitación para que forme parte del grupo de revisores de la revista RIEE&C. En busca de indexarse, RIEE&C crea un expediente de cada uno de sus revisores, por lo que en caso de aceptar la invitación, se le solicita envíe su currículum vitae así como una copia de la cédula profesional o copia del título del máximo grado académico obtenido. Es importante que su currículum contenga datos como:

- Número de cédula profesional.
- Grado académico.
- Áreas de interés.
- Centro de trabajo.

Estos datos deberán ser enviados a la dirección de correo electrónico rieecandc@itson.mx. También le invitamos a conocer nuestra página electrónica en la dirección <http://www.itson.mx/rieecandc>.

Atentamente

José Antonio Beristáin Jiménez
Editor en Jefe de la RIEE&C
Instituto Tecnológico de Sonora
Departamento de Ing. Eléctrica y Electrónica



RIEE&C

Revista de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación

INFORMACIÓN PARA LOS AUTORES

RIEE&C, Revista de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación (ISSN: 1870-9532) se publica semestralmente. Se aceptan artículos originales en aplicaciones de la ciencia, desarrollo de nueva tecnología o soluciones eficientes de ingeniería, siempre y cuando no hayan sido publicados o estén bajo consideración para publicarse en alguna otra revista.

Todos los documentos deberán enviarse al editor en jefe de RIEE&C, José Antonio Beristáin Jiménez, por e-mail a: rieandc@itson.mx

Los artículos se revisarán por especialistas en el área y dictaminarán si el artículo es apropiado para su publicación. No se deberán enviar manuscritos directamente a los editores asociados.

Los manuscritos enviados por los autores deberán seguir el formato que muestra la guía para el autor, la cual se encuentra en la página de internet <http://www.itson.mx/rieandc>.

Contenido

User Mobility Characterization in Mobile Cellular Systems with Differentiated Quality Coverage Zones.

Vázquez Á. José L., Cruz P. Felipe A., Sánchez L. Rafael and Méndez M. Francisco

1

Reguladores Rápidos de Tensión.

Echevarría Rodolfo y Berber Eduardo

8

Implementación de la Técnica de Modulación de Vectores Espaciales utilizando un Controlador Digital de Señal dsPIC30F3010.

Iribe Q. Victor, Pérez R. Javier, Beristáin J. José A. y Aganza T. Alejandro

16

