



# Modelado de un Recuperador Dinámico de Tensión para el Mejoramiento de la Calidad de la Onda de Tensión

**Omar Pinzón Ardila**

Grupo de Control Industrial. Facultad de Ingeniería Electrónica, Universidad Pontificia Bolivariana, Seccional Bucaramanga, Floridablanca, Santander, 681007 Colombia.

## Resumen

En este artículo se muestra el control de un Recuperador Dinámico de Tensión, DVR de sus siglas en inglés. Para ello inicialmente se modela un sistema de potencia donde se presentan perturbaciones de tensión (huecos de tensión) y se determinan las limitaciones y el comportamiento transitorio del compensador. Para el control del compensador se propone una estructura combinada de dos niveles en cascada a partir de las variables medidas del sistema para mejorar la respuesta transitoria del dispositivo. En este documento también se modelan los retardos inherentes en el sistema de control digital de un DVR. Los sistemas de control digital normalmente tienen un retardo asociado al periodo de muestreo, la frecuencia de conmutación del inversor, el tiempo de medida del sensor, el cálculo de la acción de control, entre otros. Este retardo incrementa la dimensión de las variables de estado del sistema, llevando al sistema de control a una zona de inestabilidad. Con base en este análisis se propone un diseño de los controladores y una estructura del sistema de control. Los resultados obtenidos se validan en simulación utilizando el software PSCAD/EMTDC Versión 4.6 y se muestran en funcionamiento del DVR mediante un prototipo de laboratorio.

**Palabras clave:** *Recuperador Dinámico de Tensión, calidad de energía, huecos de tensión, inversores fuente de tensión, convertidores ac-dc, control de corriente.*

## Modeling of Dynamic Voltage Restorer to Improve The Voltage Quality

### Abstract

This paper shows the modeling and simulation of a Dynamic Voltage Restorer (DVR) to improve the distribution voltage quality. A power system is modeled where voltage disturbances (voltage sags) are present. Transient response and limitations of controller are determined. Controller is designed using a combined structure of two levels in cascade from the system-measured variables to improve the transient response of the device. Delays of the digital control system inherent of DVR also are modeled. Digital control systems usually have an associated delay to the sampling



period, switching frequency of inverter, sensor measurement time, and control action computing, among others. These delays increase the order of system state variables forcing to moving the system to instability region. Therefore a design of controller and a control system structure is proposed. Results are validated in simulation using PSCAD/EMTDC software version 4.6, and compensation of a DVR was tested using a laboratory prototype.

**Keywords:** *Dynamic voltage restorer, power quality, voltage sag, voltage source inverter, ac-dc converter, current control.*

\*Para citar este artículo: Pinzón Ardila O. Modelado de un Recuperador Dinámico de Tensión para el Mejoramiento de la Calidad de la Onda de Tensión. Revista Bistua.2016.14(1):62-90

+ Autor para el envío de correspondencia y la solicitud de las separatas: Omar Pinzón Ardila. Facultad de Ingeniería Electrónica, Universidad Pontificia Bolivariana, Seccional Bucaramanga, Floridablanca, Santander, 681007 Colombia, e-mail: omar.pinzon@upb.edu.co.

Recibido: Septiembre 25 de 2015

Aceptado: Enero 30 de 2016

## Introducción

En los últimos años, las empresas han incrementado su atención en la problemática de la calidad de suministro eléctrico, al igual que los usuarios residenciales y comerciales están exigiendo mejores condiciones en la calidad de la onda de tensión. Actualmente, los sistemas eléctricos cuentan con cargas sensibles de gran capacidad donde las posibilidades de utilizar Sistema de Alimentación Ininterrumpida (UPS de sus siglas en inglés) son inadmisibles, fundamentalmente por los costos derivados de la instalación de equipos de almacenamiento estático o dinámico de energía<sup>1</sup>. Es por ello que en los últimos años ha crecido la necesidad de profundizar en el estudio del Recuperador Dinámico de Tensión (DVR), el cual proporciona una solución más efectiva en cuanto a los costes de inversión<sup>2,3</sup>. El DVR puede implementarse ya sea en niveles de baja tensión (LV)<sup>4,5</sup> o en niveles de media tensión (MV)<sup>6,7</sup>, proporcionando una posibilidad de proteger sistemas contra perturbaciones tales como los huecos o hundimientos de tensión<sup>8</sup>. Un DVR utiliza convencionalmente una topología de conexión serie, facilitando la compensación de la tensión en los puntos donde se detecte un hueco de tensión, permitiendo de esta forma la protección de cargas críticas o sensibles<sup>4</sup>. Los DVR son un dispositivo compuesto de un convertidor cc-ca, controlado para comportarse como una fuente ideal de corriente o tensión, capaz de contrarrestar diferentes tipos

de perturbaciones. Sin embargo, su viabilidad era limitada por la tecnología del momento<sup>9</sup>.

En este momento, la mayoría de las investigaciones sobre los DVR se centran en el campo de la respuesta transitoria, mejoramiento del esquema de compensación y el mejoramiento de la técnica de control utilizada para compensar diferentes tipos de perturbaciones de tensión en la carga<sup>10-12</sup>. En este artículo se estudia principalmente los DVR para compensar perturbaciones de tensión tales como hundimientos y/o sobresaltos, al igual que permiten la compensación de la potencia reactiva del sistema. Se analiza en detalle la implantación de un algoritmo de control del DVR y se prueba su eficacia mediante el software de simulación PSCAD/EMTDC<sup>13,14</sup>. El PSCAD realiza una simulación más realista de un DVR y sus resultados se validan en un prototipo e laboratorio.

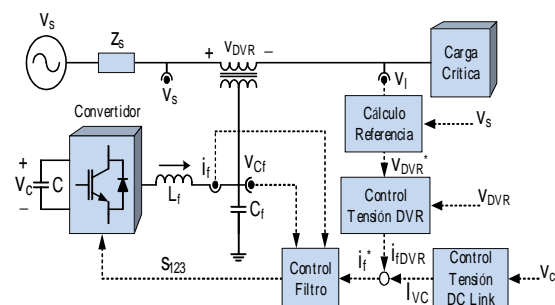
## Recuperador Dinámico de Tensión

Un convertidor cc-ca o inversor es un circuito electrónico capaz de transformar la corriente continua en corriente alterna<sup>15</sup>. Este funcionamiento permite su utilización en numerosas aplicaciones industriales; entre las más importante, el control de motores eléctricos de corriente alterna y los sistemas de alimentación ininterrumpida. Cuando en una red eléctrica se conecta este dispositivo en serie con la carga y se controla la salida de un inversor con una estrategia de control encaminada a

compensar las perturbaciones de tensión de la red de suministro, e incluso mejorar el factor de potencia de la carga, se dice que el conjunto trabaja como un DVR<sup>16,17</sup>.

En los años 90 se encuentra en la literatura el término DVR<sup>6</sup>, la evolución de este tipo de dispositivos se extiende hasta nuestros días, investigándose en cuestiones tales como su aplicación en sistemas de transporte de gran potencia, en sistemas de generación distribuida, en sistemas de distribución y en redes que trabajan en condiciones adversas debido a faltas, sobrecargas, desequilibrios, etc<sup>18</sup>.

Figura 1. Diagrama de bloques del sistema de control del DVR.



En la Figura 1 se muestra una posible configuración de un DVR. El dispositivo se compone de un inversor fuente de tensión, un filtro LC de salida del convertidor (antes del transformador) con el fin de atenuar la frecuencia de conmutación del convertidor, un transformador que se conecta en serie con la red de suministro y la carga crítica a proteger. El objetivo de control es disminuir o eliminar en la carga las perturbaciones de tensión tales como huecos, sobretensiones temporales, aplicando una tensión  $v_{DVR}$  para

conseguir una tensión sinusoidal pura en los terminales ( $v_l$ ) de la carga<sup>17,19,20</sup>.

Esto último es importante en cargas sensibles a la forma de onda de tensión<sup>1,21</sup>. Dadas las características de este dispositivo, el DVR podría regular, en los terminales de la carga, la componente fundamental de la tensión<sup>22</sup>, incluso podría compensar desequilibrios y flicker de tensión<sup>1,23,24</sup>.

### Control del DVR

En la literatura se encuentran diferentes estrategias para controlar el DVR. En cualquier caso, el objetivo principal del control del dispositivo es compensar las perturbaciones producidas por la red de suministro y evitar que las cargas sensibles se vean afectadas. En la Figura 1 se muestra en un diagrama los bloques fundamentales del sistema de control de un DVR<sup>17</sup>. El control del DVR se divide fundamentalmente en cuatro bloques: el control de la tensión de la etapa de corriente continua (Control Tensión DC Link en la Figura 1), el cálculo de la perturbación (Cálculo Referencia en la Figura 1), el control de la corriente del filtro de salida del convertidor (Control Filtro en la Figura 1) y el control de la tensión del DVR (Control Tensión DVR en la Figura 1).

El control de la tensión en la etapa de continua del convertidor tiene como misión evitar grandes variaciones en la tensión de los condensadores para asegurar el correcto funcionamiento del inversor<sup>25</sup> y determina en cada momento la potencia que hay que absorber o entregar al sistema eléctrico de potencia para mantener

constante la tensión en los condensadores del inversor.

El cálculo de referencia determina las señales de consigna que debe seguir el control de tensión del DVR utilizando las medidas en el sistema eléctrico. En la literatura aparecen diferentes alternativas para generar las referencias del control de tensión. Este procedimiento se hace principalmente en el dominio del tiempo pero existen otras técnicas propuestas en dominio de la frecuencia. En el dominio del tiempo la tensión de referencia se extrae monitoreando la tensión de la carga o utilizando un filtro de banda angosta. En el dominio de la frecuencia la tensión de referencia se calcula aplicando la transformada de *Fourier* a las señales medidas. Existe una selección de técnicas estándar para el procesamiento de señales que se pueden utilizar para detectar el inicio y fin de un hueco de tensión asociado con la profundidad y el cambio de fase. Los métodos más utilizados son los siguientes<sup>26-29</sup>:

- Monitoreo del valor pico de la red de suministro.
- Monitoreo de la magnitud  $\sqrt{V_d^2 + V_q^2}$  en un controlador vectorial.
- Sintonización un filtro pasabanda angosta o un PLL por fase.
- Aplicación de la transformada de *Fourier*.

## Monitoreo de $\sqrt{V_d^2 + V_q^2}$ en un controlador vectorial

Éste método se utiliza por defecto en las técnicas de control vectorial, las cuales son una parte esencial en el sistema de control de un DVR. En esta técnica, las tres fases de alimentación se transforman en un fasor  $V_s$ , que se a su vez se descompone en dos componentes ortogonales  $V_\alpha$  y  $V_\beta$ . Un sistema de referencia sincrónico con la frecuencia de la red se engancha con la tensión  $V_s$  mediante un PLL, produciendo un vector  $V_d$  cuando está enganchado o un par de componentes  $(V_d, V_q)$  si no lo está. Esto se puede ver claramente en su representación vectorial en la Figura 2 donde los vectores se calculan utilizando y

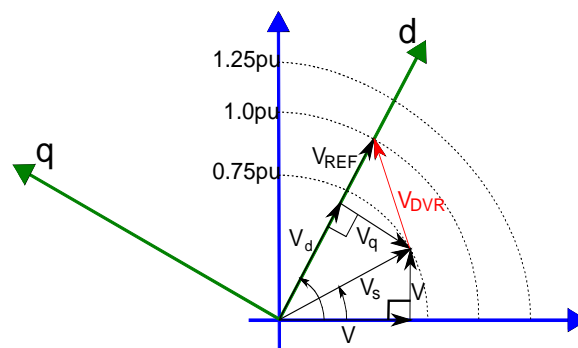


Figura 2. Principio de detección de un hueco de tensión utilizando monitoreo de  $\sqrt{V_d^2 + V_q^2}$  en un controlador vectorial.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

Si el hueco de tensión no está acompañado por ningún desplazamiento de fase se cumple:

$$|V_s| = V_d = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (3)$$

donde  $V_q = 0$  y

$$|V_a| = |V_b| = |V_c| = \left( \sqrt{\frac{3}{2}} \right)^{-1} V_d \quad (4)$$

Éste es uno de los métodos más simple para controlar y detectar un hueco de tensión. Al monitorear  $V_d$  o  $\sqrt{V_d^2 + V_q^2}$  se detecta el estado de la red de suministro en cualquier instante de tiempo y con ello se puede determinar si se ha presentado o no un hueco de tensión. Sin embargo, si un hueco de tensión equilibrado va acompañado de un salto de fase equilibrado, entonces la expresión no es válida porque el PLL debe rastrear un nuevo ángulo. Entonces, inicialmente:

$$|V_s| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (5)$$

donde

$$|V_a| = |V_b| = |V_c| = \left( \sqrt{\frac{3}{2}} \right)^{-1} V_d \quad (6)$$

$$\angle V_s(\theta) = \angle V_a = \angle V_b + 120^\circ = \angle V_c + 240^\circ \quad (7)$$

Al monitorear  $V_d$  se detecta la profundidad del hueco mientras que el monitoreo y la manipulación de  $V_q$  muestra la información del salto de fase inicial. Es importante anotar que al presentarse un hueco de tensión

desequilibrado se compromete la efectividad de éste método para entregar información de cada una de las fases de la fuente de alimentación. De hecho, en un hueco de tensión desequilibrado ocurre que la fuente contiene información tanto de secuencia positiva como de negativa. En este caso, el vector espacial  $V_s$  contiene una oscilación con una frecuencia base de 100 Hz, la cual en el sistema sincrónico se traduce en una oscilación pura de 100 Hz en los componentes  $d$  y  $q$ . A pesar de esto, una ventaja que se encuentra con este método es la relativa facilidad con la que se puede implementar el algoritmo de detección en un sistema de control de tiempo real<sup>26,29,30</sup>.

El funcionamiento adecuado del DVR depende del rendimiento del transformador de inyección. El diseño de éste transformador es crítico ya que se enfrenta a saturación, sobrecalentamiento, costo y rendimiento<sup>31,32</sup>. La tensión inyectada puede ser la combinación del armónico fundamental, armónicos deseados, armónicos de conmutación y componentes de tensión dc. Si el transformador no se diseña adecuadamente, la tensión inyectada puede saturar el transformador y provocar un mal funcionamiento del DVR. En este trabajo, éste problema se resuelve sobredimensionando el transformador, sin embargo, esto incrementa el costo y tamaño del DVR. Por lo tanto requiere un estudio más





corriente necesaria que debe inyectar el filtro de salida del convertidor ( $i_f^*$ ) que entrega al control de tensión del DVR para compensar las perturbaciones de tensión, en un sistema de referencia síncrono [9]. Además, el DVR puede compensar la potencia reactiva y debe regular la tensión de los condensadores. Estas tareas generan un término extra  $I_f^*$  (en un sistema de referencia síncrono será una magnitud continua) que debe añadirse a la referencia del control de corriente del filtro de salida del convertidor. El sistema de control de corriente del filtro de salida del convertidor tiene que seguir la referencia de corriente  $i_f^*$  sin atenuación ni desfase apreciable.

En este artículo, el sistema de control del compensador se ha organizado en dos niveles: un control interno y un control externo. El control interno del compensador tiene como objetivo controlar la corriente de salida del inversor fuente de tensión y, simultáneamente, controlar la tensión de los condensadores de la etapa de corriente continua. En las siguientes secciones se aborda en detalle el control interno del compensador y finalmente se describe el control externo que se encarga de inyectar la tensión en serie necesaria para compensar perturbaciones tales como un hueco o una sobretensión temporal.

### Control Interno de un DVR

En la Figura 4 se muestra el circuito equivalente por fase del DVR. El inversor fuente de tensión se ha modelado como una fuente ideal de

69

tensión ( $e_a$ ) que se conecta a un transformador de conexión aplicando una tensión en el condensador de filtrado ( $v_{Cfa}$ ) por medio de las bobinas de filtrado ( $L_{fa}$ ). El modelo del DVR se puede dividir en tres subsistemas: (a) el filtro de salida, (b) la ecuación de la etapa de corriente continua y (c) la ecuación de intercambio de potencia.

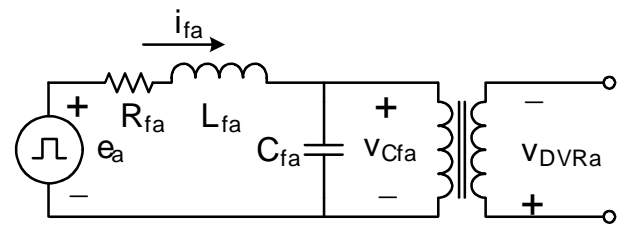


Figura 4. Circuito equivalente por fase del DVR.

Ecuaciones dinámicas del filtro de salida del compensador:

$$e_a - v_{Cfa} = R_f i_{fa} + L_f \frac{di_{fa}}{dt} \quad (8)$$

$$e_b - v_{Cfb} = R_f i_{fb} + L_f \frac{di_{fb}}{dt} \quad (9)$$

$$e_c - v_{Cfc} = R_f i_{fc} + L_f \frac{di_{fc}}{dt} \quad (10)$$

donde  $R_f$  y  $L_f$  son la resistencia e inductancia del filtro de salida del compensador.

Ecuación dinámica de la etapa de corriente continua:  $\frac{1}{2} C \frac{dv_c^2}{dt} = -p$  (11)

donde  $C$  es la capacidad total de los condensadores de la etapa de corriente continua del inversor y  $p$  la potencia instantánea<sup>38</sup> que suministran los condensadores.



se modela la variación de la energía almacenada en los condensadores de la etapa de corriente continua y es una ecuación lineal cuando se usa  $v_c^2$  como variable de estado.

Despreciando las pérdidas en el inversor y en las bobinas de filtrado, la potencia instantánea ( $p$ ) que entrega la etapa de corriente continua coincide con la potencia instantánea que el DVR inyecta en el sistema eléctrico<sup>39</sup>.

Ecuación de intercambio de potencia<sup>39</sup>:

$$p = v_{Cfa} i_{fa} + v_{Cfb} i_{fb} + v_{Cfc} i_{fc} \quad (4)$$

Las ecuaciones (3) y (4) relacionan las variables trifásicas con las variables del circuito de corriente continua y describen el comportamiento dinámico de la etapa de corriente continua en función de las variables del sistema de filtrado del compensador. Usando una transformación de *Park*<sup>40</sup> invariante en potencia, las ecuaciones (2), (3) y se transforman en:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{fd}}{dt} \\ \frac{di_{fq}}{dt} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega_1 \\ -\omega_1 & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \end{bmatrix}}_B \begin{bmatrix} e_d - v_{Cfd} \\ e_q - v_{Cfq} \end{bmatrix} \quad (13)$$

donde los subíndices  $d$  y  $q$  se han añadido a los nombres de las variables de la Figura 4 para señalar las componentes  $d$  y  $q$ . La pulsación de la red de suministro es  $\omega_1$ . Nótese que la componente homopolar de la corriente es cero. Las ecuaciones que describen

el intercambio de potencia entre el compensador y el transformador de conexión son<sup>41</sup>:

$$p = v_{Cfd} i_{fd} + v_{Cfq} i_{fq} \quad (14)$$

$$(15) \quad q = -v_{Cfd} i_{fq} + v_{Cfq} i_{fd}$$

donde  $p$  y  $q$  son, respectivamente, la potencia real instantánea y la potencia reactiva instantánea que el DVR inyecta en el punto de conexión. Las ecuaciones (5) y son necesarias para diseñar el control de la compensación de potencia reactiva y el control de la potencia real instantánea que tienen que absorber el DVR para compensar las pérdidas no modeladas. Si el DVR obtiene de la red eléctrica una potencia igual a sus pérdidas, la tensión del enlace de continua del inversor  $v_c$  permanecerá constante. Dado que el control se implementa en un microprocesador, es necesario escribir el modelo del DVR en tiempo discreto. Sin embargo, existen numerosas técnicas para obtener un modelo aproximado en tiempo discreto como el descrito por el sistema de. La que se ha utilizado reconstruye el sistema de forma exacta en los instantes de muestreo si sus entradas son escalonadas o se aplican a través de un retenedor de orden cero<sup>42</sup>. Por lo tanto, Las ecuaciones dinámicas del filtro de salida del compensador se describen como:

$$\begin{bmatrix} i_{fd}(k+1) \\ i_{fq}(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \phi_1 & \phi_2 \\ -\phi_2 & \phi_1 \end{bmatrix}}_\Phi \begin{bmatrix} i_{fd}(k) \\ i_{fq}(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \gamma_1 & \gamma_2 \\ -\gamma_2 & \gamma_1 \end{bmatrix}}_\Gamma \begin{bmatrix} e_d(k) - v_{Cfd}(k) \\ e_q(k) - v_{Cfq}(k) \end{bmatrix} \quad (16)$$

donde

$$\phi_1 = e^{-\frac{R_f t_m}{L_f}} \cos(\omega_1 t_m)$$

$$\phi_2 = e^{-\frac{R_f t_m}{L_f}} (\omega_1 t_m)$$

$$\gamma_1 = \frac{-R_f e^{-\frac{R_f t_m}{L_f}} \cos(\omega_1 t_m) + L_f \omega_1 e^{-\frac{R_f t_m}{L_f}} (\omega_1 t_m) + R_f}{R_f^2 + (L_f \omega_1)^2}$$

$$\gamma_2 = \frac{-R_f e^{-\frac{R_f t_m}{L_f}} (\omega_1 t_m) - L_f \omega_1 e^{-\frac{R_f t_m}{L_f}} \cos(\omega_1 t_m) + L_f \omega_1}{R_f^2 + (L_f \omega_1)^2}$$

siendo  $t_m$  el periodo de muestreo.

Para obtener el modelo en tiempo discreto de la ecuación dinámica de la etapa de corriente continua del inversor, se ha aproximado la derivada de  $v_c^2$  en mediante la ley rectangular adelantada<sup>43</sup>. De esta manera, la ecuación dinámica de la etapa de corriente continua en tiempo discreto es

$$v_c^2(k+1) = v_c^2(k) - \frac{2t_m}{C} p(k) \quad (6)$$

La potencia real y reactiva instantáneas inyectadas por el convertidor en el punto de conexión se pueden describir como:

$$\begin{bmatrix} p(k) \\ q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Cfd}(k) & v_{Cfq}(k) \\ -v_{Cfd}(k) & v_{Cfq}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd}(k) \\ i_{fq}(k) \end{bmatrix} \quad (18)$$

Si la tensión de la red de suministro no tiene armónicos entonces las componentes de la tensión  $v_{Cfd}(k)$  y  $v_{Cfq}(k)$  son constantes y el control de la potencia real instantánea  $p(k)$  y la

potencia reactiva instantánea  $q(k)$  son equivalentes al control de las componentes de corriente  $i_{fd}(k)$  e  $i_{fq}(k)$ . Si además la componente de tensión  $v_q(k) = 0$  entonces el control de la potencia real instantánea  $p(k)$  equivale al control de la componente de la corriente  $i_{fd}(k)$  y el control de la potencia reactiva instantánea  $q(k)$  equivale al control de la componente de la corriente  $i_{fq}(k)$ .

### Organización del Control Interno del DVR

Entre los bloques fundamentales del sistema de control del DVR se encuentran los siguientes (ver Figura 3): 1. *Sistema de referencia*: se dedica a calcular la posición del sistema de referencia para luego utilizarse en la transformada de Park ( $\theta_1$ ). se ha seleccionado un sistema de referencia que gira con una velocidad angular igual a la pulsación fundamental de la tensión de la red de suministro en el punto de conexión. Para filtrar armónicos o eliminar ruido, esta pulsación se calcula usando un filtro adaptativo similar al de<sup>44,45</sup>. El filtro tiene que ser adaptativo para hacer frente a pequeñas variaciones de la frecuencia de la red de suministro eléctrico.

2. *Transformación abc/0dq*: realiza la transformación de Park de las tensiones y corrientes trifásicas. Se usa el ángulo  $\theta_1$  calculado por el bloque «sistema de referencia».

3. *Cálculo de potencia reactiva:* el objetivo de este bloque es calcular la señal de referencia de la potencia

reactiva que se requiere para compensar la potencia reactiva del sistema. En el caso que dentro de los objetivos de diseño u operación no se active dicha compensación, el valor de  $q^*$  es cero.

4. *Cálculo de la perturbación (huecos/sobretensiones):* El objetivo de este bloque es fundamentalmente detectar y calcular la perturbación de la tensión en la carga que luego se usará como parte de la referencia de corriente del filtro de salida del convertidor. Una de las ventajas de usar un sistema de referencia que gira con la frecuencia fundamental (sistema de referencia síncrono) es que la componente fundamental de secuencia directa de la tensión de la carga que se transforma en una magnitud continua ( $V_{ldq}$ ) y los armónicos y desequilibrios en señales alternas ( $v_{ldq}^{a.c.}$ ). Por consiguiente es posible extraer las perturbaciones y los armónicos de la tensión de la carga, eliminando la componente continua de la corriente medida usando un filtro paso-bajo y comparando este valor con la componente continua del sistema de referencia que indica la tensión suministro sin fallos.

5. *Control de la tensión de los condensadores (Controlador de Tensión en la Figura 3):* se compone principalmente de un regulador proporcional-integral (PI) que tiene como misión evitar grandes variaciones en la tensión de los condensadores, y

72

de esta forma asegurar el buen funcionamiento del inversor. El controlador de tensión se diseña a partir de (6) y entrega la referencia de potencia real ( $p^*$ ) que debe entregar el DVR. Las componentes  $d$  y  $q$  de la corriente de referencia asociada al control de tensión y potencia reactiva ( $I_{fdq}^*$  en la Figura 3) se calculan a partir de teniendo en cuenta las tensión de salida del DVR ( $v_{DVRd}$  y  $v_{DVRq}$ ). Es importante anotar que estas medida es reflejada de la tensión del condensador de filtrado ( $v_{Cfd}$  y  $v_{Cfq}$ ), las cuales se determinan por la relación de transformación de los transformadores de conexión del Recuperador Dinámico de Tensión.

6. *Control de corriente del filtro de salida del convertidor:* tiene como misión seguir las referencias de corrientes que entrega el bloque de cálculo de perturbación, el cálculo de potencia reactiva y el controlador de la tensión de los condensadores del inversor. Se compone de un controlador en variables de estado para el control de la componente  $d$  de la corriente y otro para el control de la componente  $q$  de la corriente. Como se verá más adelante, se puede diseñar cada controlador de forma independiente.

7. *Generador PWM<sup>46</sup>:* determina los tiempos de conmutación de cada rama del inversor para generar las tensión  $e_d$  y  $e_q$  que requiere el control de corriente. En este artículo se ha

implementado una modulación de ancho de pulso vectorial.

Diseño del Controlador de corriente

Agrupando convenientemente los términos en se obtiene el siguiente modelo del filtro de salida del convertidor:

$$\begin{bmatrix} i_{fd}(k+1) \\ i_{fq}(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \phi_1 & 0 \\ 0 & \phi_1 \end{bmatrix}}_{\Phi_1} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{fd}(k) \\ i_{fq}(k) \end{bmatrix}}_{\tilde{i}_{fdq}(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} w_d(k) \\ w_q(k) \end{bmatrix}}_{w_{dq}(k)} \quad (19)$$

Donde

$$\begin{bmatrix} w_d(k) \\ w_q(k) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \phi_2 \\ -\phi_2 & 0 \end{bmatrix}}_{\Phi_2} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{fd}(k) \\ i_{fq}(k) \end{bmatrix}}_{\tilde{i}_{fdq}(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \gamma_1 & \gamma_2 \\ -\gamma_2 & \gamma_1 \end{bmatrix}}_{\Gamma} \underbrace{\begin{bmatrix} e_d(k) - v_{Cfd}(k) \\ e_q(k) - v_{Cfq}(k) \end{bmatrix}}_{\tilde{e}_{dq}(k) - \tilde{v}_{Cdq}(k)} \quad (20)$$

En,  $w_d(k)$  controla la dinámica de la componente  $d$  mientras que  $w_q(k)$  controla la dinámica de  $q$ . Estas ecuaciones permiten diseñar controladores independientes para  $i_{fd}(k)$  e  $i_{fq}(k)$ , utilizando  $w_d(k)$  y  $w_q(k)$  como salidas respectivas de los controladores. De la ecuación de desacoplo se puede despejar la tensión que debe aplicar el inversor como:

$$\begin{bmatrix} e_d(k) \\ e_q(k) \end{bmatrix} = \Gamma^{-1} \begin{bmatrix} w_d(k) \\ w_q(k) \end{bmatrix} - \Gamma^{-1} \Phi_2 \begin{bmatrix} i_{fd}(k) \\ i_{fq}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{Cfd}(k) \\ v_{Cfq}(k) \end{bmatrix} \quad (21)$$

De se utiliza para calcular la tensión del inversor ( $e_d(k)$  y  $e_q(k)$ ) a partir de  $w_d(k)$  y  $w_q(k)$ . Este cálculo es posible porque  $\Gamma$  se puede invertir. Teniendo en cuenta los siguientes aspectos prácticos de implementación: el tiempo de cálculo de los algoritmos de control consume un

periodo de muestreo, los filtros de medida *antialiasing* que se pueden modelar aproximadamente como un retardo de un periodo de muestreo, la acción integral en el control se introduce con una nueva variable de estado por cada componente ( $x_{id}(k)$  para la componente  $d$ ). Por lo tanto, el modelo resultante para la componente  $d$  es:

$$\begin{bmatrix} i_{fd}^f(k+1) \\ w_d^f(k+1) \\ w_d^f(k+1) \\ x_{id}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -t_m & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd}^f(k) \\ w_d^f(k) \\ w_d^f(k) \\ x_{id}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} w_d^c(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ t_m \end{bmatrix} i_{fd}^*(k) \quad (22)$$

donde  $w_d^f$  es una variable auxiliar para el control desacoplado de la corriente que inyecta el DVR, teniendo en cuenta el retraso en los cálculos y los filtros de medida;  $i_{fd}^f$  es la componente  $d$  de la corriente que inyecta el DVR, utilizando un filtro de medida;  $x_{id}(k)$  es la integral del error;  $i_{fd}^*(k)$  es la componente  $d$  de la corriente de referencia e  $i_{fd}^f(k)$  es la componente  $d$  de la corriente del filtro de salida del convertidor que es la variable de estado a controlar. Una expresión equivalente se puede obtener para la componente  $q$ . Para cada modelo se puede diseñar un controlador por realimentación de estado. De forma que se puede determinar la ley de control para la componente  $d$  y  $q$ . El cálculo de cada matriz de realimentación es un problema de asignación de polos para el sistema en lazo cerrado y se puede demostrar que es controlable.

### Control de la tensión en la etapa de corriente continua

El control de la tensión de los condensadores debe asegurar que la tensión en la etapa de corriente continua se mantenga constante o al menos dentro de unos márgenes para garantizar el buen funcionamiento del inversor. Para eliminar el error en régimen permanente ante referencias de tipo escalón se realiza un control con acción proporcional e integral, añadiendo una variable de estado igual a la integral del error entre el valor de la referencia y el valor de la variable a controlar, de forma similar al desarrollo usado para el control de la corriente del DVR. Por lo tanto, el sistema en lazo abierto con una nueva variable auxiliar  $x_v(k)$  para realizar el control por realimentación de estado con acción integral se tiene:

$$\begin{bmatrix} v_c^2(k+1) \\ x_v(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -t_m & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c^2(k) \\ x_v(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{2t_m}{C} \\ 0 \end{bmatrix} p(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ t_m \end{bmatrix} v_c^{2*}(k) \quad (23)$$

donde  $v_c^2(k)$  es la tensión en los condensadores del enlace de continua del inversor (variable de estado a controlar) y  $p(k)$  es la potencia instantánea que entrega el condensador de la etapa de corriente continua al sistema eléctrico. Si  $p^*(k)$  es la referencia de potencia real instantánea necesaria para regular la tensión de la etapa de corriente continua y  $q^*(k)$  es la referencia de potencia reactiva instantánea (en caso de no requerir la compensación de reactiva, esta componente es cero), de

se puede calcular las componentes de la corriente de referencia  $i_{fd}^*(k)$  e  $i_{fq}^*(k)$  que debe seguir el control de corriente del DVR como:

$$\begin{bmatrix} i_{fd}^*(k) \\ i_{fq}^*(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Cfd}(k) & v_{Cfq}(k) \\ -v_{Cfd}(k) & v_{Cfq}(k) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p^*(k) \\ q^*(k) \end{bmatrix} \quad (24)$$

Los controles de corriente se han diseñado para obtener una respuesta transitoria muy rápida y alcanzan rápidamente el régimen permanente, una aproximación bastante realista es suponer que la dinámica del control de corriente es mucho más rápida que la dinámica del control de tensión de los condensadores.

Si la tensión de la red de suministro no tiene armónicos entonces las componentes de la tensión  $v_{Cfd}(k)$  y  $v_{Cfq}(k)$  son constantes y el control de la potencia real instantánea  $p(k)$  y la potencia reactiva instantánea  $q(k)$  son equivalentes a los controles de las componentes de corriente  $i_{fd}(k)$  e  $i_{fq}(k)$ .

Si además la componente de tensión  $v_{Cfq}(k) = 0$  entonces el control de la potencia real instantánea  $p(k)$  equivale al control de la componente de la corriente  $i_{fd}(k)$  y el control de la potencia reactiva instantánea  $q(k)$  equivale al control de la componente de la corriente  $i_{fq}(k)$ . Teniendo esto en cuenta, al incluir el filtro de medida en y asumiendo que éste filtro introduce un retraso equivalente a un periodo de muestreo, siguiendo un procedimiento similar al control de corriente del filtro de salida del convertidor se obtiene el

modelo para el control de la tensión de los condensadores del DVR.

$$\begin{bmatrix} v_c^{f2}(k+1) \\ x_v(k+1) \\ w_v(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\frac{2t_m}{C} \\ -t_m & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c^{f2}(k) \\ x_v(k) \\ w_v(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} p^*(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ t_m \\ 0 \end{bmatrix} v_c^{2s}(k) \quad (25)$$

### Simulación del Sistema de Control en Variables de Estado del Filtro de Salida del Convertidor del DVR

Para ilustrar el comportamiento dinámico del sistema de control en variables de estado del DVR se han implementado en simulación el modelo del DVR. Las simulaciones se han realizado con el software *Matlab*<sup>47</sup> y *Simulink*<sup>48</sup>. En el simulador se han modelado, en todo lo posible, las condiciones reales de una instalación eléctrica.

Tabla 1. Parámetros usados en la simulación.

Tabla 2. Parámetros usados en la simulación.

Parámetro	Valor	Descripción
$v_{ab}$	220V	Tensión eficaz de línea de la red de suministro.
$f_1$	60Hz	Frecuencia fundamental de la red de suministro.
$L_f$	400μH	Inductancia del filtro de salida del convertidor.
$R_f$	0,4Ω	Resistencia del filtro de salida del convertidor.
$C_f$	90μF	Capacidad del filtro de salida del convertidor.
$C$	2200	Capacidad de la etapa de corriente continua del convertidor.
1: n	1:1	Relación de transformación del transformador de conexión del DVR.
$f_c$	2,4kHz	Frecuencia de corte del filtro de medida (filtro Bessel de 5° orden).
$f_m$	5,4kHz	Frecuencia de muestreo del controlador.
$f_{sw}$	10,8kHz	Frecuencia de conmutación del inversor.

Las simulaciones del DVR usan las especificaciones del prototipo experimental. Estos valores se recogen en la Tabla 2. Los filtros de medida *antialiasing* son del tipo Bessel de 5° orden con una frecuencia de corte de 2,4kHz.



De se puede determinan la ley de control para la componente  $d$  y de forma similar para la componente  $q$  de la corriente de salida del filtro del DVR. Las constantes de realimentación se pueden calcular para el sistema de control en lazo cerrado mediante asignación de polos. Una elección razonable de asignación de polos debe cumplir<sup>49</sup>:

- Elegir el ancho de banda suficientemente grande como para alcanzar los requerimientos de velocidad de respuesta deseados.
- No excederse en el ancho de banda para evitar los efectos de ruido y la incertidumbre de modelado en alta frecuencia.
- Ubicar los polos a distancias aproximadamente uniformes del origen para un uso eficiente del esfuerzo de control.

Una configuración común de asignación de polos que satisface estas condiciones es hacer coincidir la ubicación de los polos equivalentes en tiempo continuo del sistema de control de lazo cerrado con la disposición de los polos de un filtro del tipo *Butterworth*. En este artículo, los polos en tiempo continuo se han hecho coincidir con los polos de un filtro *Butterworth* de orden 4º con una frecuencia de corte de  $600\text{Hz}$  ( $\omega_c = 1200\pi\text{rad/s}$ ). Los polos en tiempo continuo y sus equivalentes en tiempo discreto se recogen en la Tabla 3. Se usa  $p_{zi} = e^{p_{im}T_m}$  para transformar los polos en tiempo continuo en polos

76

equivalentes en tiempo discreto.

Tabla 3. Ubicación de los polos en tiempo continuo y discreto.

Polos en tiempo continuo	Polos en tiempo discreto
$3,77e^{+j\frac{7\pi}{8}}\text{krad/s}$	$0,53e^{+j0,27}\text{rad/s}$
$3,77e^{-j\frac{7\pi}{8}}\text{krad/s}$	$0,53e^{-j0,27}\text{rad/s}$
$3,77e^{+j\frac{5\pi}{8}}\text{krad/s}$	$0,76e^{+j0,65}\text{rad/s}$
$3,77e^{-j\frac{5\pi}{8}}\text{krad/s}$	$0,76e^{-j0,65}\text{rad/s}$

Las constantes de realimentación para el sistema de control en lazo cerrado y tiempo discreto se calculan usando la orden *place()* del software *Matlab*. Esta orden es una función robusta, comparada con otros algoritmos, que calcula las ganancias de la realimentación minimizando la sensibilidad de la ubicación de los polos en lazo cerrado cuando existen variaciones en el modelo<sup>49</sup>.

Figura 5. Resultados de simulación de la respuesta transitoria de las componentes  $d$  y  $q$  de la corriente del filtro de salida convertidor del DVR. Conexión del Recuperador Dinámico de Tensión en  $t = 20\text{ms}$ .

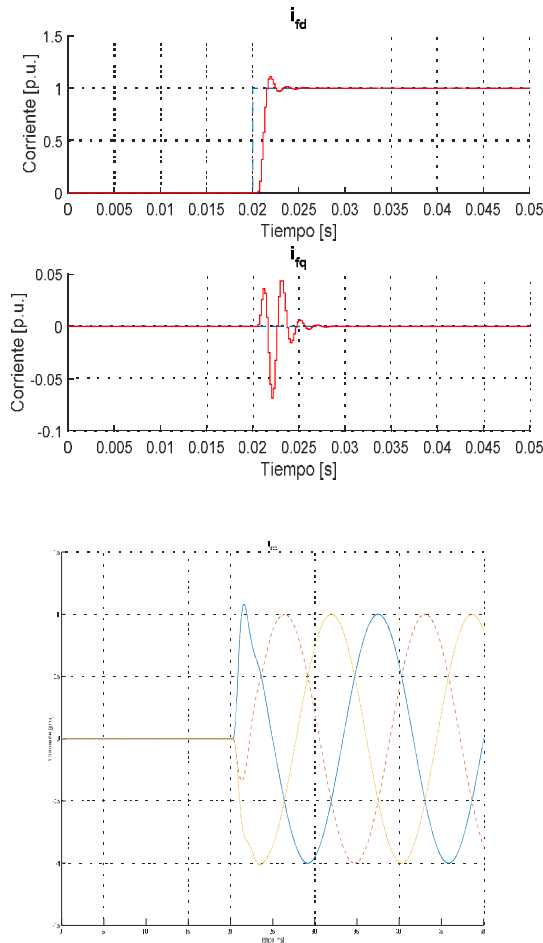


Figura 6. Resultados de simulación de la respuesta transitoria de las corrientes del filtro de salida del convertidor del DVR. Conexión del Recuperador Dinámico de Tensión en  $t = 20ms$ .

En la Figura 5 y Figura 6 se muestran las simulaciones del sistema de control de corriente del filtro de salida del DVR. Donde  $i_{fd}$  e  $i_{fq}$  son las componentes de la corriente del filtro de salida del convertidor e  $i_{fabc}$  son las componentes  $abc$  de la corriente del filtro de salida del convertidor. En la simulación, el Recuperador Dinámico de Tensión se activa en  $t = 20ms$  y en menos de un ciclo de red, el convertidor suministra la corriente de referencia, siguiendo la consigna sin error y mostrando un

sobrepaso que no supera el 10% en componentes  $d$  y  $q$ .

### Control Externo de Tensión del DVR

En la Figura 7 se muestra el diagrama unifilar de un DVR donde se ha añadido un control de modelo interno con el objeto de mejorar la precisión de seguimiento de la tensión que debe aplicar el convertidor en el momento de detectar una perturbación. En esta figura se distinguen dos lazos de control. El lazo externo de control donde se encuentra el control de modelo interno y el lazo interno llamado *control de filtro* donde se agrupa el control de corriente en lazo cerrado en variables de estado del filtro de salida y los condensadores de corriente continua. En este caso, en el lazo externo se ha diseñado el control utilizando el principio de modelo interno en componentes  $d$  y  $q$  que equivale a aplicar la tensión requerida para compensar la perturbación. Nótese que en este caso se ha supuesto una carga equilibrada.

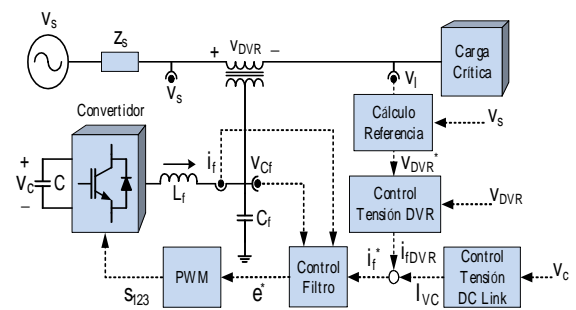


Figura 7. Esquema de control de un DVR utilizando un control de modelo interno en el controlador de tensión del compensador.

En la Figura 8 se muestra el diagrama de bloques del sistema de control para la componente  $d$  o  $q$  de corriente del DVR. Este sistema de control inyecta en el terminales del transformador de conexión del compensador la tensión ( $v_{DVR}$ ) necesaria para conseguir que la tensión de carga ( $v_l$ ) alcance la tensión de la red ( $v_s$ ) previa a la perturbación o falla.

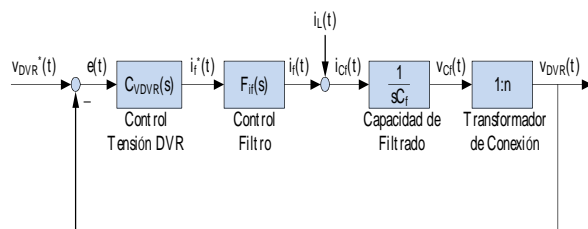


Figura 8. Diagrama de bloques del control externo del DVR.

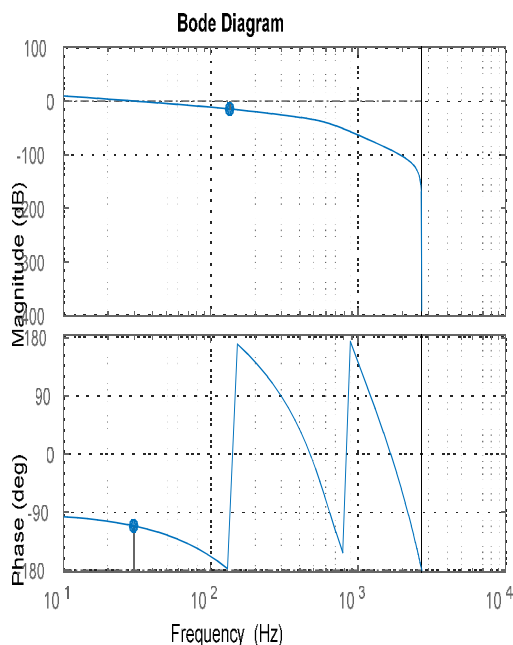


Figura 9. Respuesta en frecuencia ( $v_{DVRd} / v_{DVRd}^*$ ) en lazo abierto del sistema de control del DVR con control de modelo interno. Especificaciones de desempeño  $PM = 68,9^\circ$ ,  $GM = 14,9 \text{ dB}$ ,  $\omega_c = 29,8 \text{ Hz}$ . Frecuencia de muestreo  $5,4 \text{ kHz}$ .

En la Figura 9 se muestra la respuesta en frecuencia ( $v_{DVRd} / v_{DVRd}^*$ ) en lazo abierto del sistema de control del DVR con control de modelo interno y se indican las especificaciones alcanzadas ( $PM = 68,9^\circ$ ,  $GM = 14,9 \text{ dB}$ ,  $\omega_c = 29,8 \text{ Hz}$ ). El filtro del control de modelo interno se diseña para una constante de tiempo de  $3 \text{ ms}$ , es decir, el sistema busca alcanzar en régimen permanente un tiempo de establecimiento de  $12 \text{ ms}$ . Es importante aclarar que en un control en cascada se cumple que la velocidad del control interno es superior al control externo, por lo tanto la velocidad del control externo se aleja de la velocidad del control de corriente del filtro de salida del convertidor. Nótese que para el controlador conseguido, la ganancia en bajas frecuencias se eleva consiguiendo que se disminuya el error de seguimiento en régimen permanente. Por otro lado, es importante aclarar que se puede ampliar la frecuencia de cruce ( $\omega_c = 63,66 \text{ Hz}$ ) del sistema en lazo abierto pero esto se consigue aumentando la frecuencia de conmutación del convertidor. Lo anterior se traduce en un aumento de las pérdidas y se limita su aplicación en los sistemas de potencia.

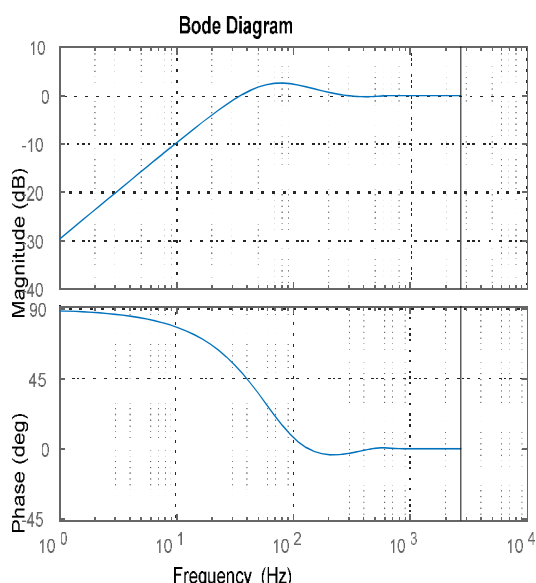


Figura 10. Respuesta en frecuencia del Controlador de tensión del compensador frente a perturbaciones en la tensión de salida del transformador de conexión del compensador.

Como complemento, en la Figura 10 se muestra el diagrama de *Bode* del sistema frente a perturbaciones de salida, es decir el comportamiento del sistema de control frente a cambios en la tensión de salida del transformador de conexión del DVR. En el diagrama se puede comprobar que el sistema de control con controlador de modelo interno consigue eliminar las perturbaciones en componentes  $d$  o  $q$  que equivale a la tensión trifásica que se añade por medios externos a los terminales del transformador. Nótese que el sistema de control consigue eliminar las perturbaciones inferiores a  $40\text{Hz}$  en componentes  $d$  o  $q$ . Sin embargo, perturbaciones superiores no se eliminan e incluso se pueden amplificar. Este aspecto se puede mejorar aumentando la frecuencia de muestreo y/o de conmutación del convertidor.

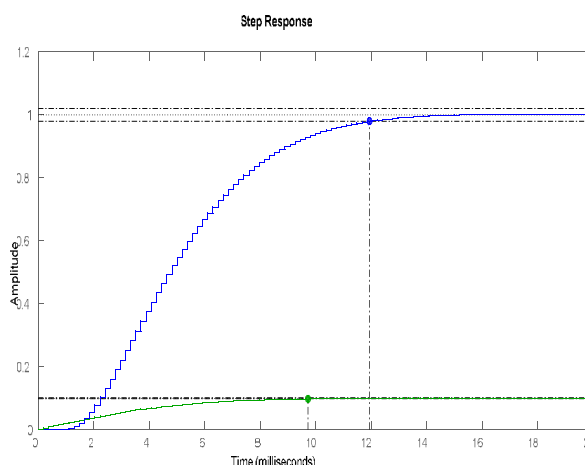


Figura 11. Respuesta transitoria ante un escalón unitario del sistema de control de tensión del DVR con control de modelo interno. La curva inferior corresponde a la señal de mando del control de corriente del filtro de salida del convertidor.

En la Figura 11 se muestra la respuesta transitoria ante un escalón unitario del sistema de control del DVR con control de modelo interno donde consigue sin sobrepaso un establecimiento muy cercano a  $12\text{ms}$ . La curva inferior corresponde a la señal de mando del sistema de control de corriente del filtro de salida del convertidor. En este artículo se utiliza una prealimentación de la tensión de salida del filtro del convertidor, la cual se inyecta al control de corriente del compensador para mejorar el rechazo a perturbaciones y lograr mejorar la respuesta transitoria del sistema.

## Resultados

Los resultados obtenidos en este capítulo se han validado mediante simulación y un prototipo de laboratorio. El DVR se ha estudiado mediante simulación para un caso donde se presenta un hueco de

tensión. Las simulaciones se han realizado con *PSCAD/EMTDC* Versión 4.6<sup>13,14</sup>. En simulación se han modelado, en todo lo posible, las condiciones de una instalación real. Los valores utilizados tanto en simulación como en la prueba experimental se recogen en la Tabla 2. En la Sección 0 se ha modelado y simulado en detalle el control vectorial de corriente en variables de estado del filtro de salida del convertidor y el control de la tensión de la etapa de corriente continua del convertidor, teniendo en cuenta los retardos en los cálculos y los filtros de medida. En el sistema de control también se tiene en cuenta el sistema de filtrado y medida del sistema de referencia, los cuales son fundamentales para calcular la posición del vector de la tensión de la red de suministro. Adicionalmente, se ha mostrado la respuesta transitoria del control de la tensión que inyecta el DVR en el transformador de salida del compensador.

### Simulación de un DVR

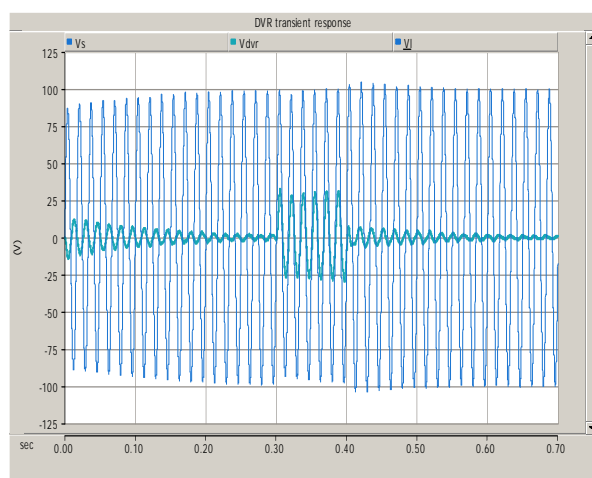


Figura 12. Respuesta transitoria del DVR frente a un hueco de tensión. Tensión del Recuperador Dinámico de Tensión y la carga.

80

En simulación se prueba el DVR ante un hueco de tensión. Los resultados se normalizan para una tensión de 100 V con el propósito de observar los efectos del compensador en unidades porcentuales. En la carga se utiliza una resistiva que consume 1,5 kW y otra inductiva (añadiendo inductancia a la carga anterior) que consume 2 kVA. El control interno de corriente se ha diseñado tal y como se muestra en la Sección 0. En el control de la corriente del filtro de salida del convertidor se han diseñado como en el ejemplo de la Sección 0 y las constantes de realimentación se resumen en la tabla 4

Tabla 4: Constantes de realimentación del control de corriente del filtro de salida del convertidor.

Constante	Valor
$k_{pd}$	0,3709
$k_{wd}$	-0,4067
$k_{vfd}$	0,5269
$k_{id}$	-515,2289

En la Figura 12 se muestran los resultados obtenidos mediante simulación utilizando el software PSCAD donde se somete la tensión de la red de suministro a un hueco de tensión de una profundidad de 30% en 300 ms con una duración de 100 ms. En la Figura 12 se observa en funcionamiento el DVR y la forma como el dispositivo compensa la perturbación de la red, recuperando la

tensión en el momento de falla. Nótese que el Recuperador Dinámico de tensión se enciende en 0 ms y se observa el transitorio de arranque, el cual afecta la tensión aplicada a la carga. Sin embargo, un sistema de *bypass* en los transformadores de conexión del Recuperador Dinámico de Tensión es necesario para evitar un funcionamiento no deseado. En el momento de la perturbación el dispositivo rápidamente recupera la tensión de la carga en un tiempo menor a un ciclo de red. También se observa que una vez se despeja la falla, la compensación consigue que una pequeña sobretensión aparezca en la carga, la cual se puede evitar mediante un sistema de *bypass* en los transformadores de salida. En la Figura 13 se muestra la respuesta transitoria del control vectorial de la tensión del DVR. En la figura se muestra la componente  $q$  del control de tensión. En este caso se observan tres etapas. En la etapa inicial, el convertidor inicia su operación y alcanza en aproximadamente 250 ms su valor estable. Lo anterior se debe fundamentalmente a la carga de los condensadores de la etapa de continua del convertidor, los cuales se asumen que inician sin carga. En la siguiente etapa, el dispositivo compensa el hueco de tensión y se puede observar que la prealimentación de la tensión de los condensadores es fundamental para alcanzar rápidamente su estado estable. Por último, se encuentra la etapa donde el dispositivo pasa del estado de compensación al estado de preparado. En esta etapa se observa

que el dispositivo rápidamente reduce su tensión y éstas se pueden minimizar el efecto en la carga utilizando un sistema *bypass* en el transformador de salida del dispositivo.

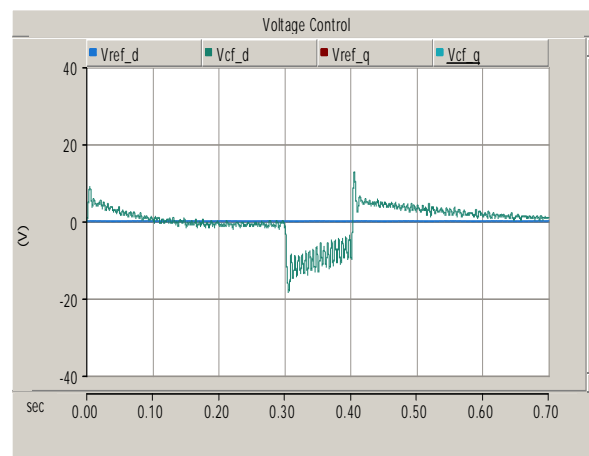


Figura 13. Control vectorial de la tensión del DVR. Componente  $q$  del control de tensión.

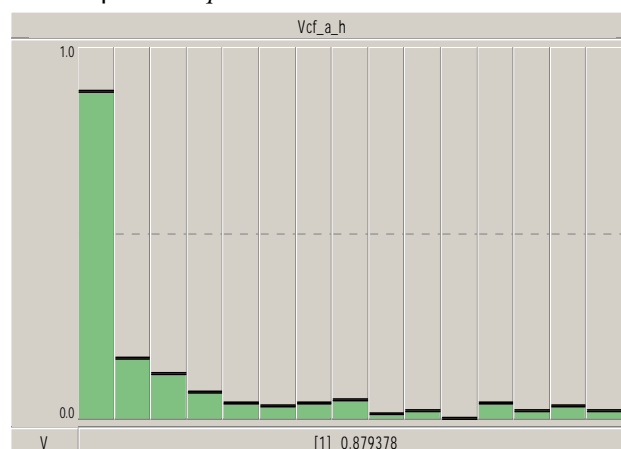


Figura 14. Componentes armónicos en unitarias y en régimen permanente de la tensión y corriente de salida del convertidor. Armónicos de tensión del condensador del filtro de salida del convertidor.

En la Figura 14 se puede comprobar los componentes armónicos en unitarias y en régimen permanente de la tensión de salida del convertidor. En la tensión del filtro de salida del convertidor se observa una distorsión armónica total de 32%, esta distorsión

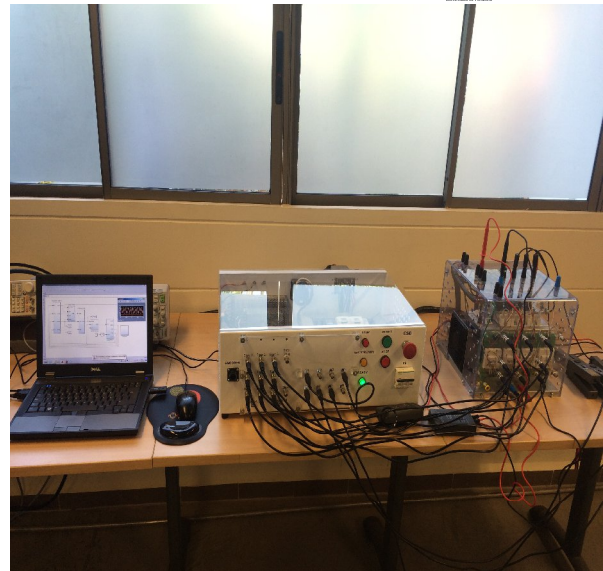


se puede atenuar gracias al transformador de conexión. Por lo tanto, los armónicos de tensión aplicados por el compensador son menores en el lado de la red de suministro. En contraste, los armónicos de corriente en régimen permanente del filtro de salida son bajos. Sin embargo, la frecuencia de conmutación está encuntra alejada (armónico 180) de la frecuencia fundamental.

### Prueba Experimental de un DVR

En las secciones previas se han desarrollado los sistemas de control de un DVR. Para demostrar la viabilidad de los algoritmos de control propuestos es imprescindible implantarlos en un sistema real, en el que aparecen problemas de precisión en los cálculos, limitación en el tiempo de cálculo y ruido en las medidas, entre otros. En esta sección se describe la plataforma experimental que se ha diseñado y construido para validar las aportaciones de este artículo, describiendo el hardware de control e instrumentación. Su misión es realizar las medidas, hacer los cálculos de los algoritmos de control y generar las señales de disparo de los inversores del sistema.

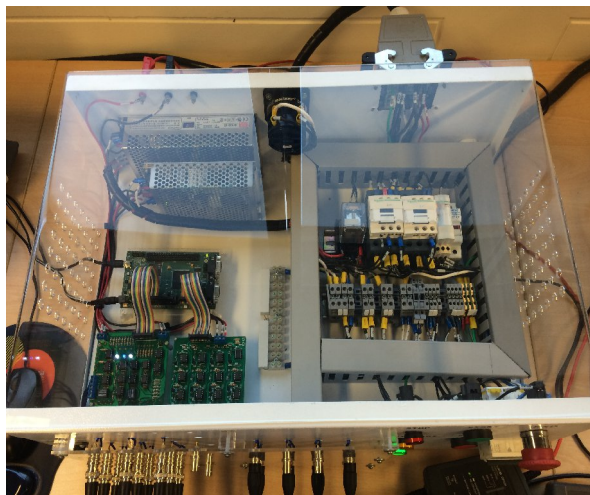
Figura 15. Plataforma experimental de laboratorio para un DVR.



En la fotografía de la Figura 15 se muestra una vista general del prototipo experimental usado en este artículo para probar el sistema de control del DVR. A la izquierda de la fotografía se observa el sistema de desarrollo que consiste en un PC y el software *Embedded Coder* de Matlab con el soporte de TI C2000 de Texas Instrument para implementar algoritmos de control; en el medio de la fotografía se encuentra un gabinete con el controlador eZdspF28335 de la empresa *Spectrum Digital* y un sistema de arranque de los condensadores; a la derecha de la fotografía se encuentra el inversor trifásico que se conecta a la red mediante un filtro de salida y un transformador con relación de transformación 1:1. El filtro de salida es un un filtro LC que se compone de una inductancia de  $400 \mu H$  junto con un condensador de  $90 \mu F$ . El inversor se construye con tres módulos semipunto *SKM 50 GB 123D* de la firma *SEMIKRON* con capacidad máxima de  $50 A / 1200 V$ . En la parte

posterior del ensamble se encuentra un banco de condensadores de  $2200\mu F / 800V$  que filtra la tensión del enlace de continua del convertidor. Este convertidor se conecta en serie con la red de suministro y la carga mediante un transformador de acople con relación 1:1. La tensión de la red de suministro es un sistema trifásico con  $220V$  y  $60Hz$ . Para el diseño del controlador se ha despreciado la inductancia equivalente de la red y no se ha apreciado una influencia significativa durante los ensayos. Esto significa que la red de suministro se comporta como una red infinita con una impedancia de corto circuito despreciable. La carga es inductiva resistiva de  $1,5 kVA$ .

La modulación de ancho de pulso se genera utilizando los módulos PWM mejorados del procesador TMS320F28335 que permiten controlar simultáneamente los disparos de dos inversores trifásicos. Las conexiones al inversor se encuentran aisladas galvánicamente del controlador utilizando un *driver* SKHI 22 A(R) de la empresa SEMIKRON.



83

Figura 16. Controlador (izquierda) y arancador (derecha) del convertidor.

En la Figura 16 se muestra en detalle un gabinete construido para probar este prototipo. En este gabinete se encuentra un controlador eZdspF28335 de la empresa *Spectrum Digital* que integra un controlador *Texas Instrument* de coma flotante TMS320F28335, 32 bits y 150 MHz. Para controlar el sistema se utilizan los convertidores analógicos de muestreo simultáneo, resolución de 12 bits y frecuencia máxima de muestreo por canal hasta 25 millones de muestras por segundo (la frecuencia de muestreo disminuye en proporción al número de canales). Estas entradas se utilizan para medir las corrientes y las tensiones del compensador. Las corrientes se miden usando sondas de corriente de efecto *Hall* 80i-110s AC/DC de la firma *Fluke*. La salida de las sondas tienen una ganancia de 100 mV/A. Las tensiones se miden usando sondas diferenciales de tensión DP120 con aislamiento galvánico de la firma *Fluke*. La salida de las sondas de tensión atenúan 200 veces la tensión del punto de medida. En esta plataforma se han añadido filtros de medida para evitar *aliasing*. Estos filtros de medida son del tipo *Bessel* de 5º orden con una frecuencia de corte de  $2,4kHz$ . El filtro *Bessel* se ha diseñado usando el circuito integrado LTC1065 de la firma *Linear Technology*.

En ese mismo gabinete también se ha incorporado un sistema de arranque del convertidor, el cual se encarga de

limitar la corriente de *inrush* que se produce en el momento de conectar el convertidor a los condensadores descargados de la etapa de continua. La limitación consiste en interponer una resistencia limitadora durante 10 s. Una vez cargados los condensadores se cortocircuitan las resistencias imitadoras protegiendo a los interruptores electrónicos del deterioro o de un daño permanente debido al sometimiento de corrientes que superen su capacidad pico que aparecen en el instante inicial de la conexión de los condensadores del enlace de continua.

En ejecución, el programa de control adquiere las señales de forma determinista y realiza los cálculos necesarios del algoritmo de control. Una vez acabados los cálculos, el controlador entrega los tiempos de conmutación que utilizan los módulos PWM del controlador TMS320F28335 para determinar los instantes de conmutación de cada rama de interruptores. Cada salida PWM del controlador se acondiciona a la tensión requerida por los *drivers* SKHI 22 A(R), los cuales se encargan de conmutar el inversor trifásico.

### Prueba Experimental: hueco de tensión

Las consideraciones para el sistema de control de un DVR incluyen: la detección del inicio y final del hueco, generación de tensión de referencia, control de la tensión inyectada o aplicada en estado transitorio y estable, control de la corriente del filtro de salida del convertidor, control de la tensión de condensadores en la etapa de continua del convertidor y la protección del

sistema. El sistema de control utiliza para controlar un convertidor con una frecuencia de conmutación de 10,8 kHz y un algoritmo de control que se ejecuta a una tasa de muestreo de 5,4 kHz. Para el funcionamiento del compensador requiere la medida de:

- \*Tres tensiones de fase en la red de suministro eléctrico y determinar el estado previo a la falla.
- \*Tres tensiones de fase de la carga para detectar una perturbación.
- \*Tres corrientes de salida del convertidor para controlar la corriente del filtro de salida y proteger el dispositivo de saturación por corriente.
- \*La tensión de la etapa de continua del convertidor para la compensación de la pérdida (o almacenamiento excesivo) de energía. Esta medida provee protección al convertidor e información sobre el almacenamiento de energía.

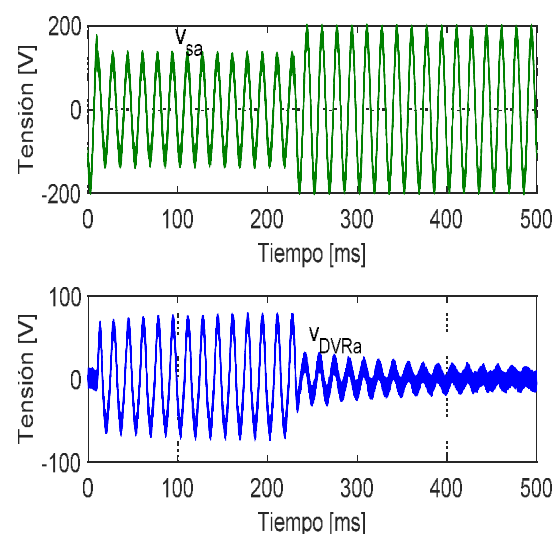


Figura 17. Resultados experimentales de la respuesta transitoria del DVR. (a) Tensión de la red de suministro. (b) Tensión aplicada por el compensador.

En la prueba experimental se usa una carga resistiva que consume  $1,5 kW$ . La tensión nominal de red de suministro es  $220V$ . Un hueco de tensión se ha producido añadiendo una resistencia en serie con la red de suministro, para ello, en condición nominal (sin perturbación) la resistencia en serie se cortocircuita utilizando un contactor, el hueco de tensión se genera abriendo el contactor durante aproximadamente 200 ms por medio de un temporizador comercial.

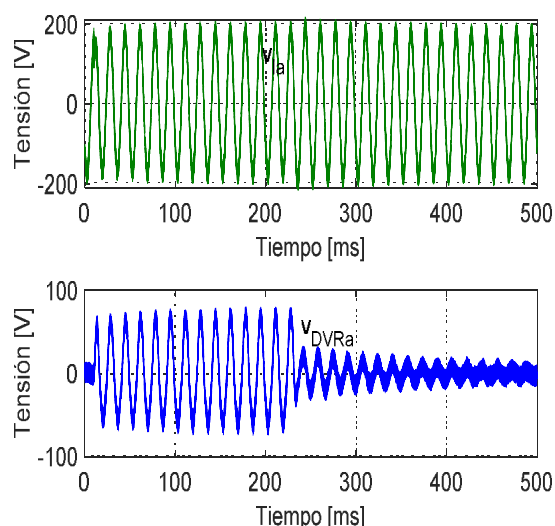


Figura 18. Resultados experimentales de la respuesta transitoria del DVR. (a) Tensión en la carga. (b) Tensión aplicada por el compensador. En la Figura 17 y Figura 18 se reúnen los resultados de los ensayos experimentales. En la Figura 17 se presentan los resultados en régimen transitorio. En la Figura 17 se muestra la tensión de fase de la red de suministro y se contrasta con la tensión que aplica el convertidor a la misma fase. En aproximadamente 10 ms (este instante es relativo a la traza seleccionada y no corresponde con el

tiempo real del evento) la tensión cae al 63%, es decir se produce un hueco de tensión de aproximadamente, 37%. En el instante que el dispositivo detecta el hueco de tensión, el convertidor reacciona aplicando una tensión donde en el primer ciclo alcanza el 86% del valor en régimen permanente. En el segundo y tercer ciclo alcanzan el 89% y 93%, respectivamente. En los ensayos también se observa en las tensiones de fase que aplica el convertidor ( $v_{DVRa}$ ,  $v_{DVRb}$  y  $v_{DVRc}$ ) al sistema se comporta con leves diferencias en la tres fases y se puede demostrar que la suma de las tensiones es cercano cero. En la Figura 18 se muestra la tensión aplicada a la carga y se contrasta con la tensión que aplica el convertidor a la misma fase. En aproximadamente 10 ms (instante donde se produce el hueco de tensión.) el convertidor reacciona aplicando una tensión que compensa la tensión de la carga. En la carga se observa que en el primer ciclo alcanza el 76% del valor pico en régimen permanente. En el segundo y tercer ciclo alcanzan el 93% y el 96%, respectivamente. En este caso, nótese que después de restablecida la condición de la red se produce un sobreoscilación en la tensión la carga producto del transitorio de apagado del convertidor. Sin embargo, este transitorio en la carga se puede evitar mediante un sistema de *bypass* del transformador de salida del DVR en el instante posterior a la falla. En los ensayos se encuentra que el comportamiento de las tensiones de



fase en la carga ( $v_{la}$ ,  $v_{lb}$  e  $v_{lc}$ ) es muy similar. De hecho, el hueco de tensión de la red de suministro se compensa produciendo un sistema equilibrado y sin armónicos.

## Conclusiones

En este artículo se ha desarrollado la simulación y prueba experimental del sistema de control de un DVR, teniendo en cuenta la discretización de los algoritmos de control, el retraso del actuador y el retraso que introducen los filtros de medida. El control de la tensión de compensación del dispositivo se ha implantado en un sistema de referencia síncrono a la componente fundamental de la tensión de la red de suministro. Para sintonizar dicho sistema de referencia se ha utilizado un filtro adaptativo que rechaza los armónicos y desequilibrios de la tensión de la red de suministro y determina las condiciones normales de tensión de la carga. En el desarrollo del trabajo se consigue controlar independientemente cada una de las componentes  $d$  y  $q$  de la corriente del filtro de salida del convertidor, para lo que es necesario estimar valores futuros de ciertas variables de estado. Asimismo, se ha desarrollado el sistema de control de la tensión que inyecta el compensador como un control externo que sigue la señal requerida por el sistema de detección de perturbaciones en la tensión de la red de suministro eléctrico. Por otro lado el sistema cuenta el control de la etapa de continua del inversor para asegurar el correcto funcionamiento del convertidor.

86

Para el diseño del sistema de control se ha propuesto una estructura de control de dos niveles. El nivel externo usa un control de modelo interno para conseguir el seguimiento de las tensiones que aplica el DVR en el transformador de salida. El nivel interno usa un control vectorial en variables de estado para conseguir un buen seguimiento de las corrientes que inyecta el filtro de salida del convertidor y consigue amortiguar las resonancias del filtro LC. Sin embargo, se encuentra que es necesario conseguir un compromiso entre la rapidez del sistema de control y la atenuación del filtro de salida del compensador. Los resultados de simulación ilustran el funcionamiento del sistema de control del DVR donde el dispositivo es capaz de compensar perturbaciones de tensión y en este artículo se han estudiado los huecos de tensión, sin embargo el dispositivo funciona convenientemente para compensar sobretensiones temporales. En este ultimo caso, el sistema de control es el mismo y funciona convenientemente, siempre que se cuente con un almacenamiento de energía suficiente, asegurando una tensión adecuada en los condensadores de la etapa de corriente continua del convertidor. Sin embargo, es importante anotar que el sistema de control no es efectivo para seguir sobretensiones elevadas sin resistencias en la etapa de continua que permitan amortiguar los excesos transitorios de energía. Para ello se puede añadir al dispositivo la

compensación de potencia reactiva, consiguiendo minimizar las resistencias necesarias en la etapa de continua. En el diseño del sistema de control se ha adoptado la decisión conservadora de limitar el ancho de banda del sistema en lazo cerrado a la novena parte de la frecuencia de muestreo. Esta decisión podría revisarse pero se ha considerado que el dispositivo trabaje a una frecuencia de conmutación moderada, la cual se traduce en una mayor capacidad de compensación y una disminución de las pérdidas por conmutación. También se ha utilizado una frecuencia de muestreo baja que da como resultado un aumento en la capacidad computacional de los procesadores, liberándolo para realizar tareas de diagnóstico. Para este trabajo se ha diseñado y construido un prototipo de laboratorio para validar los controles presentados utilizando un procesador *Texas Instrument TMS320F28335*. En el prototipo se demuestra que el DVR puede compensar perturbaciones tales como huecos de tensión para proteger una carga sensible. El prototipo de laboratorio muestra un buen comportamiento en régimen permanente y transitorio, compensando la tensión en carga. La compensación de tensión se puede combinar con compensación de potencia reactiva de manera que el conjunto carga-DVR se comporta como una carga lineal que sólo consume potencia activa. Se ha comprobado mediante una prueba experimental que se pueden compensar un hueco de tensión usando una

87

frecuencia de muestreo de  $5,4\text{ kHz}$  y una frecuencia de conmutación de  $10,8\text{ kHz}$ . Las frecuencias de conmutación utilizadas en los ensayos son admisibles teniendo en cuenta la potencia del dispositivo en un sistema de distribución de energía eléctrica y la tecnología que existe en la actualidad.

### Agradecimientos

Este trabajo se ha llevado a cabo gracias al proyecto titulado «modelado de un Restaurador Dinámico de Tensión para el mejoramiento de la calidad de la onda de tensión», financiado por la Universidad Pontificia Bolivariana, Seccional Bucaramanga, Colombia. DGI: 085-0112-2100.

### Referencias bibliográficas

- [1] R. C. Dugan, H. W. Beaty, y S. Santoso, *Electrical Power Systems Quality*, Third edition. Tata McGraw Hill Education, 2012.
- [2] J. Arrilaga y N. R. Watson, *Power System Harmonics*. Jhon Wiley and Sons, 2003.
- [3] H. Kim, F. Blaabjerg, B. Bak-Jensen, y J. Choi, «Instantaneous power compensation in three-phase systems by using p-q-r theory», en *Power Electronics Specialists Conference*, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual, 2001, vol. 2, pp. 478–485 vol.2.
- [4] J. G. Nielsen y F. Blaabjerg, «Comparison of system topologies for dynamic voltage restorers», en *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference*, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting, 2001, vol. 4, pp. 2397–2403 vol.4.
- [5] M. Vilathgamuwa, A. A. . Ranjith Perera, S. S. Choi, y K. J. Tseng, «Control of energy optimized dynamic voltage restorer»,



presentado en The 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1999. IECON '99 Proceedings, 1999, vol. 2, pp. 873-878 vol.2.

[6] N. H. Woodley, L. Morgan, y A. Sundaram, «Experience with an inverter-based dynamic voltage restorer», IEEE Trans. Power Deliv., vol. 14, n.º 3, pp. 1181-1186, jul. 1999.

[7] M. D. Stump, G. J. Keane, y F. K. S. Leong, «The role of custom power products in enhancing power quality at industrial facilities», en 1998 International Conference on Energy Management and Power Delivery, 1998. Proceedings of EMPD '98, 1998, vol. 2, pp. 507-517 vol.2.

[8] UNE, Características de la Tensión Suministrada Por Las Redes Generales de Distribución, UNE-EN 50160. UNE, 1996.

[9] M. P. Kazmierkowski y L. Malesani, «Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey», Ind. Electron. IEEE Trans. On, vol. 45, n.º 5, pp. 691-703, 1998.

[10] G. A. de Almeida Carlos, E. C. dos Santos, C. B. Jacobina, y J. P. R. A. Mello, «Dynamic Voltage Restorer Based on Three-Phase Inverters Cascaded Through an Open-End Winding Transformer», IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, n.º 1, pp. 188-199, ene. 2016.

[11] S. Andrews y S. Joshi, «Performance Improvement of Dynamic Voltage Restorer using Proportional - Resonant Controller», en Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, 2015, pp. 1-8.

[12] A. M. Rauf y V. Khadkikar, «An Enhanced Voltage Sag Compensation Scheme for Dynamic Voltage Restorer», IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 62, n.º 5, pp. 2683-2692, may 2015.

[13] Craig Muller, User's Guide on the Use of PSCAD. Manitoba, Canada: Manitoba HVDC Research Centre, 2010.

[14] Rohitha Jayasinghe, User's Guide. A Comprehensive Resource for EMTDC. Manitoba, Canada: Manitoba HVDC Research Centre, 2010.

[15] L. A. Moran, J. W. Dixon, y R. R. Wallace, «A Three-Phase Active Power Filter Operating with Fixed Switching Frequency for Reactive Power and Current Harmonic Compensation», Ind. Electron. IEEE Trans. On, vol. 42, n.º 4, pp. 402-408, ago. 1995.

[16] S. Bhattacharya y D. Divian, «Synchronous frame based controller implementation for hybrid series active filters system», Proceeding 1995 IEEEIAS Annu. Meet., pp. 2531-2540, 1995.

[17] J. G. Nielsen y F. Blaabjerg, «A detailed comparison of system topologies for dynamic voltage restorers», IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 41, n.º 5, pp. 1272-1280, oct. 2005.

[18] J. Arrillaga, N. R. Watson, y S. Chen, Power System Quality Assessment. Jhon Wiley and Sons, 2000.

[19] V. B. Bhavaraju y P. Enjeti, «A Fast Active Power Filter to Correct Line Voltage Sag», IEEE Trans, vol. IE-41, n.º 3, pp. 333-338, 1994.

[20] G. Blajszczak, «Direct Method for Voltage Distortion Compensation in Power Network Bay Series Converter Filter», IEE Proc Electr Power Appl, vol. 142, n.º 5, pp. 308-312, 1995.

[21] H. Akagi, «New Trends in Active Filters for Power Conditioning», Ind. Appl. IEEE Trans. On, vol. 32, n.º 6, pp. 1312-1322, nov. 1996.

[22] A. Ghosh y G. Ledwich, «Compensation of distribution system voltage using DVR», IEEE Trans. Power Deliv., vol. 17, n.º 4, pp. 1030-1036, oct. 2002.

- [23] C. J. Melhorn, T. D. Davis, y G. E. Beam, «Voltage sags: their impact on the utility and industrial customers», IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 34, n.º 3, p. 549, 1998.
- [24] W. E. Brumsickle, G. A. Luckjiff, R. S. Schneider, D. M. Divan, y M. F. McGranaghan, «Dynamic sag correctors: cost effective industrial power line conditioning», en Proceedings of 34th Annual Meeting of the IEEE Industry Applications, Phoenix, AZ, USA, 1999, vol. vol.2, p. 1339.
- [25] B. Singh, K. Al-Haddad, y A. 9 Chandra, «A Review of Active Filters for Power Quality Improvement», Ind. Electron. IEEE Trans. On, vol. 46, n.º 5, pp. 960-971, oct. 1999.
- [26] C. Zhan, C. Fitzer, V. K. Ramachandaramurthy, A. Arulampalam, M. Barnes, y N. Jenkins, «Software phase-locked loop applied to dynamic voltage restorer (DVR)», en IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, 2001, 2001, vol. 3, pp. 1033-1038 vol.3.
- [27] V. Kaura y V. Blasko, «Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions», en Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual, 1996, vol. 2, pp. 703-708 vol.2.
- [28] A. C. Parsons, W. M. Grady, y E. J. Powers, «A wavelet-based procedure for automatically determining the beginning and end of transmission system voltage sags», en IEEE Power Engineering Society 1999 Winter Meeting, 1999, vol. 2, pp. 1310-1315 vol.2.
- [29] D. Gregory, C. Fitzer, y M. Barnes, «The static transfer switch operational considerations», en Power Electronics, Machines and Drives, 2002. International Conference on (Conf. Publ. No. 487), 2002, pp. 620-625.
- [30] C. Zhan, V. K. Ramachandaramurthy, A. Arulampalam, C. Fitzer, S. Kromlidis, M. Barnes, y N. Jenkins, «Dynamic voltage restorer based on voltage-space-vector PWM control», IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 37, n.º 6, pp. 1855-1863, nov. 2001.
- [31] C. Fitzer, A. Arulampalam, M. Barnes, y R. Zurowski, «Mitigation of saturation in dynamic voltage restorer connection transformers», IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, n.º 6, pp. 1058-1066, nov. 2002.
- [32] S. Gao, X. Lin, Y. Kang, Y. Duan, y J. Qiu, «Mitigation of inrush current in dynamic voltage restorer injection transformers», en 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012, pp. 4093-4098.
- [33] Y. W. Li, «Control and Resonance Damping of Voltage-Source and Current-Source Converters With Filters», IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, n.º 5, pp. 1511-1521, may 2009.
- [34] H. Akagi, «Control strategy and site selection of shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems», Present. 1996 IEEE PES Winter Meet., 1996.
- [35] M. El-Habrouk, M. K. Darwish, y P. Mehta, «Active Power Filters: A Review», Electr. Power Appl. IEE Proc., vol. 147, n.º 5, pp. 403-413, sep. 2000.
- [36] S. Buso, L. Malesani, y P. Mattavelli, «Comparison of current control techniques for active filter applications», Ind. Electron. IEEE Trans. On, vol. 45, n.º 5, pp. 722-729, 1998.
- [37] W. M. Grady, M. J. Samotyj, y A. H. Noyola, «Survey of active power line conditioning methodologies», IEEE Trans. Power Deliv., vol. 5, pp. 1536-1542, 1990.
- [38] H. Akagi, Y. Kanazawa, y A. Nabae, «Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy

storage components», IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-20, pp. 625-630, 1984.

[39] A. Garcia-Cerrada, P. Garcia-Gonzalez, R. Collantes, T. Gomez, y J. Anzola, «Comparison of thyristor-controlled reactors and voltage-source inverters for compensation of flicker caused by arc furnaces», IEEE Trans. Power Deliv., vol. 15, n.º 4, p. 1225, 2000.

[40] P. C. Krause, Analysis of Electric Machinery. New York: McGraw-Hill Inc., 1986.

[41] H. Akagi, Y. Kanazawa, y A. Nabae, «Generalised theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits», Proceeding 1983 Int. Power Electron. Conf. Tokyo Jpn. 1983, pp. 1375-1386, 1983.

[42] G. F. Franklin, J. D. Powell, y M. L. Workman, Digital Control of Dynamic Systems, 3rd ed. Addison-Wesley, 1997.

[43] K. J. Astrom y B. Wittenmark, Computer-Controlled Systems: Theory and Design, 3rd ed. Prentice Hall Inc., 1997.

[44] J. Svensson, «Grid-connected voltage source converter», PhD Thesis, Chalmers university of Technology, 1998.

[45] J. Svensson y R. Ottersted, «Shunt Active Filtering of Vector Current-Controlled VSC at a Moderate Switching Frequency», IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 35, pp. 1083-1090, 1999.

[46] J. Holtz, «Pulsewidth modulation for electronic power conversion», Proceeding IEEE, vol. 82, n.º 8, pp. 1194-1214, ago. 1994.

[47] Mathworks, Using Matlab version 8.4. Natick,MA: The Mathworks, Inc, 2014.

[48] Mathworks, Using Simulink version 8.4. Natick,MA: The Mathworks, Inc, 2014.

[49] G. Goodwin, S. Graebe, y M. Salgado, Control Systems Design. London: Prentice Hall, 2001.



Omar Pinzón Ardila  
Ingeniero Electricista por la Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, Colombia. Magíster en Ingeniería Eléctrica por la Universidad de los Andes de Bogotá, Colombia. Master y Doctor Ingeniero Industrial en el área de Automática e Informática Industrial por la Universidad Pontificia Comillas de Madrid, España. Actualmente es profesor asociado de la Facultad de Ingeniería Electrónica de la Universidad Pontificia Bolivariana, Seccional Bucaramanga.