

Detección de tensiones de frecuencia fundamental y secuencia positiva

La detección de la tensión de secuencia positiva es una cuestión crucial en el control de convertidores electrónicos de potencia conectados a la red eléctrica. Esta detección resulta imprescindible en el control de sistemas tales como acondicionadores activos, compensadores estáticos de potencia reactiva, sistemas de alimentación ininterrumpida, sistemas flexibles de transmisión en corriente alterna (FACTS – *Flexible AC Transmission Systems*), o sistemas emergentes de generación distribuida [3.1][3.2][3.3]. Generalmente, la información obtenida acerca de la componente de secuencia positiva de la tensión de red se utiliza para sincronizar ésta con las variables de salida de los convertidores [3.4], para calcular el flujo de potencia activa y reactiva [3.5], o para expresar diferentes variables internas del sistema de control sobre ejes de referencia síncronos [3.6].

En los últimos años se han presentado diferentes enfoques para la detección del módulo y la fase de la componente de secuencia positiva de la tensión de red [3.7]. Con independencia de la técnica utilizada, y a partir de la lectura instantánea de las tensiones de red, el objetivo del sistema de detección es obtener, con el menor error y la mayor rapidez posibles, las magnitudes características de la componente de frecuencia fundamental de secuencia positiva, incluso cuando las tensiones de la red se encuentren distorsionadas o desequilibradas.

Cuando las tensiones de red se caractericen por describir un conjunto de sinusoides perfectas y equilibradas, la obtención del módulo y la fase de las mismas se puede realizar mediante el uso de detectores de valor de pico y de paso por cero [3.8]. Sin embargo, teniendo en cuenta que ambas magnitudes se detectan sólo una vez cada medio ciclo de la tensión de red, el seguimiento de las mismas durante instantes intermedios resulta imposible, con lo que siempre existirá un retardo en la respuesta del sistema. Además, la aparición de armónicos o desequilibrios en las tensiones de red falseará la detección realizada mediante este procedimiento, impidiendo su utilización en la mayoría de las aplicaciones anteriormente mencionadas.

En determinados enfoques se supone que la frecuencia de la red es una magnitud constante y conocida. Bajo este supuesto, resulta común la utilización del método de las *componentes simétricas instantáneas* [3.9][3.10]. Otro enfoque menos común consiste en la utilización de un algoritmo de determinación de coeficientes mediante métodos numéricos iterativos [3.11]. En ambos métodos se introduce un desfase constante en las tensiones sensadas para así poder determinar la magnitud de las componentes de secuencia positiva y negativa. Este desfase es función de la frecuencia prevista en la red. Ambos métodos de detección darán lugar a errores de régimen permanente cuando la frecuencia de red experimente variaciones respecto a su valor nominal. Existen otros métodos que, mediante el uso de sistemas adaptativos, más o menos complejos, intentan solventar este problema, aunque su dinámica de adaptación es generalmente lenta [3.12][3.13][3.14][3.15]. Las variaciones de frecuencia se deben principalmente a desviaciones transitorias entre la capacidad de generación y la carga, y suelen estar originadas por la maniobra de interruptores de interconexión de la red. La norma EN-50160 [3.16] especifica que, durante un 5% de la semana, estas variaciones pueden llegar a ser de hasta un -6% para sistemas interconectados, y de hasta un $\pm 15\%$ en sistemas aislados.

Cuando se supone que la frecuencia de las tensiones de red puede experimentar variaciones, es habitual usar un lazo de enganche de fase (PLL – *Phase Locked Loop*) dentro del sistema de detección [3.17]. En los últimos años, debido al incremento de sistemas electrónicos de potencia que trabajan conectados a la red eléctrica, ha habido un interés creciente en el estudio de diferentes topologías de PLL aplicables a sistemas trifásicos [3.18][3.19]. Generalmente, estas estructuras de PLL se apoyan en un sistema de referencia síncrono (SRF-PLL – *Synchronous Reference Frame PLL*) [3.20][3.21] sobre el cual se proyecta el vector de tensión de red. En estos sistemas, mediante un controlador, se modifica la posición angular del SRF para que la proyección del vector de tensión sobre el eje en cuadratura (q) del SRF sea nula. De esta manera, se conseguirá que la proyección del vector sobre el eje directo (d) del SRF coincida con el módulo del mismo, y la posición angular del SRF coincidirá con el ángulo de fase del vector de tensión. En condiciones ideales de red, sin desequilibrios ni armónicos de tensión, esta técnica simple conduce a buenos resultados. Cuando la red presenta armónicos de tensión de orden elevado, se puede reducir el ancho de banda del SRF-PLL para atenuar el efecto de estos armónicos sobre el módulo y la fase detectadas. Sin embargo, cuando en la red existen desequilibrios en las tensiones de frecuencia fundamental, la reducción del ancho de banda no es una solución aceptable, ya que la respuesta dinámica del PLL será muy pobre, y siempre existirá un error residual en régimen permanente en las magnitudes detectadas [3.22]. Por tanto, en aquellas aplicaciones en las que se necesite un sistema de detección preciso y con un buen comportamiento dinámico, aún cuando existan desequilibrios a frecuencia fundamental, la utilización del SRF-PLL convencional no es la solución más apropiada.

En este capítulo se presentará un sistema de detección basado en un PLL que se apoya sobre un doble sistema de referencia síncrono (DSRF-PLL – *Double Synchronous Reference Frame PLL*) [3.23][3.24][3.25]. Este método permitirá detectar con exactitud el módulo y la fase del vector de tensión de red de secuencia positiva, incluso cuando existan desequilibrios y armónicos de tensión en la red.

3.1. Caracterización de las tensiones de red

Teóricamente, el conjunto de tensiones de red podría llegar a estar fuertemente distorsionado y desequilibrado. Este juego de tensiones de fase se puede interpretar como un sumatorio de componentes armónicas, las cuales podrían estar desequilibradas en sí mismas. Por consiguiente, de forma totalmente general, las tensiones de fase de la red podrían expresarse como:

$$\vec{V}_{S_{abc}} = \begin{bmatrix} v_{Sa} \\ v_{Sb} \\ v_{Sc} \end{bmatrix} = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\vec{V}_{S_{abc}}^{+n} + \vec{V}_{S_{abc}}^{-n} + \vec{V}_{S_{abc}}^{0n} \right), \quad (3.1)$$

donde:

$$\vec{V}_{S_{abc}}^{+n} = V_S^{+n} \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \phi^{+n}) \\ \cos(n\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi^{+n}) \\ \cos(n\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi^{+n}) \end{bmatrix}, \quad (3.2a)$$

$$\vec{V}_{S_{abc}}^{-n} = V_S^{-n} \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \phi^{-n}) \\ \cos(n\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi^{-n}) \\ \cos(n\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi^{-n}) \end{bmatrix}, \quad (3.2b)$$

$$\vec{V}_{S_{abc}}^{0n} = V_S^{0n} \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \phi^{0n}) \\ \cos(n\omega t + \phi^{0n}) \\ \cos(n\omega t + \phi^{0n}) \end{bmatrix}. \quad (3.2c)$$

En (3.2), y por conveniencia para futuros desarrollos, las tensiones armónicas se han expresado intencionadamente como términos cosenoidales. En estas expresiones, los superíndices $+n$, $-n$ y $0n$ denotan respectivamente las componentes de secuencia positiva, negativa y homopolar del armónico enésimo.

En los desarrollos que se realizarán a continuación, la componente de secuencia homopolar de las tensiones de red será intencionadamente obviada, ya que su extracción resultará sencilla mediante aplicación directa de la transformación de *Clarke* (2.28). Además, teniendo en cuenta que se pretende conseguir un sistema que detecte el módulo y la fase de la componente fundamental de secuencia positiva de las tensiones de red, en un primer análisis se estudiará únicamente la interacción de ésta con una segunda componente de secuencia positiva o negativa de orden n . Para simplificar aún más el análisis, se supondrá que el ángulo de fase característico de las diferentes componentes armónicas es nulo. De esta forma se tiene que:

$$\vec{V}_{S_{abc}} = \begin{bmatrix} v_{Sa} \\ v_{Sb} \\ v_{Sc} \end{bmatrix} = V_S^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} + V_S^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t) \\ \cos(n\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(n\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}, \quad (3.3)$$

donde $n > 0$ indica una componente de secuencia positiva, mientras que $n < 0$ indica una de secuencia negativa.

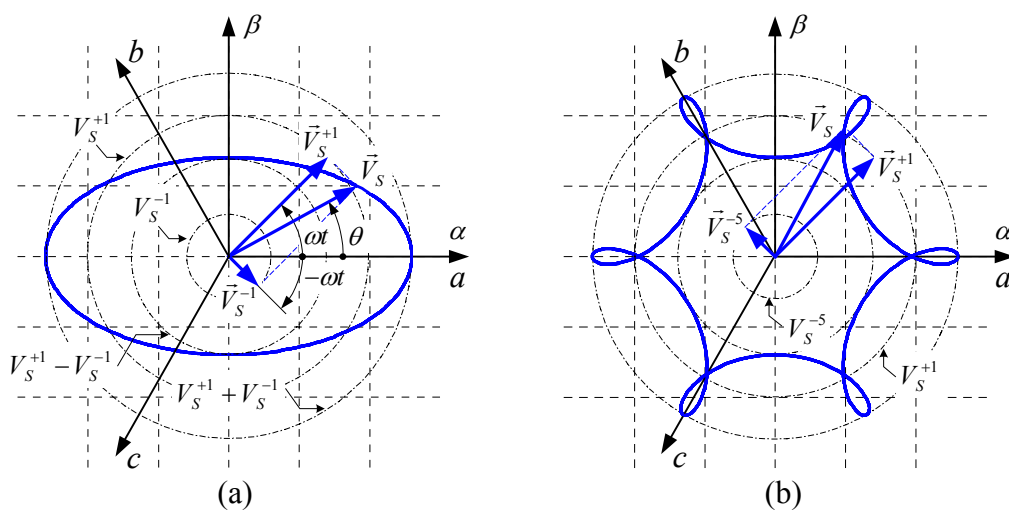


Figura 3.1. Lugar geométrico del vector de tensión.

$$(a) V_S^{-1} = 0,3 \cdot V_S^{+1}, \quad (b) V_S^{-5} = 0,3 \cdot V_S^{+1}.$$

El vector de tensión de (3.3) se puede expresar en las coordenadas α - β mediante la transformación de *Clarke* mostrada en (2.28b). En los desarrollos que se realizarán a continuación, para conseguir la misma amplitud en las tensiones expresadas en las coordenadas a - b - c que en las coordenadas α - β , la transformación normalizada de *Clarke* será reescalada. De esta forma, el vector de (3.3) se puede escribir como:

$$\vec{V}_{S_{\alpha\beta}} = \begin{bmatrix} v_{S\alpha} \\ v_{S\beta} \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \cdot \vec{V}_{S_{abc}} = V_S^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} + V_S^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t) \\ \sin(n\omega t) \end{bmatrix}, \quad (3.4)$$

donde:

$$[T_{\alpha\beta}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

En la Figura 3.1 se muestra la evolución sobre el plano α - β de un vector compuesto de tensión para dos situaciones distintas. En la Figura 3.1a, el vector de tensión de frecuencia fundamental y secuencia positiva interactúa con otro de frecuencia fundamental y secuencia negativa ($n=-1$), mientras que en la Figura 3.1b lo hace con un vector originado por un quinto armónico de secuencia negativa ($n=-5$).

Según indica la Figura 3.2, para determinar la amplitud y posición del vector compuesto de tensión se usará la transformación de *Park* (2.29), expresando dicho vector sobre un sistema de referencia síncrono (SRF) que gire en sentido positivo a frecuencia fundamental, y que ocupe una posición angular arbitraria (θ'). La expresión del vector de tensión de red sobre dicho SRF será:

$$\vec{V}_{S_{dq^{+1}}} = \begin{bmatrix} v_{Sd^{+1}} \\ v_{Sq^{+1}} \end{bmatrix} = [T_{dq^{+1}}] \cdot \vec{V}_{S_{\alpha\beta}} = V_S^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta') \\ \sin(\omega t - \theta') \end{bmatrix} + V_S^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t - \theta') \\ \sin(n\omega t - \theta') \end{bmatrix}, \quad (3.6)$$

donde la transformación $[T_{dq^{+1}}]$ está indicada en (3.7).

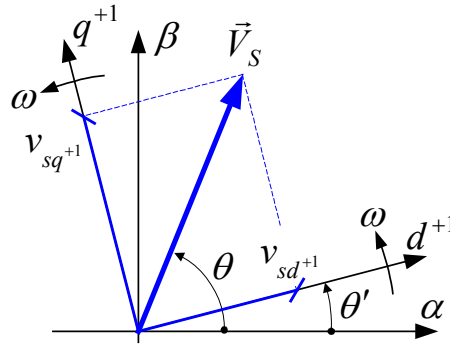


Figura 3.2. Vector de tensión expresado sobre un sistema de referencia síncrono.

$$\begin{bmatrix} T_{dq^+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta') & \sin(\theta') \\ -\sin(\theta') & \cos(\theta') \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Como caso particular, si se supone que el eje directo del SRF (d) gira de manera solidaria al vector de tensión de secuencia positiva, entonces $\omega t = \theta'$, con lo que la expresión (3.6) se transforma en:

$$\vec{V}_S = \begin{bmatrix} v_{Sd^+1} \\ v_{Sq^+1} \end{bmatrix} = V_S^{+1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + V_S^n \begin{bmatrix} \cos[(n-1)\omega t] \\ \sin[(n-1)\omega t] \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

A partir de (3.8), el módulo y la fase del vector de tensión de red valen:

$$|\vec{V}_S| = \sqrt{(v_{Sd^+1})^2 + (v_{Sq^+1})^2} = \sqrt{(V_S^{+1})^2 + (V_S^n)^2 + 2V_S^{+1}V_S^n \cos[(n-1)\omega t]}, \quad (3.9a)$$

$$\theta = \omega t + \tan^{-1}\left(\frac{v_{Sq^+1}}{v_{Sd^+1}}\right) = \omega t + \tan^{-1}\left\{\frac{V_S^n \sin[(n-1)\omega t]}{V_S^{+1} + V_S^n \cos[(n-1)\omega t]}\right\}. \quad (3.9b)$$

Las expresiones mostradas en (3.9) denotan que ni el módulo del vector de tensión compuesto, ni su velocidad angular son constantes. En la expresión (3.9b), el término resultante de la integración de la pulsación de red es monótonamente creciente, ωt , mientras que el término debido al arco tangente da lugar a una oscilación ($\tilde{\theta}$). La amplitud de esta oscilación es independiente del orden y de la secuencia de la componente armónica de tensión, y vale:

$$\tilde{\theta}_{\max} = \tan^{-1}\left(\frac{V_S^n}{\sqrt{(V_S^{+1})^2 - (V_S^n)^2}}\right). \quad (3.10)$$

Como se evidenciará en el Apartado 3.2, si se diseña un sistema de control que regule la posición del SRF para que la componente en cuadratura del mismo sea permanentemente nula ($v_{Sq^+1} = 0$), es decir, si se hace que el eje d del SRF gire en todo momento solidario al vector compuesto de la tensión de red, entonces, como es lógico, el valor instantáneo de la componente directa de dicho SRF vendrá determinado por (3.9a) y su posición angular por (3.9b).

Como también se mostrará en el Apartado 3.2, si se reduce lo suficiente el ancho de banda de este sistema de control para que sea incapaz de realizar el seguimiento instantáneo de la posición angular del vector compuesto de tensión, entonces la posición angular instantánea del SRF no coincidirá con la expresión (3.9b), ya que dicho sistema de control no podrá seguir la dinámica impuesta por el término oscilante de dicha expresión ($\tilde{\theta}$). En ese caso, la posición angular del SRF se aproximará a la posición del vector de tensión de secuencia positiva (ωt), y el valor instantáneo sus componentes d y q se aproximarán a las mostradas en (3.8).

Lógicamente, cuanto menor sea el índice armónico del vector de tensión que interactúa con el de secuencia positiva, tanto mayor deberá ser la reducción que tendrá que experimentar el ancho de banda del sistema de control. Por otro lado, como indica (3.10), cuanto mayor sea la amplitud del vector de tensión que interactúa con el de secuencia positiva, tanto mayor será la oscilación en la posición angular experimentada por el vector compuesto, y por consiguiente, tanto mayor será el error en la posición angular del SRF respecto a la del vector de secuencia positiva.

Por tanto, en lo referente a la dinámica de este hipotético sistema de control, se puede afirmar que la situación más desfavorable se daría cuando en la red apareciesen componentes con índice armónico 2 y secuencia positiva. En la práctica resulta sumamente improbable que este tipo de componentes distorsionantes aparezcan en la tensión de red, por lo que no serán tenidas en cuenta a la hora del diseño del sistema de control. Sin embargo, si resulta común la aparición de desequilibrios transitorios importantes en las componentes de frecuencia fundamental de la tensión de red, lo cual da lugar a la existencia de tensiones de frecuencia fundamental y secuencia negativa. Generalmente, este tipo de desequilibrios se producen a consecuencia de fallos en la red, o ante la conexión de grandes cargas. La aparición de componentes de frecuencia fundamental y secuencia negativa genera errores importantes en los sistemas convencionales de detección de la tensión de red de secuencia positiva, por lo que el sistema que se propondrá en el Apartado 3.3 perseguirá ser robusto y ágil para obtener resultados fiables en su salida frente a este tipo de perturbaciones.

3.2. SRF-PLL frente a desequilibrios en la red

La Figura 3.3 muestra la estructura clásica de un lazo de enganche de fase apoyado en un sistema de referencia síncrono (SRF-PLL). Como se puede apreciar en esta figura, la componente en cuadratura del sistema de referencia síncrono, $v_{Sg^{+1}}$, se aporta como variable de entrada a un controlador proporcional integral, el cual intentará hacer que el valor de dicha variable sea nulo. A la salida de este controlador se obtiene la pulsación detectada de las tensiones de entrada, ω' . Lógicamente, la integración de esta última señal genera la salida del PLL, consistente en la posición angular estimada del vector de tensiones de entrada, θ' . Este ángulo estimado se utilizará como variable de realimentación para fijar la posición del SRF.

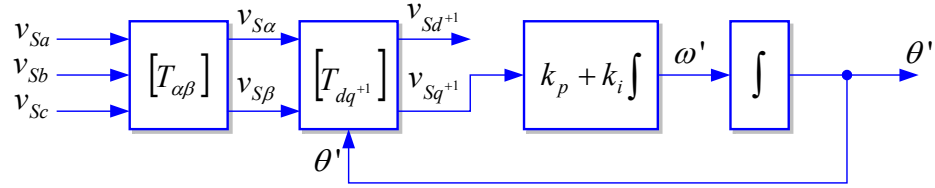


Figura 3.3. Diagrama de control del SRF-PLL convencional.

A partir de (3.6), y considerando desequilibrios en las componentes fundamentales de la tensión de red, lo que constituye el caso más desfavorable para el sistema de detección, las componentes directa y en cuadratura del SRF valdrán:

$$\vec{V}_S^{dq^+} = \begin{bmatrix} v_{Sd^+} \\ v_{Sq^+} \end{bmatrix} = V_S^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta') \\ \sin(\omega t - \theta') \end{bmatrix} + V_S^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t - \theta') \\ \sin(-\omega t - \theta') \end{bmatrix}, \quad (3.11)$$

Observando en (3.11) la expresión de la señal v_{Sq^+} , se aprecia como la variable de realimentación aparece como argumento de funciones sinusoidales. Por tanto, el sistema de la Figura 3.3 es claramente no lineal, y su interpretación analítica directa resultará dificultosa; sin embargo, esto no evita que se deban realizar algunas observaciones acerca de la sintonización de este lazo de control [3.20][3.21].

Para la simulación de las distintas hipótesis de sintonización del sistema de la Figura 3.3, se supondrá que la frecuencia fundamental de la red es de 50Hz, y que la tensión se encuentra desequilibrada con unos valores genéricos tales que $V_S^{+1} = 100V$ y $V_S^{-1} = 30V$. En estas circunstancias, el lugar geométrico descrito por el vector de tensión de red coincide con que se mostró en la Figura 3.1a.

La Figura 3.4 muestra los resultados de simulación obtenidos cuando se elige un ancho de banda elevado para el lazo de control. En este caso $k_p = 444$ y $k_i \approx 1 \cdot 10^7$. Como se puede observar en la Figura 3.4f, con estos parámetros en el controlador, la tensión v_{Sq^+} es prácticamente nula. El ángulo detectado (θ' - trazo grueso) y el del vector de secuencia positiva (ωt - trazo fino) se muestran en la Figura 3.4b. El error cometido en la detección del ángulo del vector de secuencia positiva se muestra en la Figura 3.4c, y lógicamente coincide con la parte oscilante de la expresión (3.9b). La tensión v_{Sd^+} se representa en la Figura 3.4e y es igual al módulo del vector de tensión, por lo que responde a la expresión (3.9a). Con estas condiciones de sintonización no existe información fidedigna acerca de la amplitud de la componente de secuencia positiva de la tensión de red. La única estimación posible consistiría en obtener el valor medio de la tensión v_{Sd^+} , aunque dicho valor no coincide con V_S^{+1} , sino con el valor medio de la expresión (3.9a). Para la obtención de este valor medio se ha utilizado un filtro *Butterworth* pasa-bajas de segundo orden con una frecuencia de corte de 25Hz, y el resultado obtenido se muestra en la Figura 3.4g. Esta señal es designada por $V_S'^{+1}$ para indicar que se trata de estimación del módulo del vector de tensión de secuencia positiva.

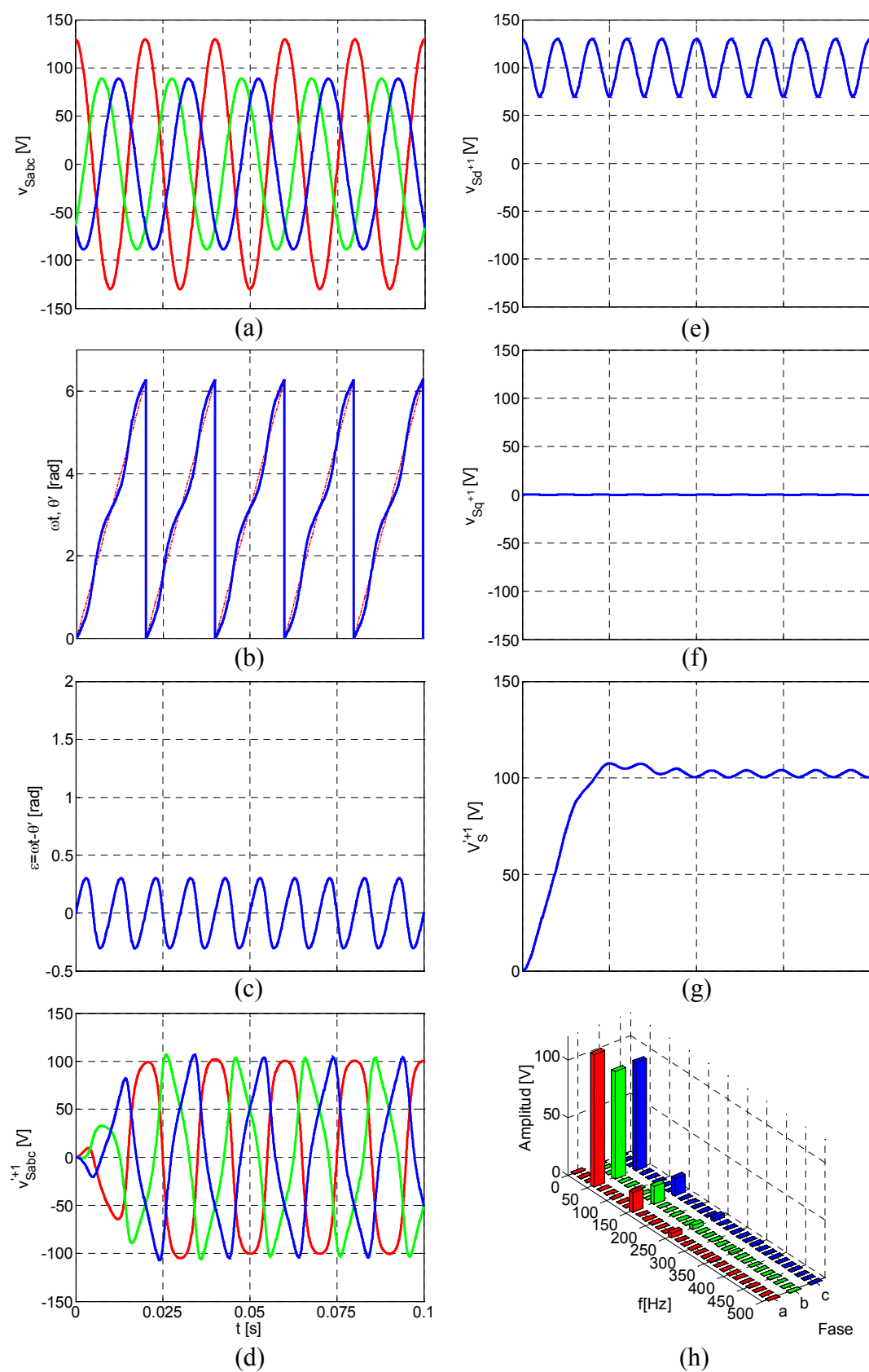


Figura 3.4. Formas de onda del SRF-PLL con un elevado ancho de banda en el lazo de control y $V_S^{-1} = 0,3 \cdot V_S^{+1} = 30V$.

A partir de los valores estimados se puede proceder a la reconstrucción del vector de tensión de secuencia positiva mediante la expresión:

$$\vec{V}_S^{r+1} = \begin{bmatrix} v_{Sa}^{r+1} \\ v_{Sb}^{r+1} \\ v_{Sc}^{r+1} \end{bmatrix} = V_S^{r+1} \begin{bmatrix} \cos(\theta') \\ \cos(\theta' - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta' + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

La Figuras 3.4d y 3.4h muestran, respectivamente, las señales obtenidas a partir de la aplicación de (3.12), y la distribución armónica de dichas señales en régimen permanente. Como era de esperar, cuando el lazo de control presenta un elevado ancho de banda, los resultados obtenidos difieren bastante de los correctos.

Como se indicó en el Apartado 3.1, la reducción del ancho de banda del PLL disminuirá la dinámica del sistema, con lo que éste no podrá seguir instantáneamente la evolución del ángulo del vector compuesto de tensiones de red. En las condiciones descritas, y de acuerdo a lo indicado en (3.9b), el sistema tenderá ahora a seguir la posición angular del vector de secuencia positiva.

Si se supone que el ancho de banda del PLL es lo suficientemente bajo como para asumir que $\theta' \approx \omega t$, entonces las componentes directa y en cuadratura del SRF mostradas en (3.11) se podrían aproximar a:

$$\vec{V}_S^{dq+1} = \begin{bmatrix} v_{Sd+1} \\ v_{Sq+1} \end{bmatrix} \approx V_S^{+1} \begin{bmatrix} 1 \\ \omega t - \theta' \end{bmatrix} + V_S^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-2\omega t) \\ \sin(-2\omega t) \end{bmatrix}, \quad (3.13)$$

donde se ha considerado que $\sin(\omega t - \theta') \approx \omega t - \theta'$, $\cos(\omega t - \theta') \approx 1$ y $-\omega t - \theta' \approx -2\omega t$.

Reordenando la expresión de la componente en cuadratura del SRF se obtiene:

$$v_{Sq+1} \approx V_S^{+1} \left[\omega t - \frac{V_S^{-1}}{V_S^{+1}} \sin(2\omega t) - \theta' \right] = V_S^{+1} [\psi - \theta'], \quad (3.14)$$

siendo:

$$\psi = \omega t - \frac{V_S^{-1}}{V_S^{+1}} \sin(2\omega t). \quad (3.15)$$

A partir de (3.14), se puede representar el nuevo diagrama de control linealizado que se muestra en la Figura 3.5. En esta figura, $\Psi(s)$ y $\Theta'(s)$ representan respectivamente las transformadas de Laplace de ψ y θ' .

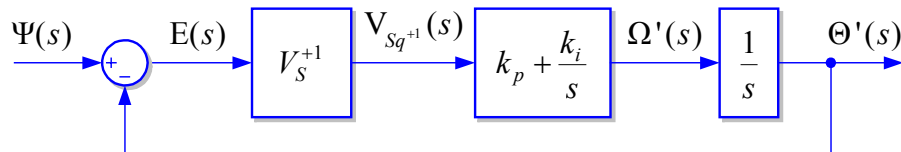


Figura 3.5. Diagrama de control linealizado del SRF-PLL convencional.

Las funciones de transferencia características de este sistema de control linealizado son:

$$\frac{\Theta'(s)}{\Psi(s)} = \frac{2\xi\omega_c s + \omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}, \quad (3.16a)$$

$$\frac{E(s)}{\Psi(s)} = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}, \quad (3.16b)$$

donde:

$$\omega_c = \sqrt{k_i V_s^{+1}} \quad ; \quad \xi = \frac{k_p}{2} \sqrt{\frac{V_s^{+1}}{k_i}}, \quad (3.17)$$

En estas funciones, el valor de ω_c establece el ancho de banda del PLL. Partiendo de la función de transferencia (3.16b), se podrá determinar analíticamente el valor necesario de ω_c para que, en régimen permanente, se cumpla que el error en el seguimiento del ángulo ψ sea:

$$\varepsilon_\psi = \frac{v_{Sg^{+1}}}{V_s^{+1}} \approx -\frac{V_s^{-1}}{V_s^{+1}} \sin(2\omega t), \quad (3.18)$$

con lo que también se cumplirá que $\theta' \approx \omega t$.

La Figura 3.6 muestra los resultados de simulación obtenidos cuando se elige un reducido ancho de banda para el lazo de control. En este caso se ha establecido que $\omega_c = \omega/2,5 = 125,66 \text{ rad/s}$ y $\xi = 1/\sqrt{2}$. Este valor de pulsación de corte da lugar a un ancho de banda 250 veces menor que el utilizado en la simulación de la Figura 3.4. En la Figura 3.6c se aprecia como, en régimen permanente, el error cometido en el seguimiento del ángulo del vector de tensión de secuencia positiva es inferior al mostrado en la Figura 3.4c. Teniendo en cuenta que el SRF gira ahora de manera prácticamente solidaria al vector de secuencia positiva, la componente en cuadratura, mostrada en la Figura 3.6f, ya no es igual a cero, sino que representa la proyección instantánea del vector de secuencia negativa sobre dicho eje. En régimen permanente, la componente directa del SRF, mostrada en la Figura 3.6e, viene determinada por la expresión (3.13), en la cual se puede apreciar como el valor medio de esta componente directa coincide con el módulo del vector de secuencia positiva. Por tanto, filtrado de la componente $v_{Sd^{+1}}$ mediante un filtro *Butterworth* pasa-bajas de segundo orden, con una frecuencia de corte de 25Hz, se obtiene la señal de la Figura 3.6g, la cual constituye la estimación del módulo del vector de tensión de secuencia positiva.

A partir de los valores estimados para el módulo y el ángulo del vector de tensión de secuencia positiva, la reconstrucción de dicha tensión se realizará mediante el empleo de (3.12). El resultado de esta reconstrucción se muestra en la Figura 3.6d, correspondiendo la Figura 3.6h a la distribución armónica de dichas señales en régimen permanente.

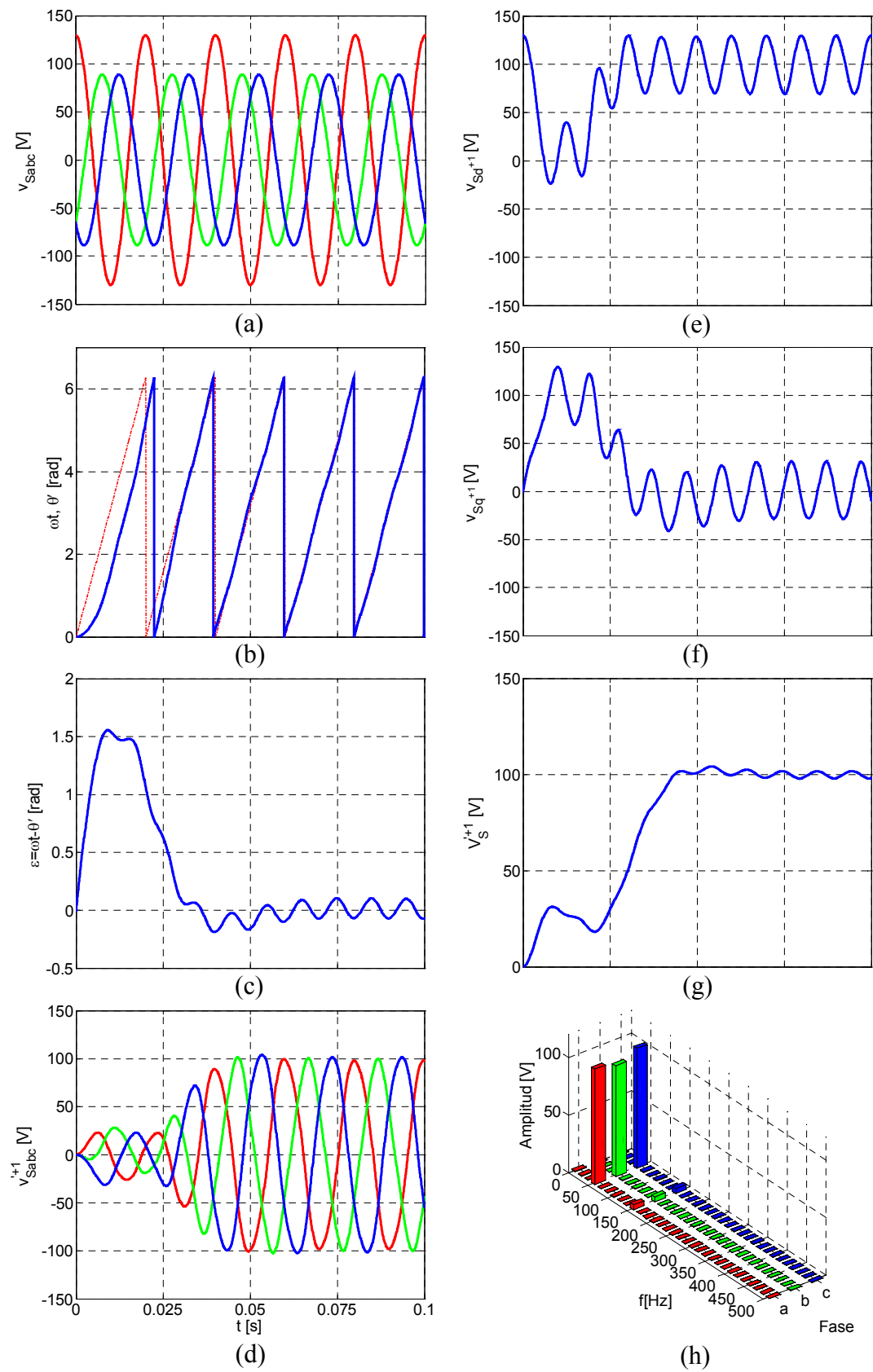


Figura 3.6. Formas de onda del SRF-PLL con un reducido ancho de banda en el lazo de control ($\omega_c = \omega/2,5$, $\xi = 1/\sqrt{2}$) y $V_s^{-1} = 0,3 \cdot V_s^{+1} = 30V$.

Aunque la imposición de un ancho de banda reducido en el PLL mejora los resultados respecto a los que se obtenían cuando este ancho de banda era elevado, dichos resultados no son completamente satisfactorios.

Si además del desequilibrio a frecuencia fundamental, se hubiese considerado que la red presentase componentes armónicas de orden superior (5° , 7° , 11° ,...) las conclusiones obtenidas no diferirían demasiado de las expuestas hasta el momento, ya que, teniendo en cuenta que en la práctica dichas componentes no presentan una magnitud elevada, y asumiendo que el sistema sería incapaz de seguir la dinámica impuesta por éstas, el efecto predominante seguiría siendo el de la componente armónica de frecuencia fundamental de secuencia negativa.

A pesar de que en régimen permanente la salida del sistema pudiese llegar a ser considerada como aceptable, el deterioro existente en la respuesta dinámica lo haría inaplicable en la mayoría de los sistemas electrónicos de potencia conectados a red. Por tanto, a continuación se presentará un nuevo sistema de detección de la componente fundamental de secuencia positiva en el que se perseguirá la precisión y la mejora en la respuesta dinámica, incluso cuando la red presente desequilibrios a frecuencia fundamental.

3.3. Detector basado en un DSRF-PLL

Para la descripción del sistema de detección basado en un lazo de enganche de fase que trabaja sobre un doble sistema de referencia síncrono (DSRF-PLL), se considerará inicialmente que las tensiones de red únicamente presentan desequilibrio en su componente de frecuencia fundamental. Posteriormente, se evaluará el efecto de los armónicos de orden superior sobre el sistema expuesto. En este desarrollo se considerará un caso más realista que el utilizado para la presentación del SRF-PLL, ya que se admitirá que la componente de secuencia negativa puede presentar cualquier desfase respecto a la positiva. De esta forma, el vector de tensión de red se puede escribir como:

$$\vec{V}_{S_{\alpha\beta}} = \begin{bmatrix} v_{S\alpha} \\ v_{S\beta} \end{bmatrix} = V_S^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} + V_S^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \phi^{-1}) \\ \sin(-\omega t + \phi^{-1}) \end{bmatrix}, \quad (3.19)$$

donde se ha considerado que el origen de fase viene determinado por la componente de tensión de secuencia positiva.

Según (3.19), \vec{V}_S^{+1} es un vector que gira en sentido positivo con velocidad angular ω , mientras que \vec{V}_S^{-1} lo hace en sentido negativo, con velocidad angular $-\omega$. Si se supone la existencia de dos sistemas de referencia síncronos: $d^+ - q^+$, que ocupa una posición angular aleatoria θ' , y $d^- - q^-$, cuya posición angular se impone igual a $-\theta'$, entonces la expresión del vector compuesto de tensión ($\vec{V}_S = \vec{V}_S^{+1} + \vec{V}_S^{-1}$) sobre este doble sistema de referencia síncrono (DSRF) da lugar a las ecuaciones mostradas en (3.20). En la Figura 3.7 se representan estos vectores de tensión y los ejes del DSRF.

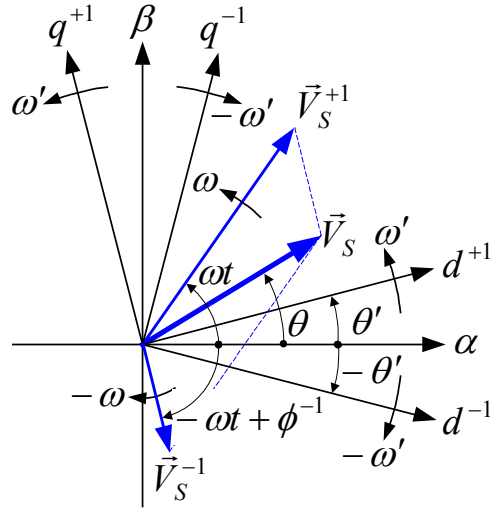


Figura 3.7. Vectores de tensión y ejes del DSRF.

$$\vec{V}_S^{dq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{Sd^{+1}} \\ v_{Sq^{+1}} \end{bmatrix} = [T_{dq}^{+1}] \cdot \vec{V}_S^{\alpha\beta} = V_S^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta') \\ \sin(\omega t - \theta') \end{bmatrix} + V_S^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \phi^{-1} - \theta') \\ \sin(-\omega t + \phi^{-1} - \theta') \end{bmatrix} \quad (3.20a)$$

$$\vec{V}_S^{dq^{-1}} = \begin{bmatrix} v_{Sd^{-1}} \\ v_{Sq^{-1}} \end{bmatrix} = [T_{dq}^{-1}] \cdot \vec{V}_S^{\alpha\beta} = V_S^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta') \\ \sin(\omega t + \theta') \end{bmatrix} + V_S^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \phi^{-1} + \theta') \\ \sin(-\omega t + \phi^{-1} + \theta') \end{bmatrix} \quad (3.20b)$$

En (3.20), $[T_{dq}^{+1}]$ coincide con (3.7), siendo $[T_{dq}^{-1}] = [T_{dq}^{+1}]^T$.

El sistema de detección que aquí se presenta utiliza un PLL similar al mostrado en la Figura 3.3, donde la señal $v_{Sq^{+1}}$ se aporta como entrada a un controlador proporcional-integral, y el ángulo detectado determinará la posición angular de sistema de referencia $d^{+1}-q^{+1}$. Bajo la suposición inicial de trabajar con un ancho de banda reducido, se puede admitir que este sistema de referencia girará de manera prácticamente solidaria al vector de secuencia positiva, es decir, $\theta' \approx \omega t$. En estas condiciones, las ecuaciones de (3.20) pueden ser escritas como:

$$\vec{V}_S^{dq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{Sd^{+1}} \\ v_{Sq^{+1}} \end{bmatrix} \approx V_S^{+1} \begin{bmatrix} 1 \\ \omega t - \theta' \end{bmatrix} + V_S^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-2\omega t + \phi^{-1}) \\ \sin(-2\omega t + \phi^{-1}) \end{bmatrix}, \quad (3.21a)$$

$$\vec{V}_S^{dq^{-1}} = \begin{bmatrix} v_{Sd^{-1}} \\ v_{Sq^{-1}} \end{bmatrix} \approx V_S^{+1} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ \sin(2\omega t) \end{bmatrix} + V_S^{-1} \begin{bmatrix} \cos(\phi^{-1}) \\ \sin(\phi^{-1}) \end{bmatrix}, \quad (3.21b)$$

donde se han utilizado las aproximaciones indicadas en (3.13).

Según (3.21), cuando el vector de tensión de red se expresa sobre el sistema de referencia $d^{+1}-q^{+1}$, las componentes directa y en cuadratura presentan un término constante, correspondiente a la proyección del vector de secuencia positiva, más una

componente oscilante de pulsación 2ω que depende de la amplitud del vector de secuencia negativa. Algo similar ocurre cuando el vector de tensión de red se expresa sobre el sistema de referencia $d^{-1}-q^{-1}$. En este caso, el término constante depende de la amplitud del vector de secuencia negativa, y la oscilación de pulsación 2ω depende de la amplitud del vector de secuencia positiva. Esta oscilación de baja frecuencia en las señales de (3.21a) conlleva a una reducción sustancial del ancho de banda del PLL, y a la utilización de un filtro pasa-bajas con un valor reducido de frecuencia de corte, existiendo, a pesar de todo, un error residual en la detección del módulo y el ángulo del vector de secuencia positiva.

Seguidamente se presenta una técnica que elimina el efecto de acoplamiento mutuo entre las señales de (3.21), consiguiéndose resultados precisos en lo referente a la detección de la amplitud y el ángulo del vector de secuencia positiva, y mejorándose la respuesta dinámica del sistema.

3.3.1. Desacoplo de señales en el DSRF

A pesar de que el sistema que aquí se presenta pretende desacoplar las señales que aparecen en los ejes del DSRF de la Figura 3.7, la exposición del mismo se llevará a cabo desde un punto de vista general, considerándose el desacoplo de las señales de dos sistemas de referencia genéricos. Este planteamiento genérico permitirá la reutilización de las conclusiones obtenidas en futuras modificaciones del sistema de detección.

Como punto de partida, se supone que el vector de tensión de red está constituido por dos componentes genéricas que giran respectivamente a velocidades angulares $n\omega$ y $m\omega$, esto es:

$$\vec{V}_{S\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{Sa} \\ v_{Sb} \end{bmatrix} = V_S^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \phi^n) \\ \sin(n\omega t + \phi^n) \end{bmatrix} + V_S^m \begin{bmatrix} \cos(m\omega t + \phi^m) \\ \sin(m\omega t + \phi^m) \end{bmatrix}, \quad (3.22)$$

donde n y m pueden ser positivos o negativos para indicar componentes de secuencia positiva o negativa, respectivamente.

Asumiendo que existen sendos sistemas de referencia que ocupan respectivamente las posiciones angulares $n\theta'$ y $m\theta'$, siendo θ' el ángulo detectado por el PLL, el vector de (3.22) se podrá expresar sobre estos sistemas de referencia genéricos como:

$$\vec{V}_{Sdq^n} = \begin{bmatrix} v_{Sd^n} \\ v_{Sq^n} \end{bmatrix} = V_S^n \begin{bmatrix} \cos(n(\omega t - \theta') + \phi^n) \\ \sin(n(\omega t - \theta') + \phi^n) \end{bmatrix} + V_S^m \begin{bmatrix} \cos(m\omega t + \phi^m - n\theta') \\ \sin(m\omega t + \phi^m - n\theta') \end{bmatrix}, \quad (3.23a)$$

$$\vec{V}_{Sdq^m} = \begin{bmatrix} v_{Sd^m} \\ v_{Sq^m} \end{bmatrix} = V_S^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \phi^n - m\theta') \\ \sin(n\omega t + \phi^n - m\theta') \end{bmatrix} + V_S^m \begin{bmatrix} \cos(m(\omega t - \theta') + \phi^m) \\ \sin(m(\omega t - \theta') + \phi^m) \end{bmatrix}. \quad (3.23b)$$

Si el PLL consiguiese una sincronización perfecta, es decir, si se supone que $\theta' = \omega t$, las expresiones de (3.23) se transformarían en:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{Sd^n} \\ v_{Sq^n} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} V_S^n \cos(\phi^n) \\ V_S^n \sin(\phi^n) \end{bmatrix} \\ &+ V_S^m \cos(\phi^m) \begin{bmatrix} \cos((n-m)\omega t) \\ -\sin((n-m)\omega t) \end{bmatrix} + V_S^m \sin(\phi^m) \begin{bmatrix} \sin((n-m)\omega t) \\ \cos((n-m)\omega t) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.24a)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{Sd^m} \\ v_{Sq^m} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} V_S^m \cos(\phi^m) \\ V_S^m \sin(\phi^m) \end{bmatrix} \\ &+ V_S^n \cos(\phi^n) \begin{bmatrix} \cos((n-m)\omega t) \\ \sin((n-m)\omega t) \end{bmatrix} + V_S^n \sin(\phi^n) \begin{bmatrix} -\sin((n-m)\omega t) \\ \cos((n-m)\omega t) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.24b)$$

En esta expresión se aprecia como la amplitud de las oscilaciones en las señales de los ejes del sistema de referencia $d^n - q^n$ coinciden con el valor medio de las señales en los ejes del sistema de referencia $d^m - q^m$, y viceversa.

De manera general, y en concordancia con (3.24), para que las señales de los ejes de un sistema de referencia cualquiera $d^x - q^x$ no se vean afectadas por los efectos de un vector \vec{V}_S^y , se propone la red de desacoplo mostrada en la Figura 3.8, donde $\bar{v}_{Sd^y}^y$ y $\bar{v}_{Sq^y}^y$ representan el valor medio de las señales en los ejes de un segundo sistema de referencia $d^y - q^y$. En esta red se han asignado nombres a los puertos de entrada y salida, ya que, a partir de ahora, esta red será representada como un bloque. Así pues, para eliminar las oscilaciones de las señales mostradas en (3.24a) hay que hacer $x = n$ e $y = m$. De la misma manera, si se hace $x = m$ e $y = n$ se eliminan las oscilaciones de las señales de (3.24b).

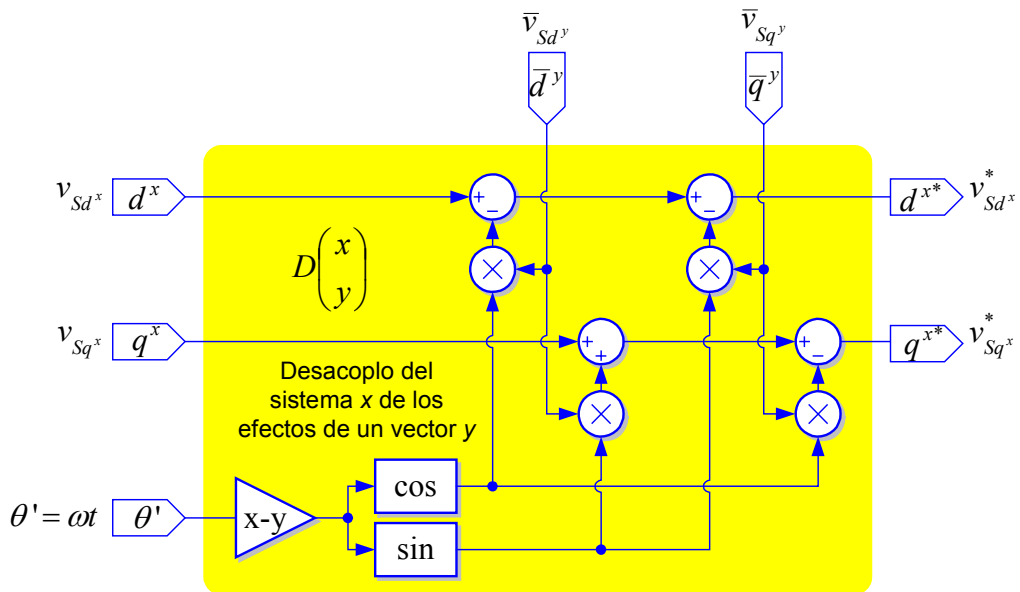


Figura 3.8. Red que desacopla el sistema $d^x - q^x$ de los efectos del vector \vec{V}_S^y

Lógicamente, para que la red de desacoplo mostrada en la Figura 3.8 tenga efecto, es preciso diseñar un mecanismo que obtenga las señales \bar{v}_{Sd^y} y \bar{v}_{Sq^y} . Con este fin se plantea el sistema de realimentación cruzada de la Figura 3.9, donde se han utilizado cuatro filtros pasa-bajas con la siguiente función de transferencia:

$$LPF(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f}. \quad (3.25)$$

Para el estudio del sistema de la Figura 3.9 se definen las señales siguientes:

$$u_1 = \cos((n - m)\omega t) \quad ; \quad u_2 = \sin((n - m)\omega t). \quad (3.26)$$

Considerando estas señales, se pueden escribir las ecuaciones siguientes:

$$\bar{V}_{Sd^n}(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \left(V_{Sd^n}(s) - U_1(s) * \bar{V}_{Sd^m}(s) - U_2(s) * \bar{V}_{Sq^m}(s) \right), \quad (3.27a)$$

$$\bar{V}_{Sq^n}(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \left(V_{Sq^n}(s) - U_1(s) * \bar{V}_{Sq^m}(s) + U_2(s) * \bar{V}_{Sd^m}(s) \right), \quad (3.27b)$$

$$\bar{V}_{Sd^m}(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \left(V_{Sd^m}(s) - U_1(s) * \bar{V}_{Sd^n}(s) + U_2(s) * \bar{V}_{Sq^n}(s) \right), \quad (3.27c)$$

$$\bar{V}_{Sq^m}(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \left(V_{Sq^m}(s) - U_1(s) * \bar{V}_{Sq^n}(s) - U_2(s) * \bar{V}_{Sd^n}(s) \right), \quad (3.27d)$$

donde el símbolo ‘*’ representa el producto de convolución en el dominio de s .

La transformación de estas expresiones de (3.27) al dominio del tiempo conduce a las ecuaciones mostradas en (3.28).

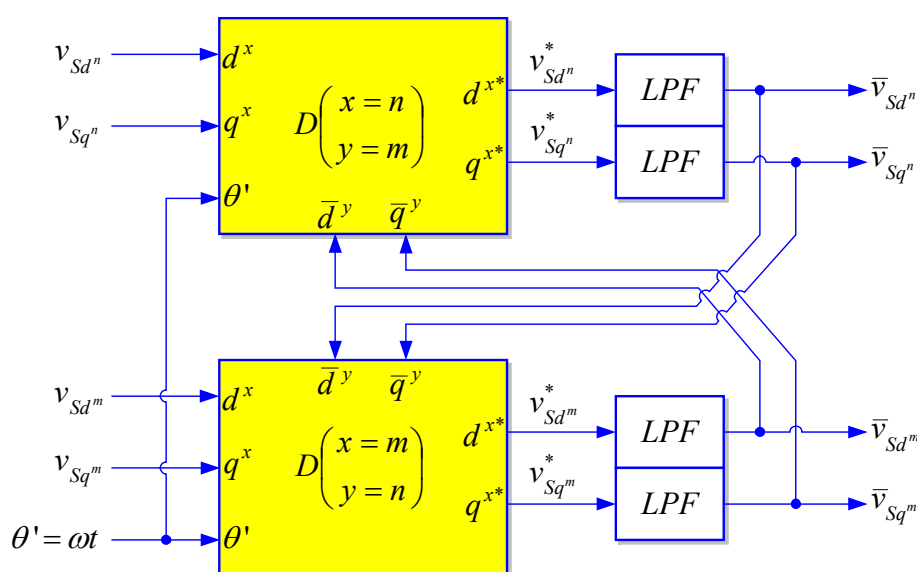


Figura 3.9. Sistema de desacoplo entre las señales de los ejes $d^n - q^n$ y $d^m - q^m$.

$$\dot{\bar{v}}_{Sd^n} = \omega_f \left(v_{Sd^n} - \bar{v}_{Sd^n} - u_1 \bar{v}_{Sd^m} - u_2 \bar{v}_{Sq^m} \right), \quad (3.28a)$$

$$\dot{\bar{v}}_{Sq^n} = \omega_f \left(v_{Sq^n} - \bar{v}_{Sq^n} - u_1 \bar{v}_{Sq^m} + u_2 \bar{v}_{Sd^m} \right), \quad (3.28b)$$

$$\dot{\bar{v}}_{Sd^m} = \omega_f \left(v_{Sd^m} - \bar{v}_{Sd^m} - u_1 \bar{v}_{Sd^n} + u_2 \bar{v}_{Sq^n} \right), \quad (3.28c)$$

$$\dot{\bar{v}}_{Sq^m} = \omega_f \left(v_{Sq^m} - \bar{v}_{Sq^m} - u_1 \bar{v}_{Sq^n} - u_2 \bar{v}_{Sd^n} \right). \quad (3.28d)$$

A partir de estas ecuaciones, si se sustituyen v_{Sd^n} , v_{Sq^n} , v_{Sd^m} , v_{Sq^m} , u_1 y u_2 por sus expresiones temporales, se obtiene el siguiente modelo de estado:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(t) \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t) \cdot \mathbf{v}(t), \quad (3.29a)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}(t), \quad (3.29b)$$

donde:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} \bar{v}_{Sd^n} \\ \bar{v}_{Sq^n} \\ \bar{v}_{Sd^m} \\ \bar{v}_{Sq^m} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}(t) = \begin{bmatrix} V_S^n \cos(\phi^n) \\ V_S^n \sin(\phi^n) \\ V_S^m \cos(\phi^m) \\ V_S^m \sin(\phi^m) \end{bmatrix}, \quad (3.30a)$$

$$\mathbf{A}(t) = -\mathbf{B}(t), \quad \mathbf{C} = \mathbf{I}, \quad (3.30b)$$

$$\mathbf{B}(t) = \omega_f \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cos((n-m)\omega t) & \sin((n-m)\omega t) \\ 0 & 1 & -\sin((n-m)\omega t) & \cos((n-m)\omega t) \\ \cos((n-m)\omega t) & -\sin((n-m)\omega t) & 1 & 0 \\ \sin((n-m)\omega t) & \cos((n-m)\omega t) & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.30c)$$

El modelo de estado representado mediante (3.29) y (3.30) corresponde a un sistema lineal variante en el tiempo de múltiples entradas y salidas. Teniendo en cuenta que la resolución analítica de este sistema resulta compleja, para evaluar su respuesta se particularizará dicha resolución al escenario mostrado en la Figura 3.7, es decir, se considerarán desequilibrios a frecuencia fundamental y se utilizarán los sistemas de referencia $d^{+1}-q^{+1}$ y $d^{-1}-q^{-1}$. Para este caso particular, en las expresiones de (3.30) se tendrá que $n=+1$ y $m=-1$. Además, para simplificar aún más el proceso de resolución, se supondrá que $\phi^{+1} = 0$ y $\phi^{-1} = 0$.

Atendiendo a la salida que nos resulta de interés, y suponiendo una entrada de tipo escalón en $\mathbf{v}(t)$, la solución analítica para $\bar{v}_{Sd^{+1}}$ se muestra en (3.31), donde la variable k expresa la relación existente entre la frecuencia de corte del filtro pasabajas y la frecuencia fundamental de la red, es decir, $k = \omega_f / \omega$. En la Figura 3.10 se representa la ecuación (3.31) para diferentes valores de k , suponiendo que $V_S^{+1} = 100V$, $V_S^{-1} = 30V$ y $\omega = 2\pi 50 \text{ rad/s}$.

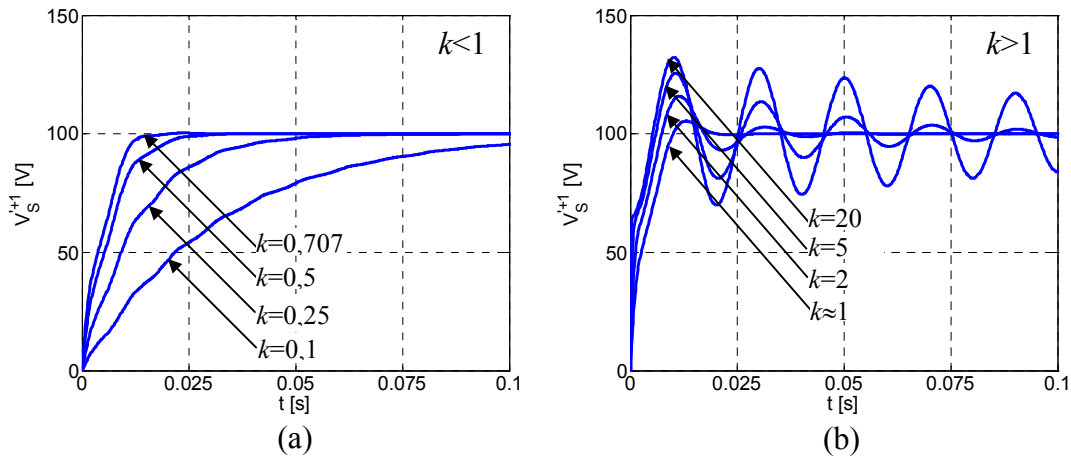


Figura 3.10. Señal de salida teórica para $\bar{v}_{Sd^{+1}} \equiv V_S^{r+1}$ en el sistema de desacoplo entre $d^{+1}-q^{+1}$ y $d^{-1}-q^{-1}$ considerando que $V_S^{+1} = 100\text{V}$, $V_S^{-1} = 30\text{V}$, $\omega = 2\pi 50\text{ rad/s}$ y diferentes valores de k .

$$\bar{v}_{Sd^{+1}} = V_S^{+1} - \left\{ V_S^{+1} \cos(\omega t) \cos(\omega t \sqrt{1-k^2}) - \frac{1}{\sqrt{1-k^2}} \left[(V_S^{+1} \sin(\omega t) - kV_S^{-1} \cos(\omega t)) \sin(\omega t \sqrt{1-k^2}) \right] \right\} e^{-k\omega t} \quad (3.31)$$

La ecuación (3.31) presenta una singularidad en $k=1$, por este motivo en la Figura 3.10 se ha dividido la representación de esta ecuación para los dos intervalos en los que se obtienen resultados reales. En la Figura 3.10 se aprecia como, después de un periodo de estabilización definido por la variable k , la amplitud del vector de secuencia positiva queda perfectamente definida. A partir de ahora, esta señal de salida pasará a denominarse V_S^{r+1} , indicando que se trata de la estimación de la amplitud de la componente de secuencia positiva del vector de tensión de entrada.

A la vista de las señales mostradas en la Figura 3.10 parece lógico fijar $k = 1/\sqrt{2}$, ya que la respuesta dinámica es lo suficientemente rápida y no aparecen oscilaciones en la señal de salida. A pesar de ello, hay que tener en cuenta que en una aplicación real del sistema de la Figura 3.9, el ángulo de entrada, θ' , no será permanentemente igual al ángulo del vector de secuencia positiva, ωt , sino que dicho ángulo se obtendrá a través del PLL. Esto dará lugar a que, antes de que el PLL se encuentre convenientemente sincronizado, podrían aparecer grandes errores transitorios en la estimación de la posición angular del vector de secuencia positiva. Por tanto, el modelo de estado de (3.29) y (3.30) sólo describe el comportamiento del sistema cuando el PLL se encuentre perfectamente sintonizado. En régimen transitorio, y considerando que se hubiese adoptado un valor elevado para la frecuencia de corte de los filtros pasa-bajas ($k > 1$), el error asociado con θ' da lugar a que aparezcan errores en las señales de salida, los cuales pueden conducir a un comportamiento errante del sistema de detección. La reducción del ancho de banda de los mencionados filtros ($k \approx 1/\sqrt{2}$) atenuará estas oscilaciones y dará lugar a un comportamiento estable del

sistema de detección. Además, la necesidad de esta reducción en el ancho de banda de los filtros pasa-bajas será más acuciante cuando las tensiones de red no sólo presenten desequilibrios a frecuencia fundamental, sino que también incluyan armónicos de orden superior.

3.3.2. Estructura y comportamiento del DSRF-PLL

La Figura 3.11 muestra la estructura final del DSRF-PLL. En esta figura es preciso resaltar que la señal de entrada al controlador proporcional-integral del PLL no es $v_{Sg^{+1}}$ sino $v_{Sg^{+1}}^*$.

Como se indicó en el Apartado 3.2, si se utilizaba el PLL convencional de la Figura 3.3 cuando existían desequilibrios en la red a frecuencia fundamental, y suponiendo que $\theta' \approx \omega t$, la señal $v_{Sg^{+1}}$ presentaba oscilaciones de pulsación 2ω con una amplitud idéntica a la del vector de tensión de secuencia negativa, ver ecuación (3.13). Estas oscilaciones obligaban a fijar un ancho de banda reducido en el lazo de control y originaban errores de régimen permanente en el ángulo finalmente detectado por el PLL.

En la estructura de PLL mostrada en la Figura 3.11, mediante la utilización del bloque que desacopla las señales del sistema de referencia $d^{+1}-q^{+1}$ de los efectos del vector de tensión de secuencia negativa, se conseguirá que, en régimen permanente, la señal $v_{Sg^{+1}}^*$ sea constante. Por este motivo, cuando la señal $v_{Sg^{+1}}^*$ se aporta como entrada al controlador proporcional-integral del PLL se asegura que, en régimen permanente, el ángulo detectado por el mismo presente error nulo. La cancelación de las oscilaciones de pulsación 2ω a la entrada del controlador proporcional-integral podrían permitir el aumento del ancho de banda del lazo de control, sin embargo, teniendo en cuenta la limitación existente en las frecuencia de corte los filtros pasa-bajas ($k \approx 1/\sqrt{2}$) la dinámica global del DSRF-PLL no mejoraría demasiado.

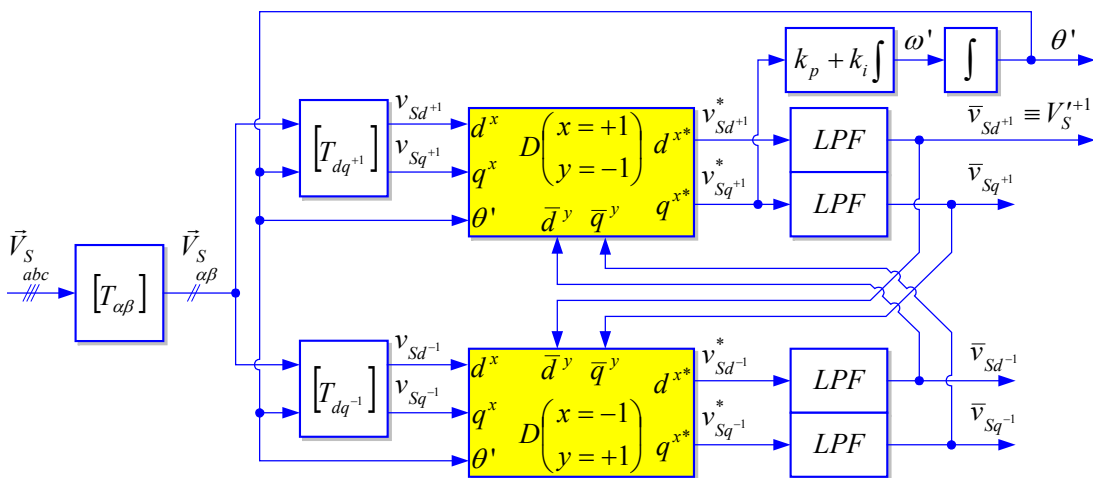


Figura 3.11. Diagrama de control del DSRF-PLL.

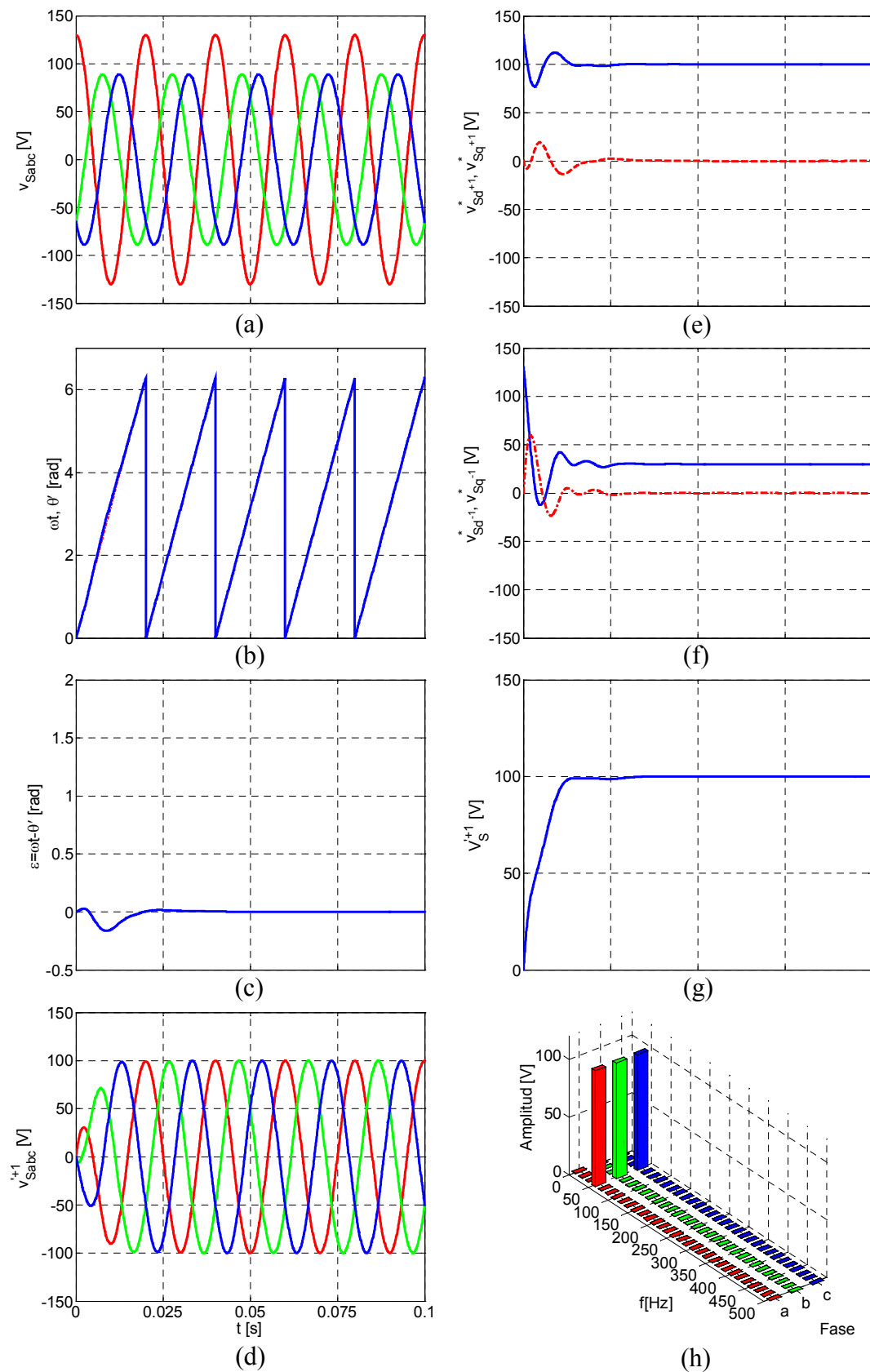


Figura 3.12. Formas de onda del DSRF-PLL con $\omega_c = \omega/2$, $\xi = 1/\sqrt{2}$, $\omega_f = \omega/\sqrt{2}$ y $V_S^{-1} = 0,3 \cdot V_S^{+1} = 30\text{V}$.

En la Figura 3.12 se muestran los resultados obtenidos en la simulación del DSRF-PLL cuando $V_s^{+1} = 100\text{V}$, $V_s^{-1} = 30\text{V}$, $\omega = 2\pi 50\text{rad/s}$. En esta simulación se ha considerado que $\omega_c = \omega/2 = 157,07\text{rad/s}$, que $\xi = 1/\sqrt{2}$ y que la pulsación de corte de los filtros pasa-bajas de primer orden es $\omega_f = \omega/\sqrt{2} = 222,14\text{rad/s}$ ($k = 1/\sqrt{2}$).

La Figura 3.12c evidencia como el error de régimen permanente en la detección del ángulo del vector de secuencia positiva es nulo. Además, para los parámetros de sintonización seleccionados, el sistema presenta una buena respuesta dinámica, consiguiendo la sintonización en aproximadamente un ciclo de la tensión de red.

Las Figuras 3.12e y 3.12f muestran las señales desacopladas en los sistemas de referencia síncronos $d^{+1}-q^{+1}$ y $d^{-1}-q^{-1}$, donde las tensiones del eje directo (d) se representan mediante trazo continuo, y las del eje en cuadratura (q) mediante trazo discontinuo. Estas figuras muestran como, en régimen permanente, la perturbación de pulsación 2ω ha sido cancelada en dichas señales. En la Figura 3.12f se aprecia como, en régimen permanente, la señal $v_{Sd^{-1}}^*$ coincide con la amplitud del vector de secuencia negativa. Esto se debe a que en esta simulación se ha impuesto que los ángulos de fase de los vectores de secuencia positiva y negativa sean nulos, es decir, $\phi^{+1} = \phi^{-1} = 0$. En un caso general, en el que ambos ángulos de fase no sean iguales, y una vez estabilizado el PLL, la señal $v_{Sd^{+1}}^*$ seguirá coincidiendo con la amplitud del vector de secuencia positiva, y la señal $v_{Sq^{+1}}^*$ valdrá cero, ya que el PLL impone que el eje d^{+1} gire solidario al vector de secuencia positiva, consiguiéndose así el ángulo estimado de dicho vector, θ' . Teniendo en cuenta que la posición angular del sistema de referencia $d^{-1}-q^{-1}$ siempre será igual a $-\theta'$, y considerando que los ángulos de fase ϕ^{+1} y ϕ^{-1} no tienen por qué ser iguales y de signo opuesto, la posición del eje d^{-1} tampoco tiene por qué coincidir con la posición del vector de secuencia negativa. Por tanto, las señales $v_{Sd^{-1}}^*$ y $v_{Sq^{-1}}^*$ siempre reflejarán la proyección del vector de secuencia negativa sobre el sistema de referencia $d^{-1}-q^{-1}$, y el valor de éstas dependerá de la posición angular relativa que ocupe el vector de tensión respecto al sistema de referencia. Está claro que mediante el conocimiento de $v_{Sd^{-1}}^*$, $v_{Sq^{-1}}^*$ y θ' , y aplicando simples relaciones trigonométricas, será sencillo determinar el módulo y el ángulo del vector de secuencia negativa.

En la Figura 3.12g se observa la amplitud detectada para el vector de secuencia positiva, $V_s'^{+1}$. Es posible apreciar como el resultado obtenido mediante simulación para esta señal es muy similar al mostrado en la Figura 3.10 para $k = 1/\sqrt{2}$, el cual se obtuvo de forma teórica. Las pequeñas diferencias existentes entre estas dos figuras se deben a que $\theta' \neq \omega t$ durante el periodo de estabilización de lazo de control.

A partir del conocimiento del módulo y ángulo del vector de secuencia positiva, y mediante el uso de la expresión (3.12), se puede proceder a la reconstrucción del vector del vector de tensión de secuencia positiva. La Figura 3.12d muestra el resultado de esta reconstrucción, estando su distribución armónica representada en la Figura 3.12h. Ambas figuras demuestran la exactitud y la buena dinámica exhibida por el sistema de detección aquí propuesto.

(A) Comportamiento ante variaciones de frecuencia

La principal ventaja que ofrece un sistema de detección basado en el DSRF-PLL respecto a los sistemas basados en la aplicación directa del método de las componentes simétricas instantáneas [3.9][3.10], o de métodos numéricos [3.11], sin usar sistemas adaptativos adicionales, consiste en su capacidad de ofrecer resultados correctos incluso cuando la frecuencia de red varía respecto a su valor nominal.

A modo de ejemplo, en la Figura 3.13 se muestran los resultados obtenidos cuando la frecuencia de red experimenta una variación de un -30% respecto a su valor nominal. Esta variación de frecuencia supone el doble de la máxima variación admisible para sistemas aislados según la norma EN-50160 [3.16]. Para esta simulación, y con el objetivo de suavizar las oscilaciones en las señales de salida, se ha elegido $\omega_f = \omega/2 = 157,07 \text{ rad/s}$, manteniéndose idénticos el resto de parámetros respecto a la simulación mostrada en la Figura 3.12.

La Figura 3.13 muestra como, si además de desequilibrios en las tensiones de frecuencia fundamental, aparecen variaciones de frecuencia, el DSRF-PLL se adapta a dicha variación y continua ofreciendo resultados correctos. En [3.26] existe un estudio cuantitativo del error cometido por un sistema de detección basado en el método de las componentes simétricas instantáneas ante variaciones de frecuencia.

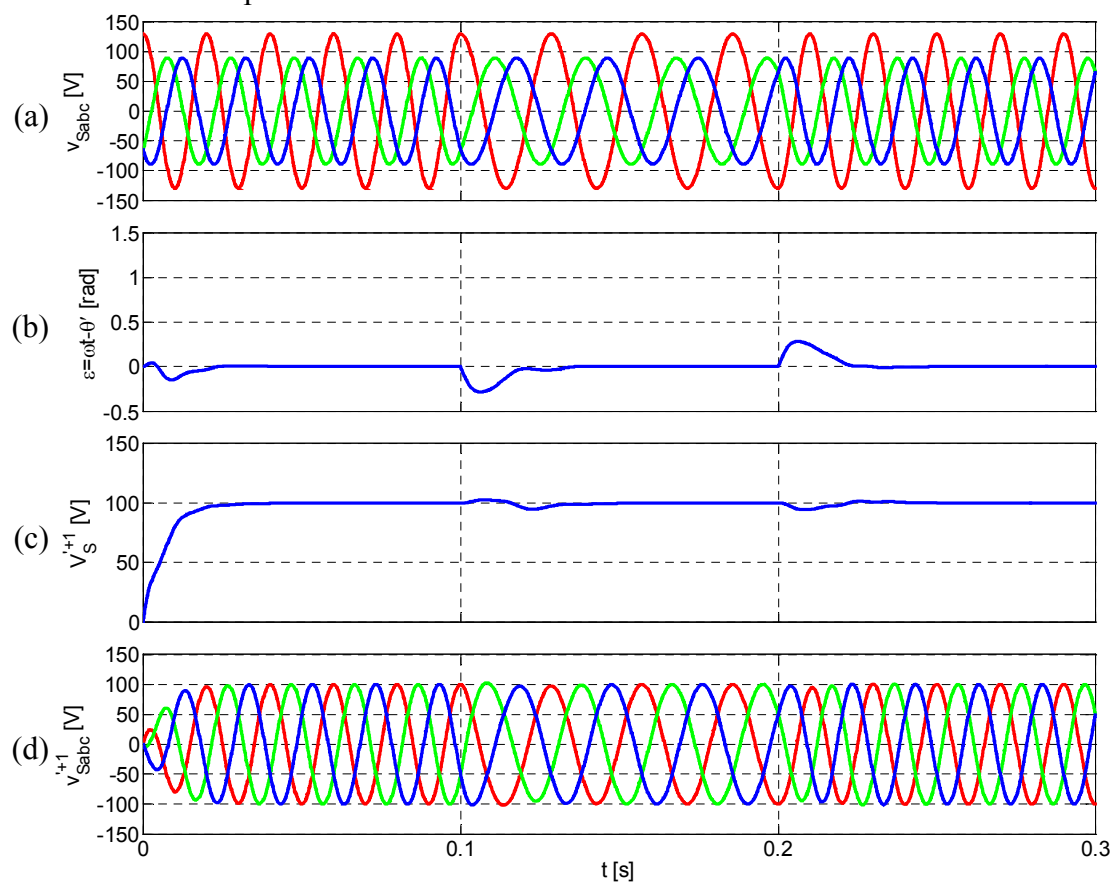


Figura 3.13. Respuesta del DSRF-PLL ante variación de frecuencia.

(B) Comportamiento ante armónicos de orden superior

En los desarrollos realizados hasta el momento para el diseño del DSRF-PLL, se ha supuesto que las tensiones de red estaban constituidas exclusivamente por componentes de secuencia positiva y negativa de frecuencia fundamental. En el Apartado 3.2 se indicó que la reducción del ancho de banda del lazo de control del SRF-PLL podía dar lugar a resultados aceptables cuando en la red aparecían componentes armónicas de orden superior. Para evaluar en qué medida la reducción del ancho de banda del DSRF-PLL da lugar a resultados aceptables cuando existan armónicos de orden superior en las tensiones de entrada, se considerará una red fuertemente distorsionada. Para ello se planteará un escenario en el que la red, además del desequilibrio de primer armónico ($V_S^{+1} = 100\text{V}$, $V_S^{-1} = 30\text{V}$), presenta un quinto armónico elevado, también desequilibrado ($V_S^{+5} = 30\text{V}$, $V_S^{-5} = 50\text{V}$).

Para la simulación del DSRF-PLL se ha adoptado que $\omega_c = \omega/2 = 157,07\text{rad/s}$ y $\xi = 1/\sqrt{2}$, y se ha considerado la existencia de filtros *Butterworth* pasa-bajas de segundo orden, con una frecuencia de corte $\omega_f = \omega/2 = 157,07\text{rad/s}$. La Figura 3.14 muestra los resultados de esta simulación. Si se tiene en cuenta el alto grado de distorsión armónica existente en las tensiones de red, se podría afirmar que el error cometido en la detección de la componente de secuencia positiva no es elevado, aunque claramente los resultados obtenidos no son perfectos.

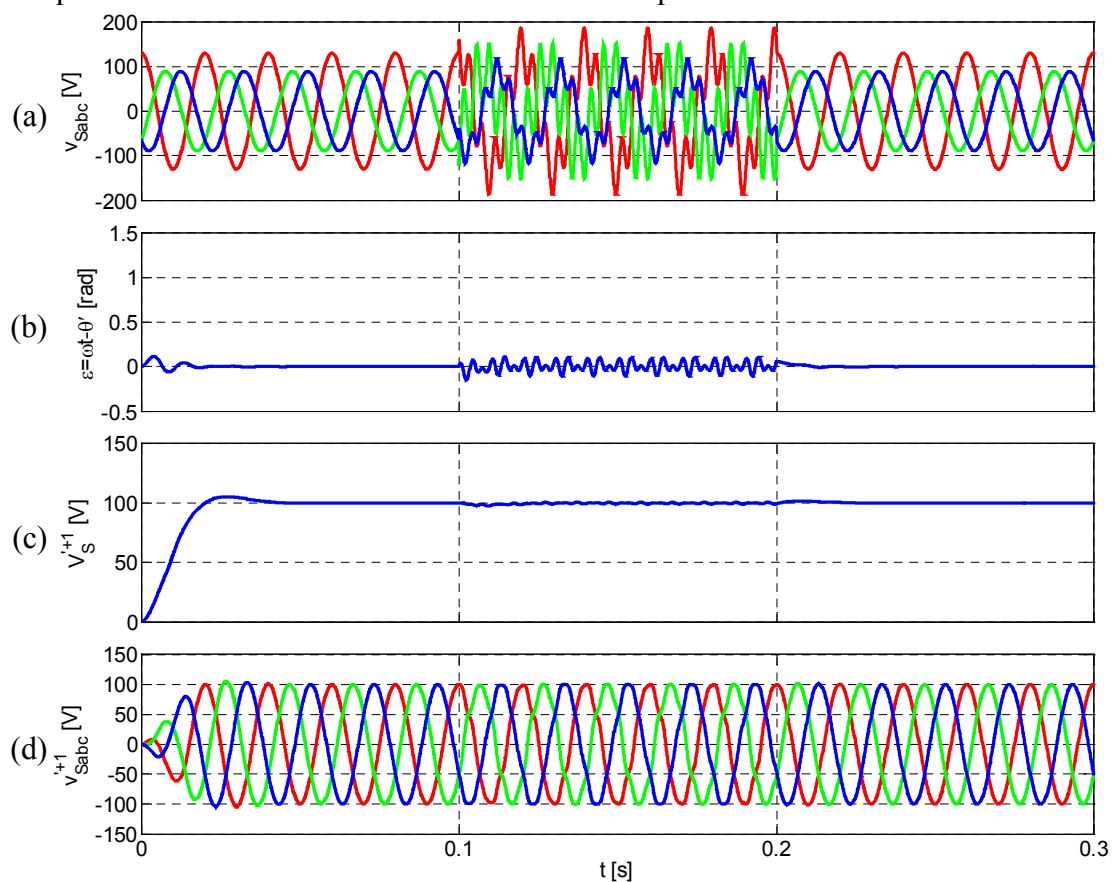


Figura 3.14. Respuesta del DSRF-PLL frente a armónicos de orden superior.

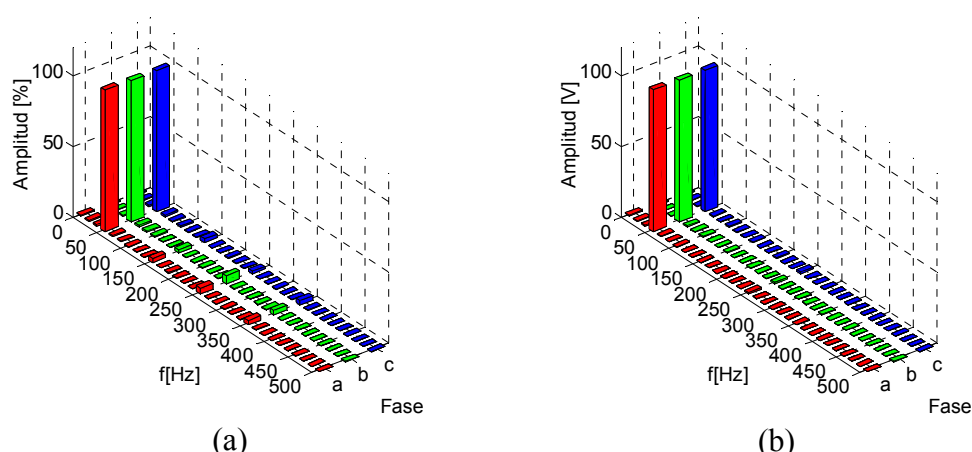


Figura 3.15. Distribución armónica de la salida del DSRF-PLL cuando:
 (a) $V_s^{+1} = 100\text{V}$, $V_s^{-1} = 30\text{V}$, $V_s^{+5} = 30\text{V}$, $V_s^{-5} = 50\text{V}$, y se usan filtros *Butterworth* de segundo orden con $\omega_f = 2\pi 50\text{ rad/s}$.
 (b) $V_s^{+1} = 100\text{V}$, $V_s^{-1} = 30\text{V}$, $V_s^{+5} = 10\text{V}$, y se usan filtros de primer orden con $\omega_f = 2\pi 50\text{ rad/s}$.

La Figura 3.15a muestra la distribución armónica de las tensiones de la Figura 3.14d durante el periodo en que existen armónicos en la entrada. En aplicaciones reales, el contenido de armónicos de orden superior en la red no suele ser tan elevado como el considerado en esta simulación. Sirva como justificación lo establecido por el estándar internacional IEC-61000-2-4 [3.27] donde, entre otras cosas, se regula el contenido armónico de la tensión de alimentación de plantas industriales. En esta norma se especifica que la amplitud de quinto armónico (el de mayor amplitud) para entornos de Clase 3 (industrial degradado) no puede ser superior a un 8% del valor de la componente fundamental, estando limitado el THD a un 10%.

Según lo expuesto, se podrían seguir utilizando filtros pasa-bajas de primer orden y el sistema ofrecería resultados aceptables tanto en lo referente a exactitud como respuesta dinámica. La Figura 3.15b muestra la composición armónica de la tensión que se obtendría a la salida del SDRF-PLL cuando se utilizasen filtros pasa-bajas de primer orden con una pulsación de corte de $\omega_f = 2\pi 50\text{ rad/s}$, y en la red, además de las componentes de secuencia positiva y negativa de frecuencia fundamental, existe un quinto armónico de secuencia negativa con una amplitud de 10V. A pesar de que los resultados obtenidos en este último caso son bastante precisos, si se deseara obtener con total exactitud la componente fundamental de secuencia positiva, sería necesaria la utilización de una nueva estructura de PLL basada en múltiples sistemas de referencia síncronos, que desacople el efecto de los diferentes armónicos, y permita obtener resultados exactos. Este sistema se presentará en el Apartado 3.4.

(C) Comportamiento ante huecos de tensión

Un *hueco* de tensión es una súbita reducción (entre el 10 y el 90%) de la magnitud de la tensión de red, y cuya duración abarca desde medio ciclo hasta varios segundos. Los huecos que duran menos de medio ciclo se consideran transitorios [3.28][3.29].

Los huecos se deben generalmente a cortocircuitos y fallas a tierra, a la energización de transformadores, y al arranque de grandes motores de inducción [3.30].

En diferentes publicaciones se evidencia que la caracterización de los huecos de tensión en sistemas trifásicos mediante su tensión remanente (la menor de las tres fases) y su duración [3.28] da lugar a una pérdida de información, ya que se obvia tanto el posible salto de fase de las tensiones, como su posible desequilibrio [3.31][3.32][3.33]. Por este motivo, para la caracterización de los huecos de tensión que atacarán al DSRF-PLL se utilizará un método de caracterización basado en las componentes simétricas [3.34][3.35][3.36].

Para una caracterización básica se asumirá que las impedancias de secuencia positiva y negativa del lado de fuente son iguales. Esto da lugar a cuatro tipos de huecos trifásicos desequilibrados, los cuales se muestran mediante los diagramas fasoriales de la Figura 3.16. En esta figura, los fasores de trazo discontinuo corresponden a las tensiones pre-falta, mientras que los de trazo continuo corresponden a las tensiones durante la falta. Los huecos del tipo A son debidos a fallas trifásicas, mientras que los huecos del tipo B, C y D son debidos a fallas monofásicas y fallas fase-fase. Debido a la estructura habitual de los sistemas de potencia, la mayoría de los huecos trifásicos desequilibrados serán del tipo C y D [3.29].

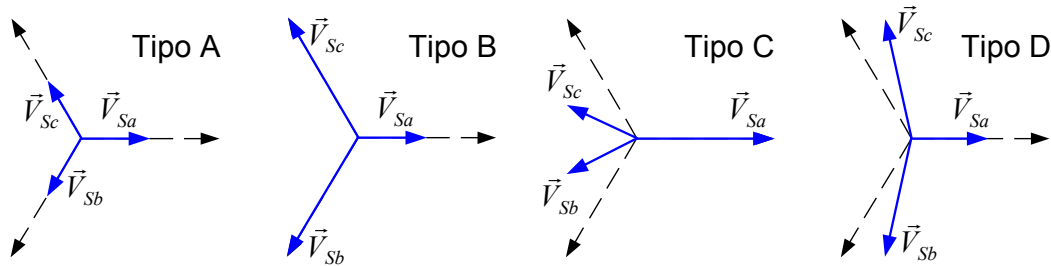


Figura 3.16. Representación fasorial de huecos trifásicos desequilibrados.

En esta caracterización básica, el hueco de tensión vendrá determinado por una *magnitud característica* y por un *ángulo de salto de fase*, los cuales se definen como el valor absoluto y el argumento del fasor complejo que representa la menor tensión de fase (para huecos del tipo D) o la menor tensión entre dos fases (para huecos del tipo C). A este fasor complejo se le denomina *voltaje característico*, \vec{V} , y suele estar expresado en tanto por uno. De esta forma, los fasores de tensión de fase, en tanto por uno, para este tipo de huecos coinciden con los mostrados en (3.32).

$$\begin{array}{ll}
 \text{Tipo C:} & \text{Tipo D:} \\
 \vec{V}_{Sa} = 1 & \vec{V}_{Sa} = \vec{V} \\
 \vec{V}_{Sb} = -\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} j \vec{V} & \vec{V}_{Sb} = -\frac{1}{2} \vec{V} - \frac{\sqrt{3}}{2} j \vec{V} \\
 \vec{V}_{Sc} = -\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} j \vec{V} & \vec{V}_{Sc} = -\frac{1}{2} \vec{V} + \frac{\sqrt{3}}{2} j \vec{V}
 \end{array} \quad (3.32)$$

Existen determinadas situaciones reales en las que la caracterización de los huecos de tensión mediante su voltaje característico no es suficiente. Esto se debe principalmente a que las impedancias de secuencia positiva y negativa de las líneas

no son exactamente iguales, aunque también existen otros factores, como son el efecto de caída de tensión que se produce en el lado de fuente cuando los grandes motores de inducción se ralentizan debido a la aparición de un hueco, o la variación de tensión que suele aparecer en las fases no sometidas a falta [3.37]. Por este motivo, para conseguir una caracterización generalizada, se introduce un segundo parámetro conocido como el *factor PN*, \vec{F} , también expresado en tanto por uno. Teniendo en cuenta este segundo factor, los fasores de tensión de fase, en tanto por uno, durante la existencia del hueco quedan definidos por (3.33).

$$\begin{array}{ll}
 \text{Tipo C:} & \text{Tipo D:} \\
 \vec{V}_{Sa} = \vec{F} & \vec{V}_{Sa} = \vec{V} \\
 \vec{V}_{Sb} = -\frac{1}{2}\vec{F} - \frac{\sqrt{3}}{2}j\vec{V} & \vec{V}_{Sb} = -\frac{1}{2}\vec{V} - \frac{\sqrt{3}}{2}j\vec{F} \\
 \vec{V}_{Sc} = -\frac{1}{2}\vec{F} + \frac{\sqrt{3}}{2}j\vec{V} & \vec{V}_{Sc} = -\frac{1}{2}\vec{V} + \frac{\sqrt{3}}{2}j\vec{F}
 \end{array} \tag{3.33}$$

Considerando ambos parámetros característicos, los fasores de las componentes simétricas de secuencia positiva y negativa quedan definidos mediante (3.34), los cuales también están expresados en tanto por uno.

$$\begin{array}{ll}
 \text{Tipo C:} & \text{Tipo D:} \\
 \vec{V}_s^{+1} = \frac{1}{2}(\vec{V} + \vec{F}) & \vec{V}_s^{+1} = \frac{1}{2}(\vec{V} + \vec{F}) \\
 \vec{V}_s^{-1} = -\frac{1}{2}(\vec{V} - \vec{F}) & \vec{V}_s^{-1} = \frac{1}{2}(\vec{V} - \vec{F})
 \end{array} \tag{3.34}$$

Según (3.34), sólo en ciertos casos particulares el ángulo del fasor de secuencia positiva será igual, y de signo opuesto, al de secuencia negativa. En las simulaciones del DSRF-PLL que se realizaron anteriormente, se impuso, como condición para las tensiones desequilibradas de la red, que $\vec{F} = 1\angle 0^\circ$ y que $\vec{V} = V\angle 0^\circ$, con $0 \leq V \leq 1$. Éste es un caso que se da en líneas con un valor idéntico y uniforme para las impedancias de secuencia positiva y negativa. Como quedó patente, el DSRF-PLL conduce a resultados correctos frente a este tipo de desequilibrios en la red.

En el diseño del sistema de desacoplo de las señales del DSRF, se consideraron condiciones totalmente generales en lo referente a la relación existente entre las tensiones de secuencia positiva y negativa, por este motivo, es de prever que el DSRF-PLL ofrezca resultados satisfactorios ante cualquier tipo de hueco que pueda aparecer en la red, quedando únicamente por comprobar cómo de buena es la respuesta dinámica del sistema en este caso general.

En la Figura 3.17 se muestran los resultados de simulación del DSRF-PLL cuando aparece un hueco de tipo D caracterizado por $\vec{V} = 0,6\angle -20^\circ$ y $\vec{F} = 0,9\angle -10^\circ$. Estos parámetros característicos conducen a unos fasores para las componentes de secuencia positiva y negativa tales que $\vec{V}_s^{+1} = 74,72\angle -14^\circ \text{ V}$ y $\vec{V}_s^{-1} = 16,31\angle -171,37^\circ \text{ V}$. En esta simulación se ha considerado que $\omega_c = \omega/2 = 157,07 \text{ rad/s}$, que $\xi = 1/\sqrt{2}$ y que la pulsación de corte de los filtros pasa-bajas de primer orden es $\omega_f = \omega/2 = 157,07 \text{ rad/s}$ ($k = 0,5$).

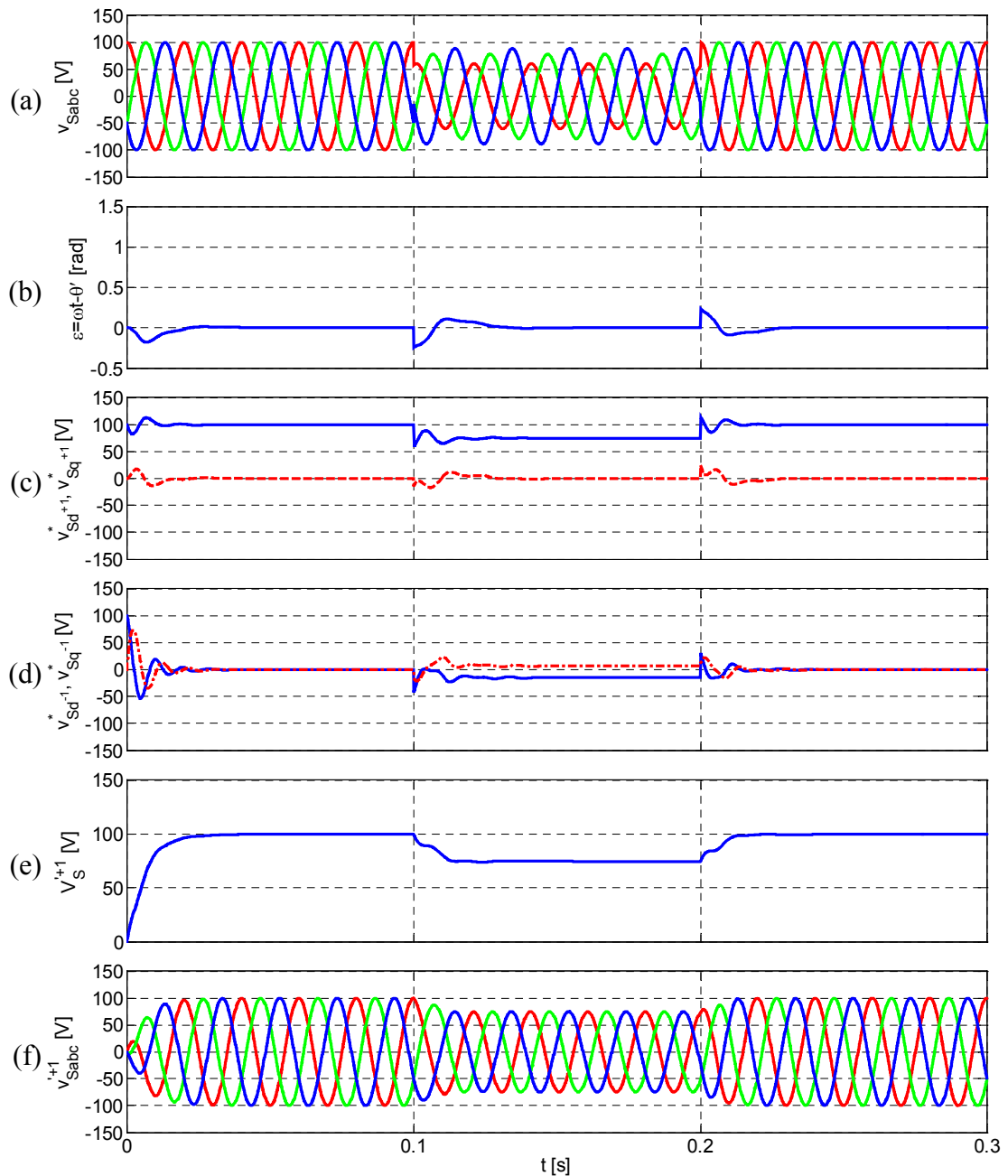


Figura 3.17. Respuesta del DSRF-PLL ante un hueco de tipo D ($\vec{V} = 0,6 \angle -20^\circ$ y $\vec{F} = 0,9 \angle -10^\circ$) con $\omega_c = \omega/2$, $\xi = 1/\sqrt{2}$ y $\omega_f = \omega/2$.

La Figura 3.17 muestra como la respuesta dinámica del DSRF-PLL ante este hueco de tipo D es satisfactoria, obteniéndose resultados aceptables en la salida al cabo de aproximadamente un ciclo de la tensión de red. La velocidad de respuesta habría mejorado ligeramente si se hubiese fijado una pulsación de corte para los filtros pasa-bajas de valor $\omega_f = \omega/\sqrt{2}$, sin embargo, se ha preferido fijar el valor de $\omega_f = \omega/2$ para mantener coherencia con los parámetros utilizados anteriormente para los casos de variación de frecuencia y existencia de armónicos de orden superior en la red.

3.4. Detector basado en un MSRF-PLL

En el Apartado 3.3 se evidenció que el aumento de la capacidad de filtrado del DSRF-PLL permitía atenuar los efectos de los armónicos de orden superior sobre la salida del sistema, sin embargo, esta medida conllevaba a una disminución de la respuesta dinámica del mismo y no garantizaba la perfección en las señales obtenidas. En este Apartado se presentará una técnica que desacopla el efecto de armónicos específicos sobre el sistema de detección de tensión de secuencia positiva. Esta técnica consiste en el uso de un lazo de enganche de fase apoyado sobre múltiples sistemas de referencia síncronos, uno para cada uno de los armónicos que se desee desacoplar (MSRF-PLL – *Multiple Synchronous Reference Frame PLL*).

En el Apartado 3.3.1 se estudiaron las tensiones que aparecían en los ejes de dos sistemas de referencia genéricos que estaban asociados con sus respectivos vectores de tensión, y cuya posición venía determinada por el ángulo detectado por un PLL. Ese estudio condujo a la expresión (3.24), la cual determinaba las tensiones en los mencionados ejes cuando el PLL se encontraba perfectamente sintonizado, es decir, cuando $\theta' = \omega t$. Extrapolando la ecuación (3.24) a una situación en la que puedan existir múltiples vectores de tensión de secuencia positiva y negativa girando a diferentes velocidades angulares, se obtiene la ecuación (3.35). Cuando $\theta' = \omega t$, esta ecuación determina las tensiones que aparecerían en los ejes de un sistema de referencia genérico $d^n - q^n$, el cual ocupa una posición angular igual a $n\theta'$, como consecuencia de la proyección de los múltiples vectores anteriormente mencionados.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{Sd^n} \\ v_{Sq^n} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} V_S^n \cos(\phi^n) \\ V_S^n \sin(\phi^n) \end{bmatrix} \\ &+ \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq n}}^{\infty} \left\{ V_S^m \cos(\phi^m) \begin{bmatrix} \cos((n-m)\omega t) \\ -\sin((n-m)\omega t) \end{bmatrix} + V_S^m \sin(\phi^m) \begin{bmatrix} \sin((n-m)\omega t) \\ \cos((n-m)\omega t) \end{bmatrix} \right\} \end{aligned} \quad (3.35)$$

La ecuación (3.35) muestra como, la interacción del sistema de referencia $d^n - q^n$, con los vectores que giran a diferente velocidad angular y/o secuencia, da lugar a componentes oscilantes en las señales v_{Sd^n} y v_{Sq^n} .

En la Figura 3.8 se presentó una red de desacoplo que permitía cancelar las oscilaciones que aparecían en las señales de los ejes de un sistema de referencia $d^x - q^x$ como consecuencia de la acción de un vector genérico \vec{V}_S^y . Para el funcionamiento de esta red de desacoplo, se hacía necesario el conocimiento de las tensiones \bar{v}_{Sd^y} y \bar{v}_{Sq^y} , las cuales se obtenían a partir del valor medio de las tensiones en los ejes de un sistema de referencia $d^y - q^y$ que estaba asociado con el vector \vec{V}_S^y .

Mediante el uso de múltiples redes de desacoplo, será posible cancelar los efectos que los diferentes vectores de tensión existentes en la red producen sobre las señales v_{Sd^n} y v_{Sq^n} , consiguiéndose unas señales desacopladas, $v_{Sd^n}^*$ y $v_{Sq^n}^*$, que coincidirán con el término constante de la expresión (3.35).

Para la obtención del valor medio de las señales en los diferentes sistemas de referencia, se propuso el sistema de realimentación cruzada mostrado en la Figura 3.9. En este caso, simplemente se desacoplaban las señales de dos sistemas de referencia que interactuaban entre sí. A partir de este sistema de desacoplo, se planteo la estructura del DSRF-PLL, en la cual se desacoplaban las señales de los sistemas de referencia $d^{+1}-q^{+1}$ y $d^{-1}-q^{-1}$. Para la presentación de la estructura de MSRF-PLL se seguirá un razonamiento similar al utilizado en el diseño del DSRF-PLL, sólo que ahora, el sistema de desacoplo entre los diferentes ejes de referencia será más complejo.

Con el objetivo de simplificar la estructura resultante del MSRF-PLL, se particularizará su uso a un caso en el que las tensiones de red, además de desequilibrios en las componentes de frecuencia fundamental, contienen un quinto armónico, el cual a su vez está desequilibrado. Ampliando el sistema resultante de esta presentación, su aplicación puede ser extensible a situaciones en las que se deseen desacoplar un número superior de armónicos.

Si se adopta como origen de fases el vector de tensión de secuencia positiva y frecuencia fundamental, las tensiones de red de este caso particular pueden ser expresadas como:

$$\begin{aligned} \vec{V}_S = \begin{bmatrix} v_{S\alpha} \\ v_{S\beta} \end{bmatrix} &= V_S^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} + V_S^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \phi^{-1}) \\ \sin(-\omega t + \phi^{-1}) \end{bmatrix} \\ &+ V_S^{+5} \begin{bmatrix} \cos(5\omega t + \phi^{+5}) \\ \sin(5\omega t + \phi^{+5}) \end{bmatrix} + V_S^{-5} \begin{bmatrix} \cos(-5\omega t + \phi^{-5}) \\ \sin(-5\omega t + \phi^{-5}) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.35)$$

Por tanto, el MSRF-PLL que aquí se presenta dispondrá de cuatro sistemas de referencia síncronos nombrados como $d^{+1}-q^{+1}$, $d^{-1}-q^{-1}$, $d^{+5}-q^{+5}$ y $d^{-5}-q^{-5}$, los cuales ocuparán respectivamente las posiciones angulares θ' , $-\theta'$, $5\theta'$ y $-5\theta'$, siendo θ' el ángulo detectado por el PLL. La Figura 3.18 muestra la estructura de este MSRF-PLL, considerándose que el vector de tensión de (3.35) actúa como entrada del sistema. En esta figura se muestra la conexión en cascada de las redes de desacoplo, y la existencia de los lazos de realimentación cruzados mencionados anteriormente. Con el objetivo de simplificar la figura, se han utilizado símbolos de puerto para la conexión de determinadas líneas. Debido a la estructura modular utilizada en la representación de esta figura, cada bloque de desacoplo ejecuta operaciones trigonométricas del tipo $\cos((x-y)\theta')$ y $\sin((x-y)\theta')$, sin embargo, en una implementación real del MSRF-PLL, su funcionamiento puede ser optimizado sustancialmente mediante el agrupamiento de los cálculos trigonométricos comunes a diferentes bloques de desacoplo.

Para evaluar el comportamiento de este MSRF-PLL se simulará un escenario en el que, en un momento dado, aparece un hueco de tipo D en la red, el cual además irá acompañado de un elevado contenido de quinto armónico desequilibrado.

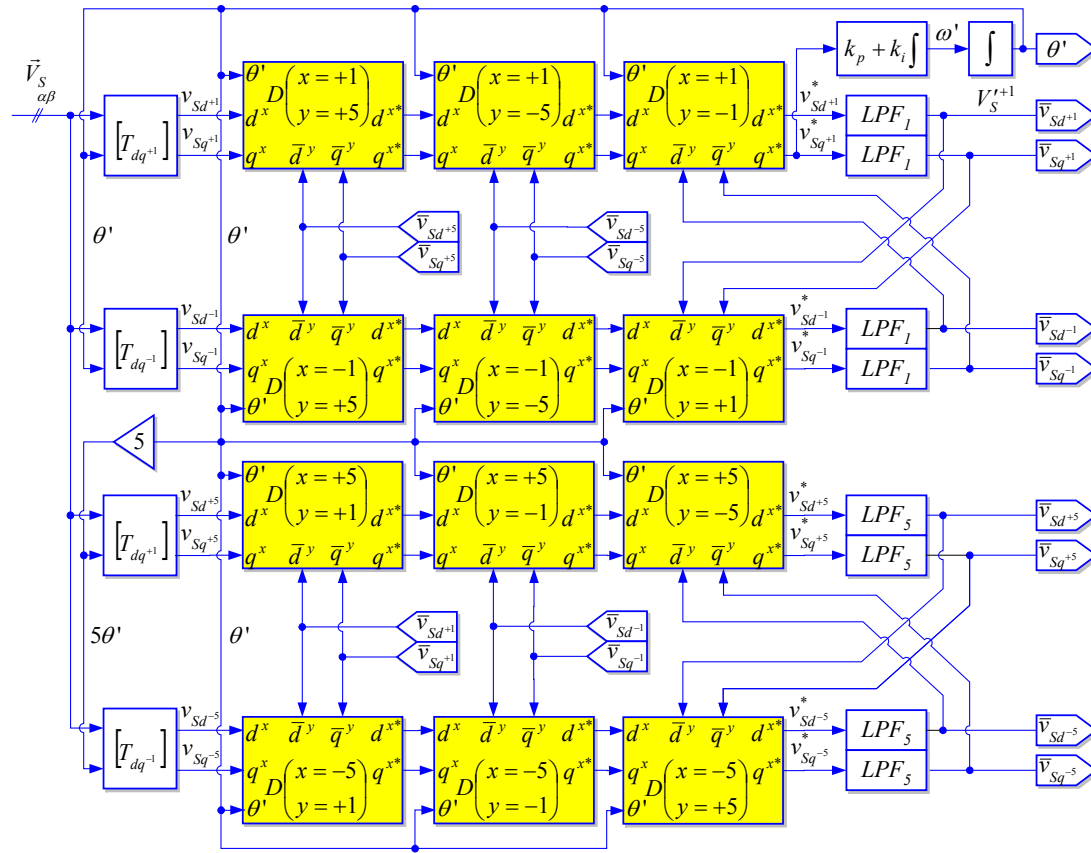


Figura 3.18. Diagrama de control del MSRF-PLL utilizando los sistemas de referencia $d^{+1}-q^{+1}$, $d^{-1}-q^{-1}$, $d^{+5}-q^{+5}$ y $d^{-5}-q^{-5}$.

Los parámetros característicos de la tensión de red durante el tiempo que dura la falla son: $V_S^{+1} = 74,72\text{V}$, $\phi^{+1} = -14^\circ$, $V_S^{-1} = 16,31\text{V}$, $\phi^{-1} = -171,37^\circ$, $V_S^{+5} = 30\text{V}$, $\phi^{+5} = 45^\circ$, $V_S^{-5} = 50\text{V}$, $\phi^{-5} = 90^\circ$ y $\omega = 2\pi 50\text{ rad/s}$. Es preciso indicar, que los ángulos de fase aquí especificados están referidos a la fase del vector de tensión de red antes de que se produjese la falla. Teniendo en cuenta que las tensiones que aparecerán en los ejes de los distintos sistemas de referencia del MSRF-PLL responderán a lo indicado en la expresión (3.35), en la cual se considera el vector de secuencia positiva como origen de fases, para poder trasladar estos parámetros de red a la expresión (3.35) es necesario sumar 14° a todos los ángulos de fase.

En esta simulación se ha considerado que $\omega_c = \omega/2 = 157,07\text{ rad/s}$ y que $\xi = 1/\sqrt{2}$. Para los filtros pasa-bajas de primer orden se han considerado dos frecuencias de corte distintas. En los filtros que atañen los sistemas de referencia que giran a frecuencia fundamental (LPF_1), se ha establecido una pulsación de corte de valor $\omega_{f1} = \omega/2 = 157,07\text{ rad/s}$. En los filtros asociados con los sistemas de referencia que giran a cinco veces la frecuencia fundamental (LPF_5), el valor de la pulsación de corte es $\omega_{f5} = 5\omega/2 = 785,4\text{ rad/s}$. La Figura 3.19 muestra los resultados obtenidos en esta simulación.

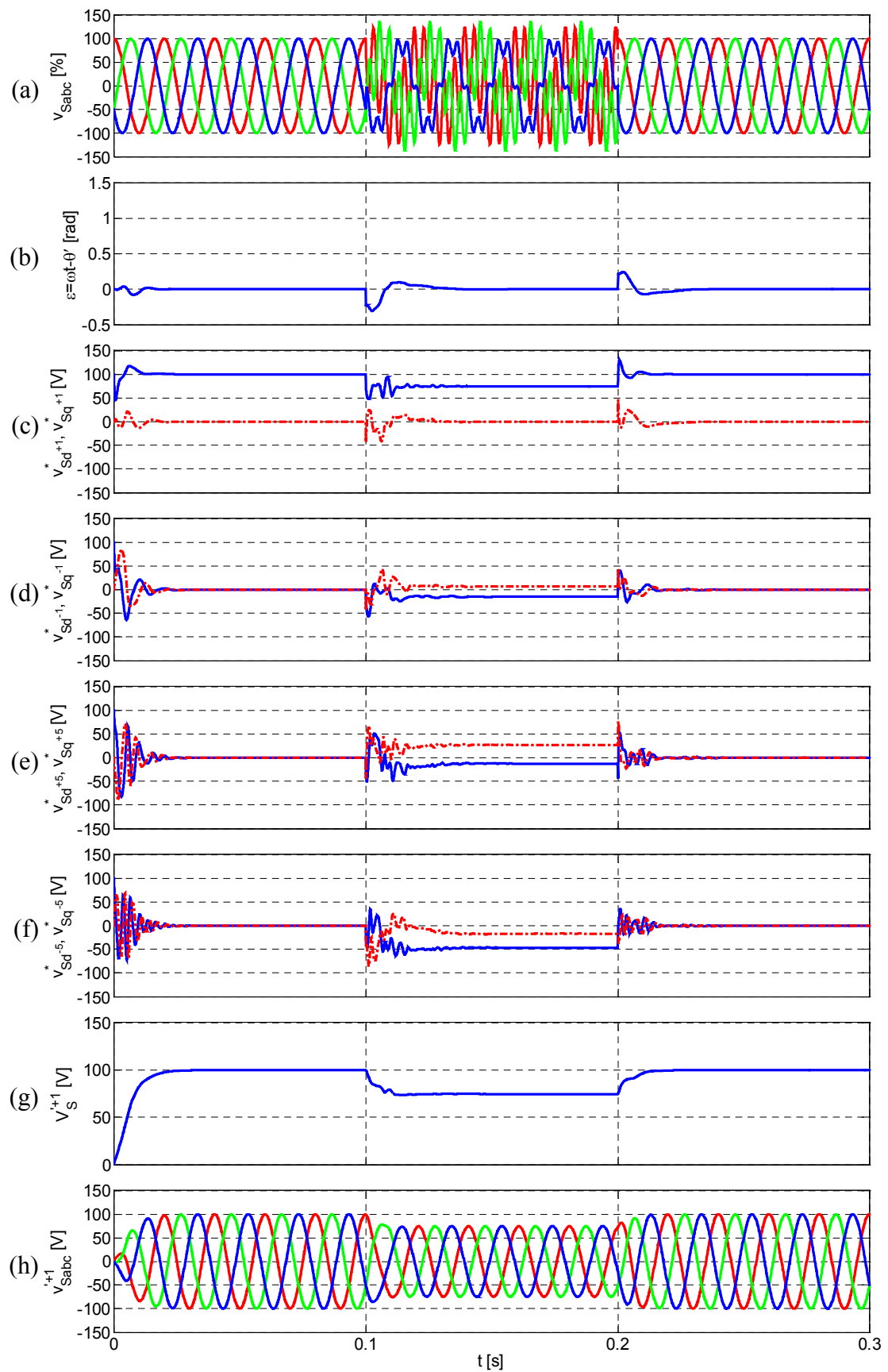


Figura 3.19. Respuesta del MSRF-PLL ante desequilibrio y distorsión en la red.

La Figura 3.19 evidencia el excelente comportamiento del MSRF-PLL, el cual, después del periodo de estabilización del PLL, consigue resultados perfectos tanto en lo referente al ángulo como al módulo detectado del vector de tensión de secuencia positiva.

En las Figuras 3.19c a 3.19f se muestran las tensiones desacopladas sobre los ejes de los diferentes sistemas de referencia. En estas figuras, las señales de trazo continuo representan las tensiones desacopladas sobre los ejes directos (d), mientras que las de trazo discontinuo representan las tensiones desacopladas en los ejes en cuadratura (q). Se aprecia como, después del periodo de estabilización, todas las señales pasan a ser constantes, lo cual verifica la correcta sincronización de todos los sistemas de referencia utilizados. A partir de los valores estables de estas señales, los cuales deberían ser medidos a la salida del correspondiente filtro pasa-bajas, un simple cálculo trigonométrico permitiría determinar con exactitud la amplitud y fase de las diferentes componentes de tensión.

Si en la red, además del quinto armónico de tensión considerado en esta simulación, apareciesen armónicos adicionales de orden superior, sería necesario aumentar el orden de los filtros pasa-bajas, e incluso disminuir el ancho de banda del lazo de control, para conseguir atenuar su efecto sobre la salida. Lógicamente, si se deseara desacoplar y conocer la amplitud de alguno de estos armónicos adicionales, bastaría con añadir redes de desacoplo adicionales al MSRF-PLL mostrado en la Figura 3.18.

3.5. Conclusiones

Los resultados mostrados en este Capítulo permiten concluir diciendo que:

- i)* El detector de la componente de secuencia positiva y frecuencia fundamental de la tensión de red es un elemento vital en el control de los sistemas electrónicos de potencia que trabajan conectados a la misma.
- ii)* Existe un grupo de técnicas de detección de la tensión de secuencia positiva en las que se asume un valor conocido y constante para la frecuencia de la red. Esta asunción es generalmente cierta en redes interconectadas de elevada potencia, aunque no siempre. Las unidades de generación distribuida, como son los generadores eólicos, las unidades solares, o las microturbinas, pueden trabajar conectadas a la red principal de suministro, o formando microrredes (trabajo en isla), requiriendo que el sistema de sincronización utilizado para controlar el convertidor estático de potencia existente a la salida de las mismas resulte robusto y fiable en escenarios de alta polución armónica, desequilibrio, o variación de frecuencia. Lógicamente, esta premisa debe ser también impuesta sobre cualquier sistema de acondicionamiento activo que trabaje en dichos escenarios.
- iii)* Los sistemas de detección basados en un SRF-PLL convencional presentan un buen comportamiento cuando las tensiones de red se

encuentran equilibradas. Cuando la red presenta componentes armónicas de orden elevado, la reducción del ancho de banda del lazo de control del sistema conduce a resultados relativamente aceptables. Sin embargo, ante la presencia de desequilibrios en la componente de frecuencia fundamental, este tipo de sistemas no resultan fiables.

- iv)* El detector basado en un DSRF-PLL utiliza dos sistemas de referencia síncronos que, en régimen permanente, giran a la frecuencia angular de red, pero en direcciones opuestas. El cálculo analítico ha permitido desvelar que, ante condiciones de desequilibrio en la componente fundamental de la tensión, las oscilaciones que aparecen en las señales de cada uno de los ejes del DSRF pueden ser entendidas como el efecto de un acoplamiento entre ejes y vectores que giran con diferente secuencia. Un análisis de las señales que aparecerían en los ejes de un sistema de referencia genérico afectado por la existencia de un vector cualquiera que gira con diferente frecuencia y/o secuencia ha permitido el diseño de una red de desacoplo que cancela las oscilaciones anteriormente mencionadas. De esta forma, es posible obtener, con total exactitud, la amplitud y el ángulo de las componentes de secuencia positiva y negativa de las tensiones de red.
- v)* El comportamiento del DSRF-PLL ha sido evaluado ante diferentes condiciones adversas de red (distorsión, desequilibrio, saltos de frecuencia, huecos), habiéndose obtenido unos resultados sumamente satisfactorios, tanto en lo referente a su precisión en la detección, como a su respuesta dinámica. La bondad de estos resultados, unida a la nitidez en su principio de funcionamiento, lo convierten en un sistema de detección con mayores prestaciones que cualquiera de los utilizados hasta el momento en el control de convertidores estáticos conectados a la red.
- vi)* La red de desacoplo anteriormente mencionada, al haber sido obtenida bajo la suposición de condiciones generales acerca de la velocidad y sentido de giro de los ejes y del vector a desacoplar, se ha utilizado en el diseño de un sistema de detección en el que existen múltiples ejes de referencia síncronos (MSRF-PLL), uno para cada una de las componentes del vector de tensión de entrada que se desee desacoplar. Este sistema permite detectar, de manera selectiva y precisa, la amplitud de diferentes componentes armónicas de la tensión de red. El MSRF-PLL resulta ideal para aquellas situaciones en las que exista alguna componente armónica con amplitud relativamente elevada en la tensión de entrada, ya que el efecto de la misma sobre las señales detectadas puede ser cancelado sin que ello implique una reducción apreciable en la respuesta dinámica del sistema. El número de ejes de referencia a utilizar dependerá de la aplicación específica y de la potencia de cálculo del procesador utilizado, pudiéndose llegar a pensar en la aplicación del MSRF-PLL para la detección de las componentes armónicas de las corrientes en las líneas del sistema de potencia.

3.6. Referencias del Capítulo 3

- [3.1] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics – Converters, Applications and Design*. New York: Wiley, 1995.
- [3.2] J. Svensson, "Synchronization methods for grid-connected voltage source converters," in *Proc. Inst. Elect. Eng. Generation, Transmission, Distribution*, vol. 148, May 2001, pp. 229–235.
- [3.3] D. Jovcic, "Phase Locked Loop System for FACTS," *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 8, pp. 1116-1124, Aug. 2003.
- [3.4] J. G., Nielsen, M. Newman, H. Nielsen, and F. Blaabjerg, "Control and testing of a dynamic voltage restorer (DVR) at medium voltage level," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, pp. 806-813, May. 2004.
- [3.5] P. C. Stefanov and A. M. Stankovic, "Modeling of UPFC operation under unbalanced conditions with dynamic phasors," *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 17, pp.395-403, May 2002.
- [3.6] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, and G. D. Marques, "Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 37, pp. 1019-1027, July/Aug. 2001.
- [3.7] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments," *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 19, pp. 1263-1270, Aug. 2004.
- [3.8] F. M. Gardner, *Phaselock Techniques*. New York: Wiley, 1979.
- [3.9] G. C. Paap, "Symmetrical Components in the Time Domain and Their Application to Power Network Calculations," *IEEE Trans. on Power Systems*, vol. 15, pp. 522-528, May 2000.
- [3.10] A. Ghosh, and A. Joshi, "A New Algorithm for the Generation of Reference Voltages of a DVR Using the Method of Instantaneous Symmetrical Components," *IEEE Power Eng. Review*, vol. 22, pp. 63-65, Jan. 2002.
- [3.11] H. Song, H. Park, and K. Nam, "An instantaneous phase angle detection algorithm under unbalanced line voltage condition," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC'99)*, vol. 1, 1999, pp. 533-537.
- [3.12] M. A. Perales, "Aplicación de nuevas técnicas de control para el desarrollo de reguladores activos de potencia," Dr. Ing. dissertation, Univ. Sevilla, Spain, 2002.
- [3.13] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A nonlinear adaptive filter for on-line signal analysis in power systems: Applications," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 17, pp. 617–622, Apr. 2002.
- [3.14] M. Karimi-Ghartemani, H. Karimi, and M. R. Iravani, "A magnitude/phase-locked Loop system based on estimation of frequency and in-phase/quadrature-phase amplitudes," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 51, pp. 511-517, Apr. 2004.
- [3.15] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments," *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 19, pp. 1263-1270, Aug. 2004.
- [3.16] European Standard EN-50160: *Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems*, CENELEC, 1994.
- [3.17] J. L. Stensby, *Phase-Locked Loops, Theory and Application*. Boca Raton: CRC Press, 1997.
- [3.18] L.N. Arruda, S.M. Silva, B.J.C. Filho, "PLL structures for utility connected systems," in *Proc. IEEE Ind. Applicat. Conf., vol.4*, 2001, pp. 2655-2660.
- [3.19] L. N. Arruda, B. J. Cardoso, S. M. Silva, S. R. Silva, and A. S. A. C. Diniz, "Wide bandwidth single and three-phase PLL structures for grid-tied PV systems," in *Proc. IEEE Photovolt. Spec. Conf.*, 2000, pp. 1160-1163.
- [3.20] V. Kaura, and V. Blasco, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 33, pp. 58-63, Jan./Feb. 1997.
- [3.21] S. Chung, "A Phase tracking system for three phase utility interface inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, pp. 431-438, May 2000.
- [3.22] S. Lee, J. Kang, and S. Sul, "A new phase detecting method for power conversion systems considering distorted conditions in power systems," in *Proc. IEEE Ind. Applicat. Conf.*, vol.4, 1999, pp. 2167-2172.

- [3.23] P. Rodríguez, J. Bergas, and J.A. Gallardo, "A new positive sequence detector for unbalanced power systems," in *Proc. IEEE Eur. Conf. Power. Electron. And Applicat. (EPE-PMEC'02)*, 2002, CD Ref. T6-015.
- [3.24] P. Rodríguez, J. Bergas, and L. Sainz, "New PLL Approach Considering Unbalanced Line Voltage Condition," in *Proc. Eur. Power Eng. Sys. Conf. (EuroPES'02)*, Jun. 2002, pp. 329-334.
- [3.25] P. Rodríguez, L. Sainz, and J. Bergas, "Synchronous Double Reference Frame PLL applied to Unified Power Quality Conditioner," in *Proc. IEEE Int. Conf. Harm. Quality Power (ICHQP'02)*, 2002, pp. 614-619.
- [3.26] P. Rodríguez, J. Bergas y J. I. Candela, "Nueva estructura de PLL aplicada a un acondicionador dinámico de tensión," in *Proc. XII Reunión Grupos de Investigación en Ing. Eléctrica (XIRGIE)*, 2002, CD-Ref. P325.
- [3.27] Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 2: Environment, Section 4: *Compatibility levels in industrial plants for low-frequency conducted disturbances*, IEC-61000-2-4, 1994.
- [3.28] Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 4: Testing and measurement techniques, Section 30: *Power quality measurement methods*, IEC-61000-4-30, 2003.
- [3.29] J. Arrillaga, M. H. J. Bollen, and N. R. Watson, "Power quality following Deregulation," in *Proc. IEEE*, vol. 88, 2000, pp. 246-261.
- [3.30] M. H. J. Bollen, "Voltage sags in three-phase systems," *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. 21, pp. 8-11, 15, Sept. 2001.
- [3.31] M. H. J. Bollen, "Algorithms for characterizing measured three-phase unbalanced voltage dips," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 18, pp. 937-944. July 2003.
- [3.32] M. H. J. Bollen, P. Wang, and N. Jenkins, "Analysis and consequences of the phase jump associated with a voltage sag," in *Proc. Power System Computation Conf.*, Germany, 1996.
- [3.33] M. H. J. Bollen, "The influence of motor reacceleration on voltajes sags," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 31, pp. 667-674, 1995.
- [3.34] M. H. J. Bollen, "Characterization of voltage sags experienced by three-phase adjustable-speed drivers," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 12, pp. 1666-1671, 1997.
- [3.35] L. D. Zhang and M. H. J. Bollen, "A method for charaterizing unbalanced voltage dips (sags) with symmetrical components," *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. 18, pp. 50-52, July 1998.
- [3.36] L. D. Zhang, M. H. J. Bollen, "Characteristic of voltage dips (sags) in power systems," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 15, pp. 827-832, April 2000.
- [3.37] M. H. J. Bollen and E. Styvaktakis, "Characterization of three-phase unbalanced dips (as easy as one-two-three?)," in *Proc. IEEE Int. Conf. Harm. Quality Power (ICHQP'00)*, 2000, pp. 81-86.

