

Instituto de Tecnológico y de Estudios Superiores
de Monterrey

Escuela de Ingeniería y Ciencias
Maestría en Ciencias con Especialidad en Ingeniería
Energética.



Propuesta de nuevo algoritmo para mejorar el tiempo de respuesta para el
cálculo de velocidad y ángulo en los resolvers eléctricos.

Por

Jesús Antonio Toro Guerrero

Monterrey, N. L.

Junio 2021

Declaración de autoría

Yo, Jesús Antonio Toro Guerrero, declaro que esta tesis titulada 'Propuesta de nuevo algoritmo para mejorar el tiempo de respuesta para el cálculo de velocidad y ángulo en los resolvers eléctricos', y el trabajo que se presenta en ella es de mi autoría. Adicionalmente, confirmo que:

- Realice este trabajo en su totalidad durante mi candidatura al grado de maestro en esta universidad.
- He dado crédito a cualquier parte de esta tesis que haya sido previamente sometida para obtener un grado académico o cualquier otro tipo de titulación en esta o cualquier otra universidad.
- He dado crédito a cualquier trabajo previamente publicado que se haya consultado en esta tesis.
- He citado el trabajo consultado de otros autores, y la fuente de donde los obtuve.
- He dado crédito a todas las fuentes de ayuda utilizadas.
- He dado crédito a las contribuciones de mis coautores, cuando los resultados corresponden a un trabajo colaborativo.
- Esta tesis es enteramente mía, con excepción de las citas indicadas.

Jesús Antonio Toro Guerrero

© , 2021

Resumen

Existen numerosas técnicas para la conversión “de-resolver-a-digital R/D”, pero debido a que el tiempo de muestreo debe coincidir con el pico de las señales de entrada para lograr un grado aceptable de precisión, la sincronización de muestreo instantánea es muy difícil de obtener[2]. Además, cada bucle de información contiene solo una muestra de la señal, lo que hace que necesario el uso de un filtro paso bajas LPF de entrada en el hardware para eliminar todos los componentes de alta frecuencia que distorsiona la señal de voltaje original y, por lo tanto, la medición [2]. La señal se puede tratar inmediatamente y sin distorsión de la medición utilizando una técnica de sobremuestreo [2]. Los LPF se utilizan normalmente para eliminar las altas frecuencias introducidas por el sobremuestreo, sin embargo, esto agrega un retraso innecesario al proceso de estimación de frecuencia y requiere el uso de un LPF. Por otro lado, estos retrasos se pueden evitar utilizando osciladores armónicos para filtrar la señal de forma inmediata. En consecuencia, este trabajo presenta un método de sobremuestreo que se filtra digitalmente usando osciladores de segundo y cuarto orden para estimar el ángulo mecánico θ_m y la velocidad angular ω_m usando un esquema de bucle de enclavamiento de fase PLL, lo que reduce el tiempo de estimación de las mediciones y también permite el uso de técnicas de filtrado y estimación de fase resistentes a la distorsión y al alto contenido de armónicos en la señal original sin la pérdida de precisión.

Agradecimientos

Agradezco a mi familia, mi esposa y mi hijo, la paciencia por las largas horas dedicadas a la maestría.

Agradezco profundamente la oportunidad que se me brindó por parte de la empresa Carrier, que pagó totalmente mi maestría.

También agradezco a mis Asesores, que fueron parte fundamental en el desarrollo de este proyecto.

Dedicatoria

Quisiera dedicar este trabajo a mi esposa y mi hijo, quienes siempre me motivaron y estuvieron conmigo durante mis años de estudio que no fueron pocos, gracias por todo.

Índice general

Índice de tablas	x
Índice de figuras	xi
1. Introducción	1
1.0.1. Objetivos	4
1.1. Hipótesis	5
1.2. Preguntas de Investigación	6
2. Marco Teórico	7
2.1. Resolvers	7
2.2. No Linealidades en Resolvers	11
2.2.1. Excentricidad	11
2.2.2. Desbalance en amplitud	13
2.2.3. Error en cuadratura	14
2.2.4. Armónicos de Inductancia	15
2.2.5. Cambio de fase	16
2.3. Oscilador armónico de segundo orden (SOHO)	18
2.4. Oscilador armónico de cuarto orden (FOHO)	20
2.5. Generador de señales en cuadratura QSG	21
2.6. Sintonización de parámetros de QSG	23
2.7. Estimador de señales en cuadratura QSG.	24
2.8. Bucle de enclavamiento de fase SRF-PLL	26

2.9. Bucle de enclavamiento de fase SRF-EPLL	29
3. Desarrollo	31
3.1. Implementación de Resolver	31
3.1.1. Resolver caso real	34
3.2. Mecanismo compensador de armónicos HCM	36
3.3. Detalles de Sintonización HCM	38
3.4. Generador de señales en cuadratura QSG	41
3.5. Algoritmo adaptado para aplicación de resolver	44
4. Algoritmo convencional de referencia	49
5. Evaluación Numérica	51
5.1. Protocolo de pruebas	51
5.2. Arranque de experimento	52
5.2.1. Cambio de velocidad en escalón	52
5.2.2. Cambio de Amplitud de señales	58
5.2.3. Cambio gradual de velocidad	62
5.2.4. Análisis de las no linealidades	67
5.2.5. Comparación de Resultados	73
5.2.6. Diseño de la evaluación numérica.	73
5.2.7. Escalón inicial o Startup	74
5.2.8. Rampa	75
5.2.9. Motor Real	76
5.2.10. Análisis de resultados	77
6. Conclusiones	78
6.1. Conclusión	78
6.2. Trabajo futuro	79

Acrónimos	80
Bibliografía	82

Índice de tablas

5.1. Escalón Inicial RMSE	74
5.2. Rampa Inicial	75
5.3. Motor Real	76

Índice de figuras

2.1. Esquema de un resolver para medir el ángulo mecánico θ_m [2], © 2011 IEEE.	7
2.2. Desbalance por excentricidad.	13
2.3. Excentricidad estática (izquierda) y dinámica(derecha) [10] © 2011 IEEE.	13
2.4. Algoritmo SRF-PLL	27
2.5. Algoritmo SRF-EPLL	29
3.1. Relación entre ángulo mecánico y Eléctrico de un motor, con permiso de derechos de autor de la revista [11]	33
3.2. Bloque Generador de señales V_E, V_S, V_C	34
3.3. Resolver seleccionado: 11-BHW-42.	36
3.4. Mecanismo compensador de armónicos HCM	37
3.5. Espectro de frecuencia de señal, portadora, consta de dos bandas, una de alta frecuencia a 2 veces la frecuencia del voltaje de excitación, y otra banda de baja frecuencia, del cual se puede estimar la velocidad angular.	39
3.6. Diagrama de BODE para análisis de la respuesta en frecuencia del bloque HCM.	40
3.7. Diagrama de BODE para análisis de la respuesta en frecuencia del bloque HCM.	41

3.8. Generador de señales en cuadratura para Voltaje monofásico proveniente de (2.4) - (2.5).	42
3.9. Diagrama de BODE para análisis de la respuesta en frecuencia del bloque QSG.	43
3.10. Diagrama de BODE para análisis de la respuesta en frecuencia del bloque QSG.	43
3.11. Algoritmo QSG, HCM y SRF-PLL.	45
3.12. Algoritmo QSG, HCM y SRF-EPLL.	45
3.13. Algoritmo QSG, HCM y SRF-EPLL, que ignora la variable k_p	46
3.14. Sistema de prueba para evaluación numérica.	47
3.15. Sistema de prueba para evaluación numérica, con datos reales de un resolver.	48
4.1. Algoritmo de referencia con solo un PLL, [14].	49
5.1. Gráfico de arranque con velocidad estimada por algoritmo Convencional.	53
5.2. Gráfico de arranque con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-PLL.	55
5.3. Gráfico de arranque con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-PLL que extrae la velocidad estimada solo de la parte integral del algoritmo PI.	56
5.4. Gráfico de arranque con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-EPLL.	58
5.5. Gráfico de escalón durante experimento con velocidad estimada por algoritmo Convencional.	59
5.6. Gráfico de escalón durante experimento con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-PLL	60

5.7. Gráfico de escalón durante experimento con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-PLL que extrae la velocidad estimada solo de la parte integral del algoritmo PI.	61
5.8. Gráfico de escalón durante experimento con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-EPLL.	62
5.9. Gráfico de Rampa al inicio con velocidad estimada por algoritmo convencional.	63
5.10. Gráfico de rampa al inicio con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-PLL	64
5.11. Gráfico de rampa al inicio con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-PLL que extrae la velocidad estimada solo de la parte integral del algoritmo PI.	65
5.12. Gráfico de rampa al inicio con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-EPLL.	66
5.13. Análisis de armónicos presentes en la señal V_S	67
5.14. Análisis de armónicos presentes en la señal V_C	68
5.15. Gráfico de resolver real con velocidad estimada por algoritmo convencional.	69
5.16. Gráfico de resolver real con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-PLL.	70
5.17. Gráfico de resolver real con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-PLL que extrae la velocidad estimada solo de la parte integral del algoritmo PI.	71
5.18. Gráfico de resolver real con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-EPLL.	72

Lista de Ecuaciones

2.1.	8
2.2.	9
2.3.	9
2.4.	10
2.5.	10
2.6.	12
2.7.	12
2.8.	12
2.9.	14
2.10.	14
2.11.	14
2.12.	15
2.13.	15
2.14.	15
2.15.	16
2.16.	17
2.17.	17
2.18.	18
2.19.	18
2.20.	19
2.21.	19
2.22.	19

2.23.	20
2.24.	20
2.25.	20
2.26.	20
2.27.	21
2.28.	21
2.29.	21
2.30.	22
2.31.	23
2.32.	23
2.33.	24
2.34.	24
2.35.	24
2.36.	24
2.37.	25
2.38.	28
2.39.	28
2.40.	28
2.41.	30
2.42.	30
2.43.	30
3.1.	31
3.2.	31
3.3.	32
3.4.	32
3.5.	32
3.6.	32

3.7.	34
3.8.	34
3.9.	35
5.1.	73

Capítulo 1

Introducción

El enfoque de la investigación del resolver se concentra en la traducción de las salidas del resolver al formato de posición digital. La conversión se puede clasificar en dos categorías: basada en hardware y basada en software[13].

La mayoría de las soluciones basadas en hardware se centran en desarrollar métodos precisos y rentables para el cálculo de ángulos de bucle abierto. Las técnicas basadas en hardware, en general, requieren una combinación de componentes analógicos y digitales. El foco de cada vez más investigaciones se centra ahora en el enfoque de software para la conversión. Con el hardware, es difícil implementar esquemas de compensación de errores que mejoren la precisión y se adapten a los cambios de diseño[13].

Los variadores de velocidad ajustable han mejorado en exactitud y precisión a lo largo de los años, así como en su reacción transitoria. Aunque muchos estudios intentan eliminar la necesidad de sensores de posición o velocidad y en su lugar buscar mejorar los variadores sin sensores, aún persisten diversas variadas aplicaciones industriales que continúan dependiendo de la entrada de sistemas precisos de detección de posición angular [2].

Existen numerosos métodos para la conversión “de-resolver-a-digital R/D”, [2]. Algunos se centran en aumentar la precisión del cálculo de la conversión R/D, mientras que otros se centran en extraer simultáneamente detalles de la velocidad de la conversión R/D.

Se exponen alternativas al trabajo hecho por [2] en el que proponen un esquema con un oscilador, un filtro paso bajas LPF y un algoritmo PLL por el cual calculan la velocidad de un motor a través de un resolver. Las principales desventajas de los LPF son que agregan un retardo a toda la señal y debido a que es un componente físico, aumenta los costos de la implementación del algoritmo.

Además, se propone una nueva combinación de elementos, por medio de un generador de señales en cuadratura QSG, HCM, SRF-PLL, y SRF-EPLL, para el filtrado y con un esquema de bucle de enclavamiento de fase (PLL), que no involucran LPFs la posterior estimación de la velocidad ω_m y el ángulo mecánico θ_m de los voltajes monofásicos provenientes de un resolver V_E , V_S Y V_C .

El procedimiento es sencillo de aplicar ya que no necesita un procesador ni una tabla de consulta y es robusto a ajustes en la amplitud de la señal de excitación. Se sugiere una conversión totalmente digital que proporciona un alto grado de precisión sin dejar de ser una solución conveniente y rentable.

Se han comparado diversas combinaciones y algoritmos, e implementado por medio de Simulink, para estimar las combinaciones más eficientes y robustas de diferentes algoritmos presentados a lo largo del trabajo

Por último, se anexan algunos algoritmos útiles que pueden ser implementados en ambientes con contenido armónico, y con inestabilidad en la señal de excitación del resolver.

Lo importante de este método, es que demuestra ser rápido, confiable y una muy

buena alternativa a los LPF que actualmente se proponen en la literatura.

1.0.1. Objetivos

El objetivo principal del autor es mejorar la precisión, el tiempo de respuesta y la resistencia a las condiciones de contenido de armónicos presentes en la lectura del ángulo mecánico y la velocidad angular del eje del motor mediante el desarrollo de un algoritmo novedoso para decodificar los voltajes obtenidos de un resolver.

Los objetivos por alcanzar serán los siguientes:

- Describir el nuevo algoritmo
“de-resolver-a-conversión-digital-con-cambio-de-frecuencia”.
- Simular el nuevo algoritmo en Simulink.
- Comparar diferentes algoritmos, para verificar que el algoritmo propuesto cumpla con el objetivo principal.
- Generar un reporte que describa las características principales de cada uno de los algoritmos usados, para detallar su funcionamiento.

1.1. Hipótesis

Dado los datos recabados por esta investigación, se espera observar una notable mejoría en la velocidad y precisión en la estimación de la velocidad en la flecha del motor ω_m .

En la evaluación numérica, también se espera una respuesta que cumpla los objetivos en la estimación de velocidad con respecto al algoritmo de referencia.

ω_m .

1.2. Preguntas de Investigación

Algunas preguntas por esclarecer en el presente trabajo son las siguientes:

- ¿Qué tan rápida puede ser la respuesta de los algoritmos de conversión-resolver-a-digital para la estimación de velocidad, considerando la dinámica de los resolvers?
- ¿Cuánto más preciso puede ser el algoritmo propuesto comparado con el algoritmo de referencia considerando la dinámica de los resolvers?
- ¿Cuál es la respuesta del algoritmo cuando se considera la dinámica de los resolvers?

Capítulo 2

Marco Teórico

2.1. Resolvers

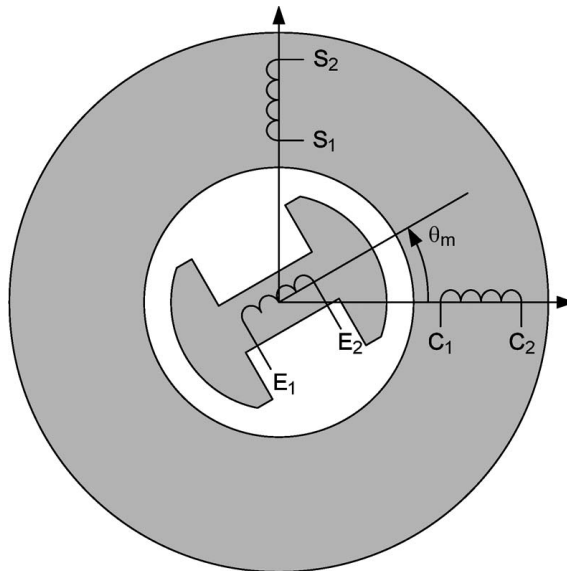


Figura 2.1: Esquema de un resolver para medir el ángulo mecánico θ_m . E_1-E_2 represent the excitation rotor coil while S_1-S_2 and C_1-C_2 are the sine and cosine stator coils, respectively. IEEE.

Equations (2) and (3) show stator coils when the excitation coil ([20] and [21]). These two multiplied (modulated) by the angle (θ_m) as follows:

$$V_S = V_0 \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) \sin(\theta_m) \\ \cos(\omega_e t) \cos(\theta_m) \end{bmatrix}$$

$$V_C = V_0 \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) \sin(\theta_m) \\ \cos(\omega_e t) \cos(\theta_m) \end{bmatrix}$$

where $V_0 = kV_{0e}$ is a constant ratio of the resolver (k) and θ_m is the position to be decoded of time $\theta_m = \int_0^t \omega_m d\tau + \theta_m(0)$ speed of the shaft to be sensed below 200 Hz, which corresponds pole resolver. Thus, the term θ_m can be defined with low speeds thereby obtaining the following:

$$V_S = V_0 \cos(\theta_m)$$

$$V_C = V_0 \sin(\theta_m)$$

The mechanical angle and speed are obtained by using an resolver es un transformador rotatorio que convierte una corriente aplicada al devanado primario en dos devanados secundarios. Estos secundarios están separados por 90 grados. La señal entre el devanado primario

In this paper, we outline the most relevant results in [17]. One of the problems stated in the latter paper is associated with the synchronization of the sine- and cosine-modulated resolver signals with the reference generated by the DSP. Section III describes a resynchronization algorithm to deal with delays in the filtering system and the resolver. Other problems are related to resolver gain and phase errors, now here addressed with a

SR/D conversion of position from both generated signals. The way of obtaining the mechanical angle θ_m is the so-called undersampling method takes one pair of sampling at a frequency; in doing so, the sampling is not fulfilled, leading to the aliasing. With these two sampl

y los dos devanados secundarios varía a medida que cambia el ángulo del rotor [12].

El resolver fue diseñado por primera vez para usos militares y ha estado en uso y producción continuos durante más de 50 años. Las plantas de envasado y las líneas de prensas de estampado son excelentes ejemplos en dónde se podrían utilizar sistemas basados en resolvers [1]. Por lo general, el sensor resolver transmite datos de ubicación giratoria a un decodificador integrado en un controlador lógico programable (PLC), que interpreta los datos y ejecuta comandos basados en función de las máquinas que controla. El resolver incluye dos devanados del estator de entrada, seno V_S y coseno V_C , y un devanado de salida del rotor que incluye un transformador [1].

La salida del rotor es proporcional al seno de la diferencia angular entre el ángulo de entrada eléctrica θ_e y el ángulo mecánico de su eje θ_m . En otras palabras, la tensión inducida en el rotor es proporcional a una función seno y se determina en relación con cualquier ubicación del eje de referencia designada como cero. El voltaje inducido en el rotor tiene una función seno, que es proporcional a la distancia angular θ_m entre el estator y la ubicación del eje [1].

El diagrama de un resolver de dos polos es como se muestra en la figura 2.1. La bobina de excitación conectada entre las terminales $E_1 - E_2$ está ubicada dentro del rotor y generalmente es impulsada por un voltaje sinusoidal (2.1) con una frecuencia f_c de entre 4 y 10 kHz . Las bobinas conectadas entre las terminales $S_1 - S_2$ y $C_1 - C_2$ son dos bobinas de estator colocadas en cuadratura, una respecto de la otra que a menudo se denominan bobinas seno y coseno [8].

$$V_E = V_0 \cos(\omega_e t), \quad (2.1)$$

(2.2) y (2.3) describen los voltajes inducidos en ambas bobinas de excitación del estator, mientras la bobina del rotor es alimentada. Estas dos señales se pueden describir como el producto de la frecuencia de excitación ω_e por el seno y el coseno del ángulo mecánico θ_m [8]:

$$V_S = V_0 \cos(\omega_e t) \sin(\theta_m), \quad (2.2)$$

$$V_C = V_0 \cos(\omega_e t) \cos(\theta_m), \quad (2.3)$$

Donde V_0 es una amplitud constante que varía según la construcción del resolver y el grado de excitación, θ_m es la ubicación por decodificar y, en general, es una función del tiempo $\dot{\theta}_m = \omega_m$, con ω_m la velocidad mecánica del eje que también se va a detectar [8]. el ángulo mecánico o la ubicación del eje se extrae de ambas señales producidas V_S y V_C durante la fase de conversión del resolver-a-digital [8], la cual se refiere a usar las señales (2.1), (2.2) y (2.3) para obtener el ángulo θ_m y la velocidad angular ω_m .

Normalmente, el ángulo θ_m se obtiene dividiendo las señales moduladas seno y coseno para producir una tangente inmediata de la cual se podría extraer el ángulo mecánico θ_m . Aunque este es un método de procesamiento factible y de bajo costo, tiene muchas desventajas. El primer problema es que, para lograr un nivel aceptable de precisión, el período de muestreo debe coincidir con el pico de las señales de entrada V_S y V_C , en otras palabras, debido a los retrasos variables, es muy difícil lograr una sincronización de muestreo instantánea [2]. Esto no es inmediato, ya que la señal de activación real encuentra varios retrasos en los componentes del circuito analógico, lo que se ve agravado por las diferencias de

temperatura y envejecimiento. Aunque no es imposible implementar un algoritmo con un período de muestreo variable para resolver la latencia variable y maximizar la precisión de los conversores analógico-digitales, esta tarea no es trivial [2].

El segundo problema es que cada bucle incluye solo una muestra de la señal, lo que requiere el uso de un filtro de entrada en el hardware para excluir todos los componentes de frecuencia más alta que distorsionan a las señales, además de agregar un retraso, el rendimiento de este filtro de entrada distorsionará en gran medida el ángulo medido, particularmente en un entorno industrial con problemas de compatibilidad electromagnética [2].

En [2], se afirma que estos voltajes se pueden obtener a través del método denominado “de-resolver-a-conversión- digital con cambio de frecuencia”. El procedimiento se detalla a continuación.

Para abordar las desventajas del proceso mencionado anteriormente y lograr una mayor precisión en el ángulo mecánico, se sugiere un algoritmo más sofisticado con sobre-muestreo. Las señales de las bobinas de seno y coseno se describen mediante las ecuaciones (2.3) y (2.2) [8]. Estas señales pueden combinarse en el dominio de la frecuencia $\omega_e t$ de la misma señal de excitación, dividiendo la potencia del espectro en dos áreas distintas. La primera está más enfocada a las bajas frecuencias, mientras que la segunda está más enfocada a las altas frecuencias. La convolución se logra multiplicando las ecuaciones (2.2) y (2.3) por la señal de excitación $\cos(\omega_e t)$ [2]:

$$V_{S2} = \cos(\omega_e t)V_S, \quad (2.4)$$

$$V_{C2} = \cos(\omega_e t) V_C, \quad (2.5)$$

2.2. No Linealidades en Resolvers

Se utilizan varios supuestos en la derivación de las ecuaciones de voltaje de salida del resolver para obtener las ecuaciones ideales del resolver. Hasta cierto punto, estas suposiciones son correctas, dependiendo de la precisión de los procedimientos de manufactura. Incluso cuando los resolvers se crean con precisión, sus características pueden variar debido a las circunstancias operativas. Los errores sistemáticos son aquellos que introducen un sesgo constante y repetible en un sistema de medición. Estos defectos deben descubrirse y gestionarse tanto en la fase de diseño como durante todo el proceso de conversión de analógico digital. Cada falla se describe en detalle a continuación, una a la vez e ignorando el término de voltaje de velocidad [13].

2.2.1. Excentricidad

La excentricidad se refiere al entrehierro no uniforme entre el estator y el rotor del resolver. Hay tres tipos de excentricidad: estática, dinámica y mixta. Si bien la distribución del entrehierro no es uniforme alrededor del rotor en excentricidad estática, no es variable en el tiempo pues el eje de rotación del rotor coincide con el eje simétrico del estator, pero se desvía de él [10].

La excentricidad dinámica ocurre cuando el eje de simetría de los estatores es paralelo con el eje giratorio del rotor, sin embargo, el rotor se desplaza. Como resultado de ambas excentricidades, las formas de onda $V[S]$ y $V[C]$ se deforman

en términos de amplitud y diferencia de fase. Tanto en excentricidades estáticas como dinámicas, la inexactitud del ángulo de posición máximo es de $6,5^\circ$ [10].

Por lo tanto, las ecuaciones que describen a los voltajes en cuadratura son:

$$\begin{aligned} V_S &= KV_0 \left[\frac{K_1}{K} + \sin(\theta_m) \right] \sin(\omega_c t) \\ V_C &= KV_0 \left[\frac{K_2}{K} + \cos(\theta_m) \right] \sin(\omega_c t) \end{aligned} \quad (2.6)$$

Donde K_1 y K_2 son los términos utilizados para cambiar la amplitud.

hay un caso especial de estas ecuaciones, Cuando $K_0 = K_2 = K_3$, conducir la salida del bloque demodulador a cero da como resultado [15].

$$\begin{aligned} \frac{K_0}{K} (\cos \hat{\theta}_m - \sin \hat{\theta}_m) + (\sin \theta_m \cos \hat{\theta}_m - \cos \theta_m \sin \hat{\theta}_m) &= 0 \\ \sqrt{2} \frac{K_0}{K} \cos \left(\theta_m + \frac{\pi}{4} \right) + \sin(\theta_m - \hat{\theta}_m) &= 0 \end{aligned} \quad (2.7)$$

Se usa la aproximación $\sin(\theta_m - \hat{\theta}_m) \approx \varepsilon$, [15].

$$\varepsilon \approx \sqrt{2} \frac{K_0}{K} \cos \left(\theta_m + \frac{\pi}{4} \right) \quad (2.8)$$

Lo que causa un desfase en la señal fundamental [15].

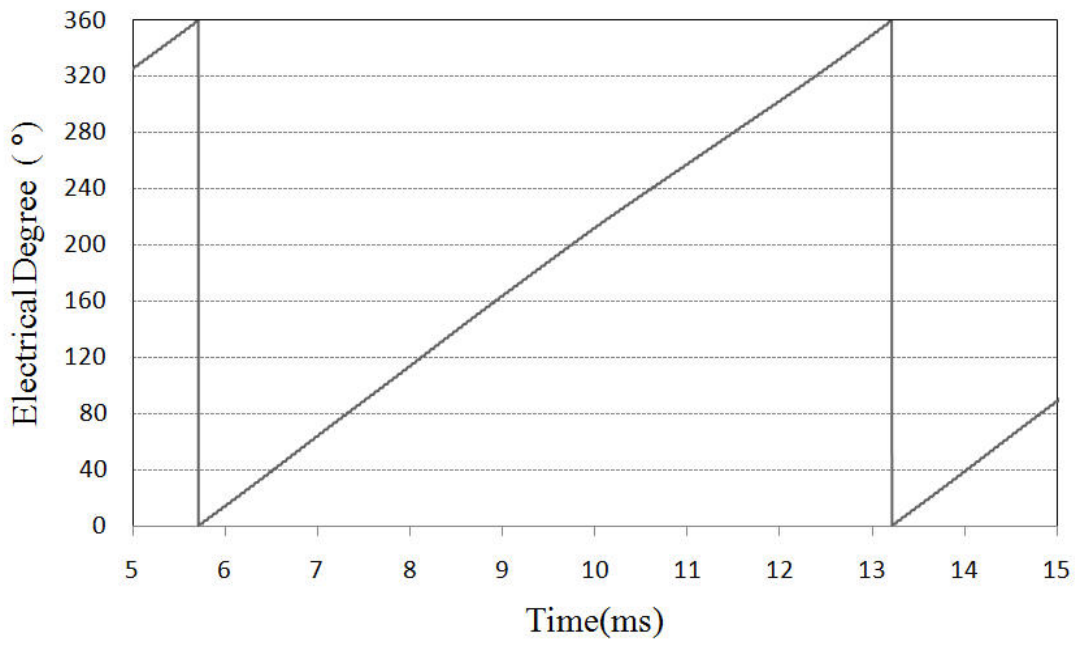
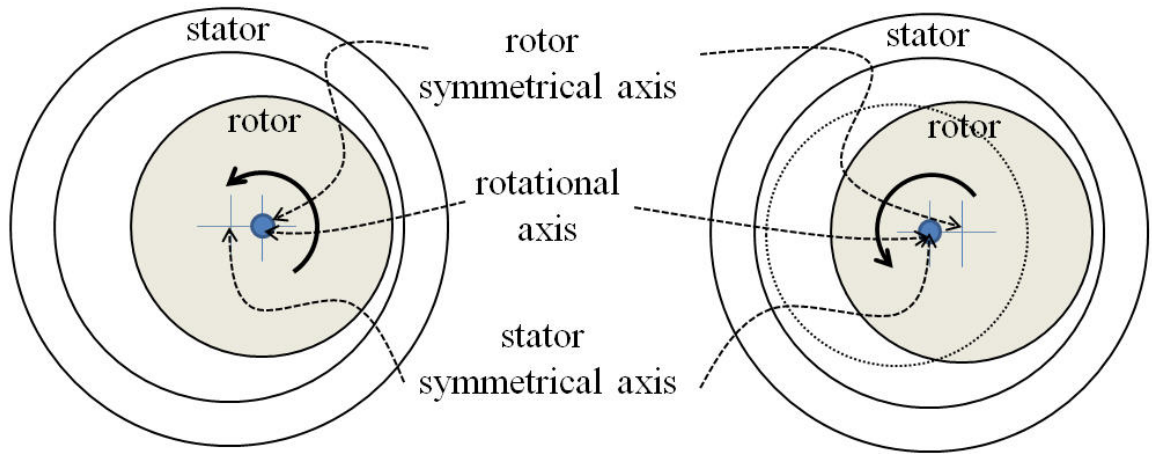


Figure 7. Position angle information through RDC conversion of SIN, COS signals (healthy model)
 Figura 2.3: Desbalance por excentricidad.



(a) Static eccentricity (b) Dynamic eccentricity
 Figura 2.3: Excentricidad estática (izquierda) y dinámica (derecha) [10] © 2011 IEEE.
 Figure 8. Cross sections of eccentricities

292

2.2.2. Desbalance en amplitud

Esta falla es causada por las dos señales de salida del resolver que tienen diferentes amplitudes.

Puede producirse un acoplamiento electromagnético desigual como resultado de relaciones de inductancia de devanado desbalanceadas.

$$\begin{aligned} V_S &= KV_E \sin(\theta) \cos(\omega_E t) \\ V_C &= (1 + \alpha)KV_E \cos(\theta) \cos(\omega_E t) \end{aligned} \quad (2.9)$$

Donde α denota la magnitud del desequilibrio de amplitud. Este defecto también se conoce como error de ganancia [13].

Por tanto, el error de posición máximo posible debido al desequilibrio de amplitud sería aproximadamente la mitad de la diferencia de amplitud. Cuando el rotor gira a velocidad constante, el error de posición será el doble de la frecuencia del rotor [13].

$$\varepsilon \approx \frac{\alpha}{2} \sin(2\theta), \quad (2.10)$$

2.2.3. Error en cuadratura

Este error ocurre cuando los dos ejes magnéticos de los devanados de salida del resolver no están separados exactamente a 90° debido a la alineación del devanado y del polo magnético. Este tipo de inexactitud puede deberse a un mecanizado y montaje imprecisos [13].

$$\begin{aligned}
 V_S &= KV_E \sin(\theta) \cos(\omega_E t) \\
 V_C &= KV_E \cos(\theta + \beta) \sin(\omega_E t)
 \end{aligned}
 \tag{2.11}$$

Donde β denota el cambio de fase que causa el error de cuadratura.

$$\varepsilon \approx -\frac{\beta}{2}[1 - \cos(2\theta)],
 \tag{2.12}$$

2.2.4. Armónicos de Inductancia

En la práctica, debido a la fuerza magnetomotriz y las inductancias mutuas V_S , V_C y V_E pueden no ser perfectamente sinusoidales y pueden presentar armónicos[13].

K_n es el radio de inductancia.

$$\begin{aligned}
 M_{S_e}(\theta) &= \sum_{n=1}^{\infty} M_n \sin(n\theta) \\
 M_{C_e}(\theta) &= \sum_{n=1}^{\infty} M_n \cos(n\theta)
 \end{aligned}
 \tag{2.13}$$

Cuando esto ocurre, las salidas del resolver serán:

$$\begin{aligned}
V_s &= V_E \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} L_n \sin(n\theta) \right\} \cos(\omega_E t) \\
V_c &= V_E \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} L_n \cos(n\theta) \right\} \cos(\omega_E t)
\end{aligned} \tag{2.14}$$

Cuando se usa $L_n = M_n/L_e$ [13].

En el caso de un resolver de reluctancia variable, todos los devanados están ubicados en el estator, con los devanados de excitación y de salida apilados en capas [13].

Esto finalmente da como resultado que el flujo que se conecta desde el devanado de excitación a los devanados de salida sea independiente de la posición del rotor, agregando un componente de CC a la inductancia mutua [13].

En un resolver sin escobillas, por otro lado, los devanados de excitación y salida están separados y situados en el rotor y el estator, respectivamente [13].

No existe un acoplamiento de flujo constante entre los devanados de excitación y de salida de acuerdo con el concepto operativo. Como resultado, es razonable concluir que la inductancia mutua no tiene componente de CC [13].

$$\varepsilon \approx - \sum_{n=1}^{\infty} K_n \sin[(n-1)\theta] \tag{2.15}$$

2.2.5. Cambio de fase

Como se mencionó en la derivación de las ecuaciones de voltaje del resolver, se produce un desplazamiento de fase entre la señal de entrada de excitación y las

señales de salida del resolver como resultado de la caída de voltaje en el devanado del rotor. Luego, las ecuaciones de salida del resolver indicarán la ubicación del cambio de fase causado por el efecto de resistencia[13].

$$\begin{aligned}v_s &= KV_e \sin(\theta) \cos(\omega_e t + \phi) \\v_c &= KV_e \cos(\theta) \cos(\omega_e t + \phi)\end{aligned}\tag{2.16}$$

Se produce un cambio de fase entre la señal de entrada de excitación y las señales de salida del resolver como resultado de la caída de tensión en el devanado del rotor[13].

$$\varepsilon \approx \frac{\omega_m}{\omega_e} \tan(\phi),\tag{2.17}$$

2.3. Oscilador armónico de segundo orden (SOHO)

Un oscilador armónico es un sistema dinámico que es capaz de producir una señal sinusoidal en el dominio del tiempo continuo, la estructura fundamental de este generador es un sistema de segundo orden. En [5], le ha dado el nombre de oscilador armónico de segundo orden (SOHO) [5].

De acuerdo con [5] es posible describir a una señal de referencia monofásica de la siguiente manera:

$$v_\alpha(t) = \rho^\top v_{dq}, \quad \rho = \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) \\ -\sin(\omega_0 t) \end{bmatrix}, \quad v_{dq} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}, \quad (2.18)$$

Donde ρ es un vector que gira a la frecuencia fundamental ω_0 y v_{dq} es un vector de coeficientes constantes que gira a la frecuencia fundamental, también conocido como fasor [5]. Normalmente, v_d y v_q se refieren a los componentes real e imaginario del fasor, respectivamente. En particular, $v_\alpha(0) = v_d$ [5].

(2.18) supone que ω_0 es una constante o una señal que varía lentamente. De lo contrario, ω_0 debe sustituirse por θ_0 [5].

La derivada en el tiempo de la ecuación (2.18) es igual a:

$$\dot{v}_\alpha(t) = -\omega_0 \rho^\top J^\top v_{dq}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.19)$$

Donde J es una matriz antisimétrica, definida como $J^2 = -I_2$, $J^{-1} = -J$; mientras que I_2 es la matriz identidad bidimensional. Ahora, se define la variable en

cuadratura de la siguiente manera [5]:

$$v_{\beta}(t) \triangleq \rho^{\top} J^{\top} v_{dq}, \quad (2.20)$$

Que se conoce como componente en cuadratura, mientras que $v_{\alpha}(t)$ se conoce como componente en-fase [5]. Ya que $v_{\beta}(0) = v_q$. la siguiente ecuación denota la derivada en el tiempo de (2.21).

$$\dot{v}_{\beta}(t) = \omega_0 v_{\alpha}(t), \quad (2.21)$$

Esto da como resultado la descripción completa, es decir, el generador, de la señal sinusoidal $v(t)$:

$$\begin{aligned} \dot{v}_{\alpha}(t) &= -\omega_0 v_{\beta}(t), & v_{\alpha}(t) &= v_d \\ \dot{v}_{\beta}(t) &= \omega_0 v_{\alpha}(t), & v_{\beta}(t) &= v_q. \end{aligned} \quad (2.22)$$

El modelo (2.22) representa a un SOHO, o resonador simple, que oscila a una frecuencia ω_0 , [5].

La componente en-fase $v_{\alpha}(t)$ y el componente en cuadratura $v_{\beta}(t)$ son dos señales ortogonales que corresponden a las coordenadas en el referencial fijo o coordenadas $\alpha\beta$, respectivamente [5].

2.4. Oscilador armónico de cuarto orden (FOHO)

A continuación, se describe al generador de la señal sinusoidal $v_{\alpha\beta}$. Usando la transformada de Clarke, que nos permite obtener las componentes simétricas de una señal trifásica de la siguiente manera [3]:

$$v_{\alpha\beta} = v_{\alpha\beta}^+ + v_{\alpha\beta}^- = e^{j\theta_0} (v_{\alpha\beta}^+) + e^{-j\theta_0} (v_{\alpha\beta}^-), \quad (2.23)$$

Donde,

$$e^{j\theta} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_0) & \sin(\theta_0) \\ -\sin(\theta_0) & \cos(\theta_0) \end{bmatrix}, \quad (2.24)$$

Se define,

$$\varphi_{\alpha\beta} \triangleq (v_{\alpha\beta}^+ - v_{\alpha\beta}^-), \quad (2.25)$$

Finalmente,

$$\dot{v}_{\alpha\beta} = \omega_0 \mathbf{J} \varphi_{\alpha\beta}, \quad (2.26)$$

$$\dot{\varphi}_{\alpha\beta} = \omega_0 \mathbf{J} v_{\alpha\beta}. \quad (2.27)$$

Estas ecuaciones definen el generador de señales que será utilizado como señal de referencia por el algoritmo que estimará la frecuencia de giro y, por tanto, la velocidad de giro θ_m .

2.5. Generador de señales en cuadratura QSG

Usando las estimaciones $\hat{v}_{\alpha\beta}$ y $\hat{\varphi}_{\alpha\beta}$ del estimador (2.34) - (2.35), y de acuerdo con la relación (2.28), las señales de voltaje en cuadratura $\alpha\beta$ ahora se pueden reconstruir de la siguiente manera [3].

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha\beta} \\ \varphi_{\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_2 & I_2 \\ I_2 & -I_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha\beta}^+ \\ v_{\alpha\beta}^- \end{bmatrix}, \quad I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.28)$$

y finalmente,

$$\hat{v}_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2}(\hat{v}_{\alpha\beta} + \hat{\varphi}_{\alpha\beta}), \quad (2.29)$$

$$\hat{v}_{\alpha\beta}^- = \frac{1}{2}(\hat{v}_{\alpha\beta} - \hat{\varphi}_{\alpha\beta}), \quad (2.30)$$

2.6. Sintonización de parámetros de QSG

Las siguientes secciones discuten algunas reglas para el ajuste inicial de los parámetros de control λ γ_k ($k \in H$). A tal efecto, se consideran ciertas simplificaciones.

Se considera primero el caso no distorsionado, lo que implica la ausencia de un bloque compensador de armónicos (HCM, por sus siglas en inglés, “Harmonic Compensator Mechanism”). En segundo lugar, se supone que el sistema funciona en equilibrio, es decir, $v_{\alpha\beta} \cong \varphi_{\alpha\beta}$. Finalmente, se considera un proceso de linealización [3].

Estas simplificaciones dan como resultado un sistema LTI (Sistema Lineal e Invariante del tiempo) idéntico al estudiado en [4], donde se propone ajustar los parámetros mediante las siguientes expresiones [3].

$$\lambda \cong \sqrt{2} (\omega_{BW}), \quad (2.31)$$

$$\gamma_1 \cong \left(\frac{\omega_{BW}}{|v_{\alpha\beta}|} \right), \quad (2.32)$$

Donde ω_{BW} denota el ancho de banda deseado del estimador de frecuencia fundamental, que debe estar en el rango $\omega_0/5 \leq \omega_{BW} \leq \omega_0/5$ [3].

La primera regla de ajuste se puede establecer de la siguiente manera para las ganancias restantes γ_k ($k \in \{3, 5, \dots\}$). Se debe tener en cuenta que la respuesta de que la dinámica restante observada por el HCM es esencialmente un sistema estable de segundo orden a bajas frecuencias.

Por otro lado, se supone que los osciladores armónicos (HO por sus siglas en inglés) son extremadamente selectivos y, por lo tanto, afectan solo al componente armónico asociado.

Por lo tanto, ignorando la influencia de la respuesta de frecuencia del sistema de segundo orden en aras de la simplicidad, cada ganancia k puede fijarse en [3]:

$$\gamma_k = \frac{2.2}{T_{s,k}}, \quad (2.33)$$

donde $T_{s,k}$ denota el tiempo de respuesta deseado para cada componente armónico (evaluado entre el 10% y el 90% de una respuesta escalonada de la amplitud de la perturbación sinusoidal correspondiente).

2.7. Estimador de señales en cuadratura QSG.

Se usa el siguiente estimador (QSG) para la estimación de componentes fundamentales de las variables de estado $v_{\alpha\beta}$ y $\varphi_{\alpha\beta}$. El QSG consiste en una copia del modelo de sistema (2.25) a la cual se añade un término de amortiguamiento, esto es,

$$\dot{\hat{v}}_{\alpha\beta} = (\hat{\omega}_0 \mathbf{J} \hat{\varphi}_{\alpha\beta}) + (\gamma_1 \tilde{v}_{\alpha\beta}), \quad (2.34)$$

$$\dot{\hat{\varphi}}_{\alpha\beta} = \hat{\omega}_0 \mathbf{J} \hat{v}_{\alpha\beta}, \quad (2.35)$$

$$\tilde{v}_{\alpha\beta} \triangleq v_{\alpha\beta} - \hat{v}_{\alpha\beta}, \quad (2.36)$$

donde (2.34) denota los valores estimados de $\varphi_{\alpha\beta}$ y $v_{\alpha\beta}$, respectivamente; γ_1 es un parámetro de diseño positivo que se utiliza para introducir el amortiguamiento requerido, y $\hat{\omega}_0$ denota el valor estimado del parámetro desconocido ω_0 . Más aún, se requiere una ley adaptativa para reconstruir $\hat{\omega}_0$, como se describe a continuación [3].

La siguiente ecuación, denominada estimador de frecuencia fundamental (FFE, por sus siglas en inglés “Fundamental Frequency Estimator”), se utiliza para reconstruir $\hat{\omega}_0$ utilizada en (2.34) - (2.35) [3].

$$\dot{\hat{\omega}}_0 = \lambda \tilde{v}_{\alpha\beta}^T J \hat{\varphi}_{\alpha\beta}, \quad (2.37)$$

donde es la ganancia de adaptación mayor que cero $\lambda > 0$, y J se define en (2.19) [3].

Se remite al lector interesado a [4], que contiene un procedimiento detallado del diseño del estimador adaptable QSG.

2.8. Bucle de enclavamiento de fase SRF-PLL

Los esquemas de bucle de enclavamiento de fase PLL se han utilizado durante mucho tiempo para garantizar la sincronización con la señal de voltaje de la red en sistemas conectados a la red, equipos de acondicionamiento de energía, accionamientos regenerativos y, más recientemente, inversores conectados a la red para fuentes de energía alternativas y una variedad de otros sistemas de generación distribuida.

Quizás la técnica más utilizada para la detección de secuencia positiva insensible a la frecuencia es el bucle de enclavamiento de fase (PLL, por sus siglas en inglés "Phase Locked loop") basado en el bucle de enclavamiento de fase del marco de referencia síncrono (SRF-PLL, por sus siglas en inglés "Synchronous reference frame phase locked loop") [6]. también se puede verificar [7] para una revisión completa de los esquemas convencionales.

El esquema fue originalmente diseñado para sistemas de tres fases. Ha sido convertido con éxito para funcionar con fuentes de energía de una sola fase. Debido al supuesto de linealización de la derivación, sólo se puede garantizar que funcione correctamente sólo a nivel local [6].

Además, el SRF-PLL puede detectar el ángulo de fase, la frecuencia fundamental y la amplitud de la señal de referencia de forma rápida y precisa solo cuando se sintoniza con un bucle de retroalimentación de ancho de banda relativamente amplio, lo cual está permitido solo en condiciones ideales de funcionamiento de la red eléctrica, es decir, sin distorsión armónica o desequilibrio [6].

De hecho, como se indica en [6], el SRF-PLL, así como la mayoría de los esquemas basados en SRF-PLL, son extremadamente sensibles a la distorsión

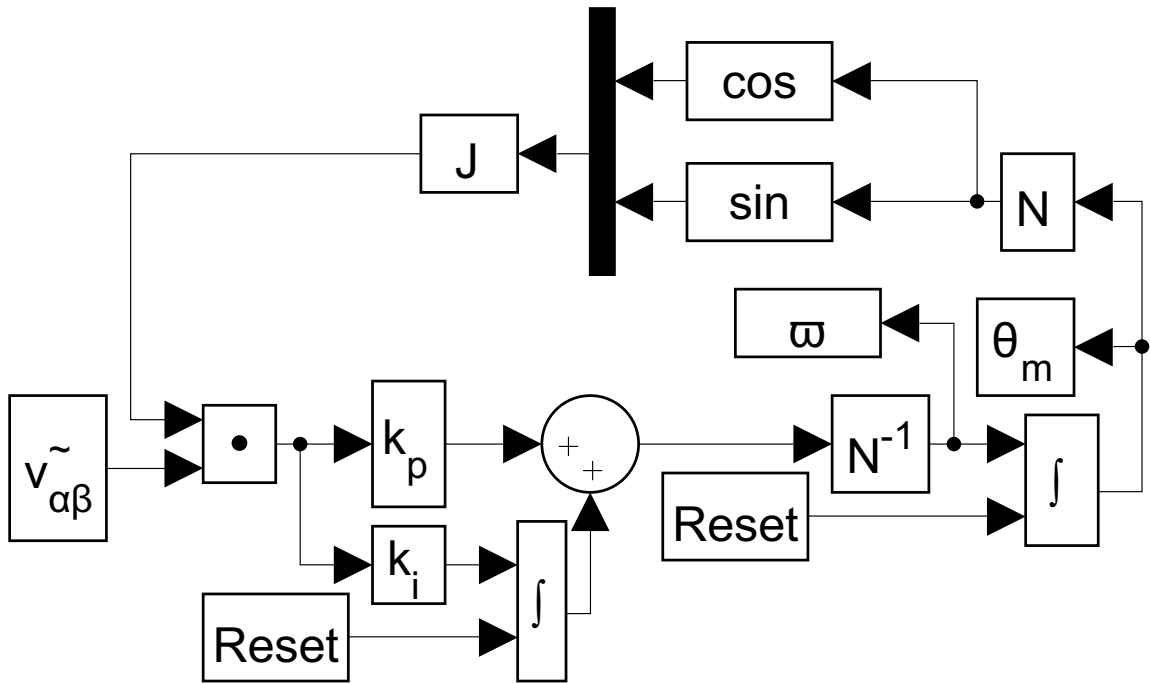


Figura 2.4: Algoritmo SRF-PLL

El SRF-PLL calcula los componentes d y q correspondientes del vector de señal de referencia $v_{\alpha\beta}$, así como la frecuencia fundamental ω y el ángulo de fase $\hat{\theta}$ [6].

El vector de referencia $v_{\alpha\beta} = [v_\alpha v_\beta]$, que representa la entrada del algoritmo SRF-PLL, es una señal vectorial en el marco de referencia fijo [6]. $v_{\alpha\beta}$ gira a una frecuencia fundamental ω , con una amplitud denotada por $\|v_{\alpha\beta}\|$.

Se supone que ambas son constantes desconocidas, o que varían gradualmente o en pasos [6].

El SRF-PLL funciona generando un vector giratorio unitario auxiliar $\hat{\varphi}_{\alpha\beta}$ de

señales sinusoidales en cuadratura, que se utiliza como base ortonormal para transformar el vector $v_{\alpha\beta}$ de coordenadas de marco fijo a marco rotacional [6].

El vector auxiliar $\hat{\varphi}_{\alpha\beta}$ gira a la frecuencia fundamental y se alinea con el vector $v_{\alpha\beta}$ en estado estable [6].

Como resultado, el algoritmo asegura que:

$$\hat{v}_d = \|v_{\alpha\beta}\|, \hat{v}_q = 0, \quad (2.38)$$

en el estado estacionario [6].

De hecho, \hat{v}_q sirve como detector de fase con el propósito de continuar con el proceso de sincronización, que ocurre una vez que se satisface la condición $\hat{v}_q = 0$ [6].

$$\dot{\hat{\theta}} = \varpi, \quad \varpi = \left(\frac{1}{N}\right) (\hat{\omega} k_p \hat{v}_q), \quad \dot{\hat{\omega}} = k_i \hat{v}_q, \quad (2.39)$$

$$\hat{v}_d = \left(\hat{\varphi}\right)^\top v_{\alpha\beta}, \quad \hat{v}_q = \left(J\hat{\varphi}_{\alpha\beta}\right)^\top v_{\alpha\beta}, \quad \hat{\varphi}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos\left(\hat{\theta} N\right) \\ \sin\left(\hat{\theta} N\right) \end{bmatrix}, \quad \left\|\hat{\varphi}_{\alpha\beta}\right\| = 1, \quad (2.40)$$

Donde N denota el número de polos del motor a partir de los cuales se determinan el ángulo y la velocidad de rotación del motor.

2.9. Bucle de enclavamiento de fase SRF-EPLL

Su principal distinción del SRF-PLL convencional es que el primero emplea un integrador adicional para reconstruir dinámicamente la amplitud de la señal de

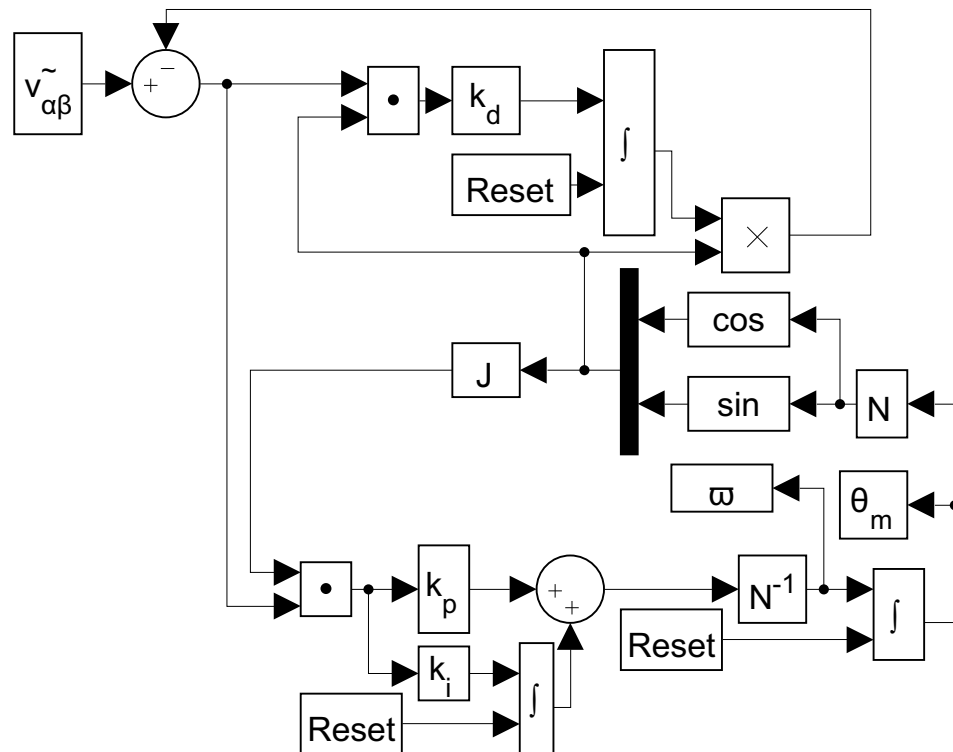


Figura 2.5: Algoritmo SRF-EPLL

En ese punto, el vector ortonormal $\hat{\varphi}_{\alpha\beta}$ se sincroniza con el vector de referencia $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$, y la amplitud estimada de $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$ está representada por \hat{v}_d , es decir, el componente d estimado. A diferencia del SRF-PLL, el SRF-EPLL mejorado obtiene el \hat{v}_d estimado como la solución de (2.42), que ahora se incluye en la descripción dinámica como se mencionó anteriormente. Después de multiplicar \hat{v}_d y $\hat{\varphi}_{\alpha\beta}$, la estimación de $v_{\alpha\beta}$ se reconstruye como se describe en (2.43). El objetivo del controlador ahora es minimizar la diferencia entre la $v_{\alpha\beta}$ de referencia y su $\hat{\mathbf{v}}_{\alpha\beta}$ estimada [6].

Al igual que con el esquema SRF-PLL, se puede obtener una representación equivalente que describa completamente el desempeño dinámico del esquema SRF-EPLL mejorado sin requerir un vector explícito de funciones sinusoidales como en el esquema SRF-EPLL original. Esta es la representación equivalente [6]:

$$\dot{\hat{\varphi}}_{\alpha\beta} = \varpi \mathbf{J} \hat{\varphi}_{\alpha\beta}(0) = 1, \quad \varpi = \hat{\omega} k_p \tilde{e}_q, \quad (2.41)$$

$$\dot{\hat{\omega}} = k_i \tilde{e}_q, \quad \dot{\hat{v}}_d = k_d \tilde{e}_d, \quad \tilde{e}_d = \hat{\varphi}_{\alpha\beta}^T \tilde{\mathbf{v}}_{\alpha\beta}, \quad \tilde{e}_q = (\mathbf{J} \hat{\varphi}_{\alpha\beta})^T \tilde{\mathbf{v}}_{\alpha\beta}, \quad (2.42)$$

$$\hat{\mathbf{v}}_{\alpha\beta} = \hat{v}_d \hat{\varphi}_{\alpha\beta}, \quad \tilde{\mathbf{v}}_{\alpha\beta} = \mathbf{v}_{\alpha\beta} - \hat{\mathbf{v}}_{\alpha\beta}, \quad (2.43)$$

Capítulo 3

Desarrollo

3.1. Implementación de Resolver

Podemos ver el paso de implementación en el mismo orden lógico que la etapa de marco teórico, comenzando con el desarrollo de nuestro algoritmo generador de señales. Este generador de señales está configurado para operar con el siguiente voltaje de excitación, V_E :

$$V_E = V_0 \sin(\omega_e t), \quad (3.1)$$

Luego describiremos los voltajes en cuadratura, V_S Y V_C , que se utilizarán para alimentar nuestros algoritmos, de una manera análoga al método descrito por [2]:

$$V_S = V_0 \sin(\omega_e t) \sin(\theta_m t), \quad V_C = V_0 \sin(\omega_e t) \cos(\theta_m t), \quad (3.2)$$

De manera similar a [2], realizaremos una convolución multiplicando las

ecuaciones (3.2), pero a diferencia de [2], lo haremos usando la amplitud para maximizar la señal de entrada para el algoritmo que estamos creando.

$$V_{S2} = V_E V_S = V_0^2 (\sin(\omega_e t))^2 \sin(\theta_m t), \quad (3.3)$$

$$V_{C2} = V_E V_C = V_0^2 (\sin(\omega_e t))^2 \cos(\theta_m t), \quad (3.4)$$

por lo tanto, despejando se obtiene que:

$$V_{S2} = V_E V_S = \frac{V_0^2}{2} (1 - \cos(2\omega_e t)) \sin(\theta_m t), \quad (3.5)$$

$$V_{C2} = V_E V_S = \frac{V_0^2}{2} (1 - \cos(2\omega_e t)) \cos(\theta_m t), \quad (3.6)$$

Lo que genera una señal con sobre-muestreo, usado en [14], debido a que se dobla la frecuencia inicial ω_e .

Es necesario hacer una aclaración en este punto, debido a la naturaleza de construcción de los motores, el ángulo que recorre el motor entre los devanados del estator es llamado θ_e , en la imagen 3.1 podemos ver la relación entre este

ángulo eléctrico y el ángulo mecánico, lo que nos obliga a considerar en los bloques de Simulink la variable N que representa el número de pares de polos [11], por lo que nuestro ángulo original θ_m , se vuelve $N\theta_m$.

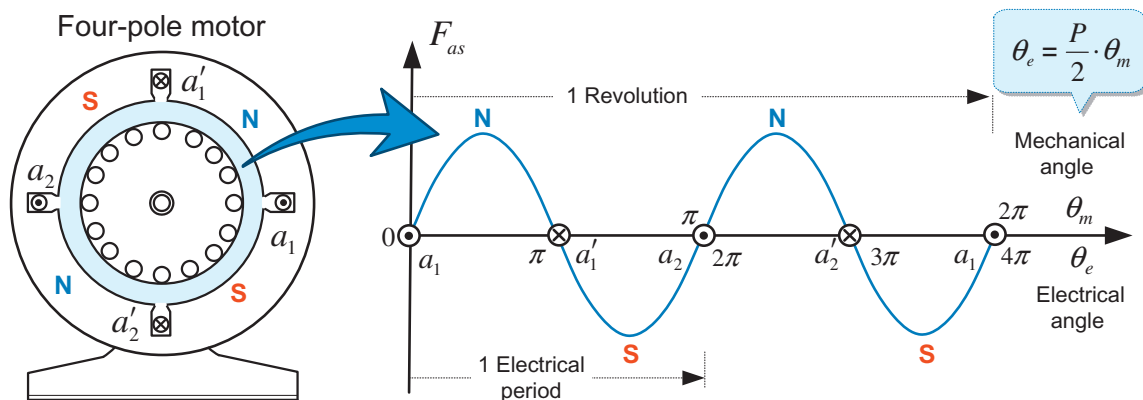


FIGURE 3.13

Figura 3.1: Relación entre ángulo mecánico y Eléctrico de un motor, con permiso de derechos de autor de la revista [11]

equal to the number of pole pairs. Thus, in a P -pole motor, there is a relationship between the mechanical angle θ_m and the electrical angle θ_e as

$$\theta_e = \frac{P}{2} \cdot \theta_m \quad (3.4)$$

When dealing with the performance of the motor, all calculations for electric quantities are carried out based on the electrical angle in radian. In a P -pole motor, the rotating speed n_s of the mmf by the three-phase currents with a frequency f is expressed in terms of revolution per minute (r/min) as

$$n_s = \frac{2}{P} \cdot f \cdot 60 = \frac{120f}{P} (r/min) \quad (3.5)$$

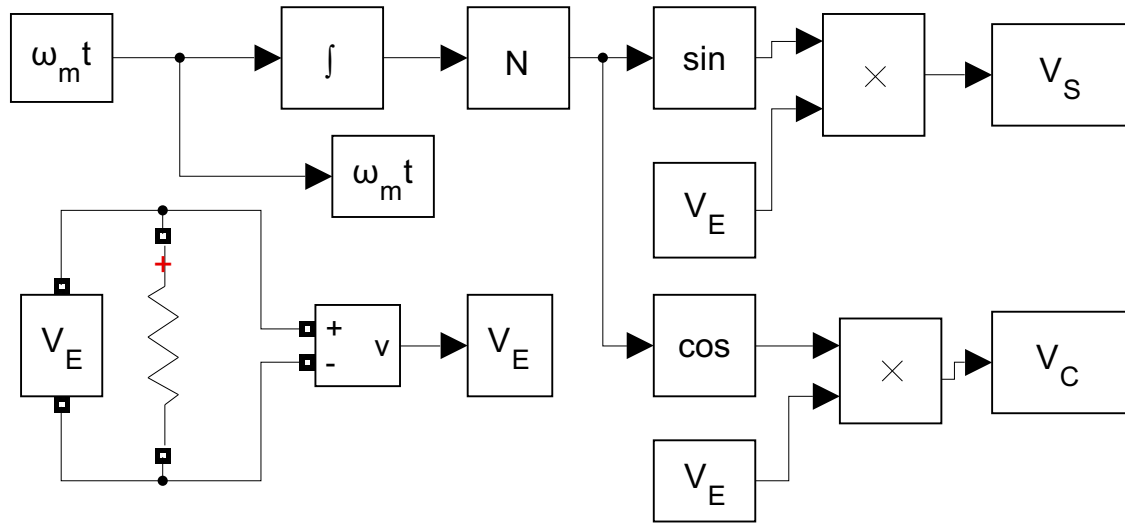


Figura 3.2: Bloque Generador de señales V_E, V_S, V_C .

Entonces podemos comenzar a adquirir la señal. No obstante, se requiere una sucesión de procedimientos para separar las frecuencias que corresponden a ω_e de las frecuencias que corresponden a ω_m generado por el método de sobre muestreo que se describe a continuación.

3.1.1. Resolver caso real

Finalmente, para una aplicación práctica del resolver, debemos considerar los puntos detallados sobre los errores sistemáticos en la sección del resolver. Las siguientes ecuaciones tendrán en cuenta las impedancias, pérdidas e inductancias mutuas del resolver[12].:

$$V_E = R_p i_E + L_p \frac{di_p}{dt} + \sqrt{L_p L_s} k \left(\cos(N\theta) \frac{di_C}{dt} + \sin(N\theta) \frac{di_S}{dt} \right), \quad (3.7)$$

$$V_C = R_s i_C + L_s \frac{di_C}{dt} + \sqrt{L_p L_s} k \cos(N\theta) \frac{di_p}{dt}, \quad (3.8)$$

$$V_S = R_s i_S + L_s \frac{di_S}{dt} + \sqrt{L_p L_s} k \sin(N\theta) \frac{di_p}{dt}, \quad (3.9)$$

Donde

- V_E e I_E son el voltaje y la corriente de excitación.
- V_C e I_C son, respectivamente, la tensión y corriente coseno.
- V_C e I_C son, respectivamente, la tensión y corriente coseno secundarios.
- V_S e I_S son, respectivamente, el voltaje y corriente seno secundarios.
- R_p denota la resistencia del rotor (o primaria).
- L_p es la inductancia del rotor (o primaria).
- R_s denota la resistencia del estator (o secundaria).
- La inductancia del estator (o secundaria) se indica con L_s .
- El número de pares de polos se indica con N.
- k es el coeficiente de acoplamiento.
- Θ es el ángulo de rotación del rotor.

Size 11 Single Speed Specifications

ELECTRICAL SPECIFICATIONS - Size 11 Single Speed Brushless Resolvers

PARAMETER	11-BHW-27□	11-BHW-31□	11-BHW-32□	11-BHW-37□	11-BHW-38□	11-BHW-42□
Primary	Stator	Rotor	Stator	Stator	Rotor	Rotor
Input Voltage	12V, 2000 Hz	6.5V, 5000Hz	12V, 400Hz	12V, 5000Hz	6V, 1000Hz	5.6V, 10,000Hz
Input Current	0.0091 amp	0.0088 amp	0.0132 amp	0.0114 amp	0.0163 amp	0.00231 amp max
Input Power	0.060 watt	0.35 watt	0.058 watt	0.081 watt	0.057 watt	0.0071 watt
Transformation Ratio (±5%)	0.500	0.954	1.750	0.500	0.454	0.485
Phase Shift	0.5° ±2°	-1.2°	18°	-4.6°	3.9°	-8.8°
Impedance	Zso Zro	725 + j1100 480 + j704	1064 + j1647 450 + j586	332 + j848 3736 + j4856	625 + j848 373 + j447	131 + j166 237 + j428 1621 + j2155
DC Resistance	Stator Rotor	110 ohms 58 ohms	143 ohms 83 ohms	147 ohms 1135 ohms	110 ohms 47 ohms	28.6 ohms 33.8 ohms 106 ohms 97 ohms
Null Voltage, Max.	0.015V	0.015V	0.030V	0.015V	0.030V	0.015V
Electrical Error †	±7 minutes	±7 minutes	±7 minutes	±7 minutes	±7 minutes	±7 minutes
Output Voltage	6V (±5%)	6.2V (±5%)	21V (±5%)	6V (±5%)	2.72V (±5%)	2.72V (±5%)
Schematic Diag.	A	B	A	A	B	B

† Higher accuracies available
Typical performance characteristics at 25°C

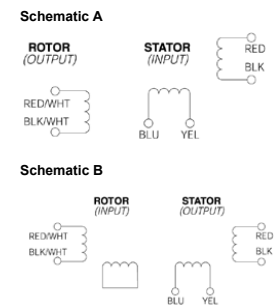
PARAMETER	11-BHW-43□	11-BHW-52□	11-BHW-53□	11-BHW-58□	11-BHW-60□	11-BHW-62□
Primary	Rotor	Stator	Rotor	Rotor	Rotor	Rotor
Input Voltage	7.5V, 4000 Hz	6.5V, 5000Hz	12V, 400Hz	12V, 5000Hz	6V, 1000Hz	5.6V, 10,000Hz
Input Current	0.014 amp	0.011 amp	0.0104 amp	6.9 mA	10 mA	0.019 amp
Input Power	0.070 watt max.	0.049 watt	0.047 watt	0.0437 watt	0.176 watt	0.060 watt
Transformation Ratio (±5%)	0.535	1.933	1.000	1.000	0.454	2.000
Phase Shift	0.35°	13.4°	3.7°	3.4°	0.35°	-5°
Impedance	Zso Zro	192 + j155 360 + j400	375 + j980 4652 + j6080	720 + j1154 434 + j695	2340 + j3082 919 + j1480	738 + j980 1775 + j1910 2400 + j4600 165 + j263
DC Resistance	Stator Rotor	110 ohms 72 ohms	143 ohms 1480 ohms	147 ohms 29 ohms	110 ohms 120 ohms	28.6 ohms 92 ohms 33.4 ohms
Null Voltage, Max.	0.015V	0.030V	0.030V	0.030V	0.030V	0.030V
Electrical Error †	±7 minutes	±7 minutes	±7 minutes	±7 minutes	±7 minutes	±7 minutes
Output Voltage	4V (±5%)	23.2V (±5%)	8.5V (±5%)	12V (±5%)	11.8V (±5%)	11.8V (±5%)
Schematic Diag.	B	A	B	B	B	B

Figura 3.3: Resolver seleccionado: 11-BHW-42.

De esta obtuvimos la siguiente lista de parámetros:

$$V_E = 5.9V, R_s = 110 \text{ Ohms}, R_r = 97 \text{ Ohms}, L_p = 0.006841832 \text{ H}, R_o = 106 \text{ Ohms}, L_s = 0.03429789 \text{ H}, k = 0.35, N = 14$$

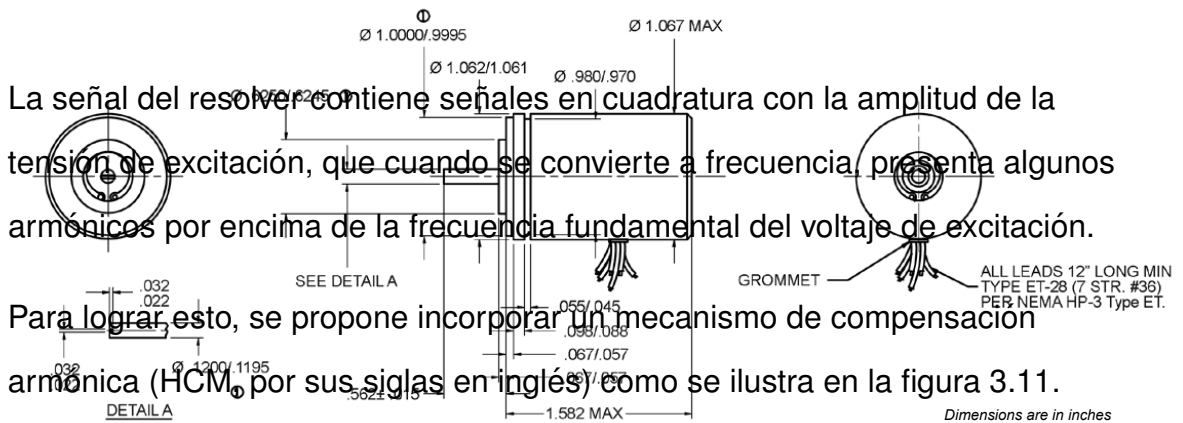
Typical Schematics



3.2. Mecanismo compensador de armónicos HCM

La señal del resolver contiene señales en cuadratura con la amplitud de la tensión de excitación, que cuando se convierte a frecuencia, presenta algunos armónicos por encima de la frecuencia fundamental del voltaje de excitación.

Para lograr esto, se propone incorporar un mecanismo de compensación armónica (HCM, por sus siglas en inglés) como se ilustra en la figura 3.11.



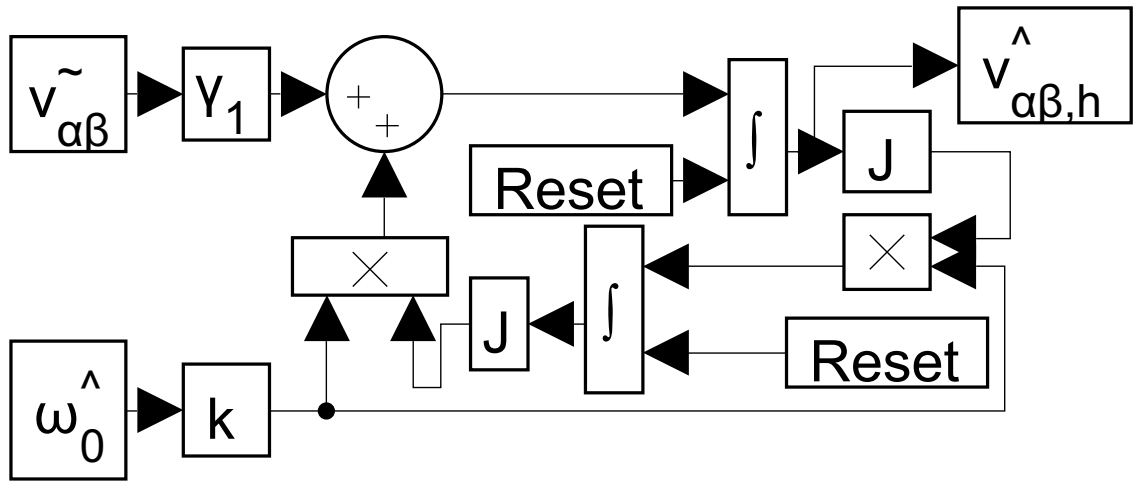


Figura 3.4: Mecanismo compensador de armónicos HCM

El esquema propuesto se conoce como HCM porque tiene en cuenta la distorsión armónica. Donde $Y_1 = \gamma_1$, de acuerdo con [3].

Los algoritmos en [4] carecían de un mecanismo explícito para cancelar la distorsión armónica.

Como resultado, se mantuvo una ligera ondulación en las respuestas. Este efecto podría mitigarse limitando el ancho de banda del esquema general. Sin embargo, el tiempo de respuesta se reduce significativamente. Como resultado, se estableció una compensación entre el tiempo de respuesta y las propiedades de compensación armónica [3].

Con esta compensación se alivia en el esquema propuesto mediante la adición del HCM, que permite respuestas más rápidas y limpias.

El concepto HCM se basa en el desarrollo de un estimador para reconstruir el componente de distorsión armónica del voltaje de la red, que luego se resta de la señal original, como se ilustra en la figura 3.11.

Por lo tanto, el HCM puede verse como un bloque enchufable que se puede

integrar fácilmente en el esquema propuesto.

3.3. Detalles de Sintonización HCM

El HCM se justifica gracias a la revisión del espectro en frecuencia de la señal multiplicada por el voltaje de excitación, esta técnica hace que la señal portadora, se separe en dos bandas de frecuencia, una del doble de la señal de excitación y otra de una frecuencia muy baja, del orden de la frecuencia mecánica, lo que hace posible la eliminación de la distorsión de alta frecuencia y el posterior uso de un PLL para la estimación de la velocidad angular del motor.

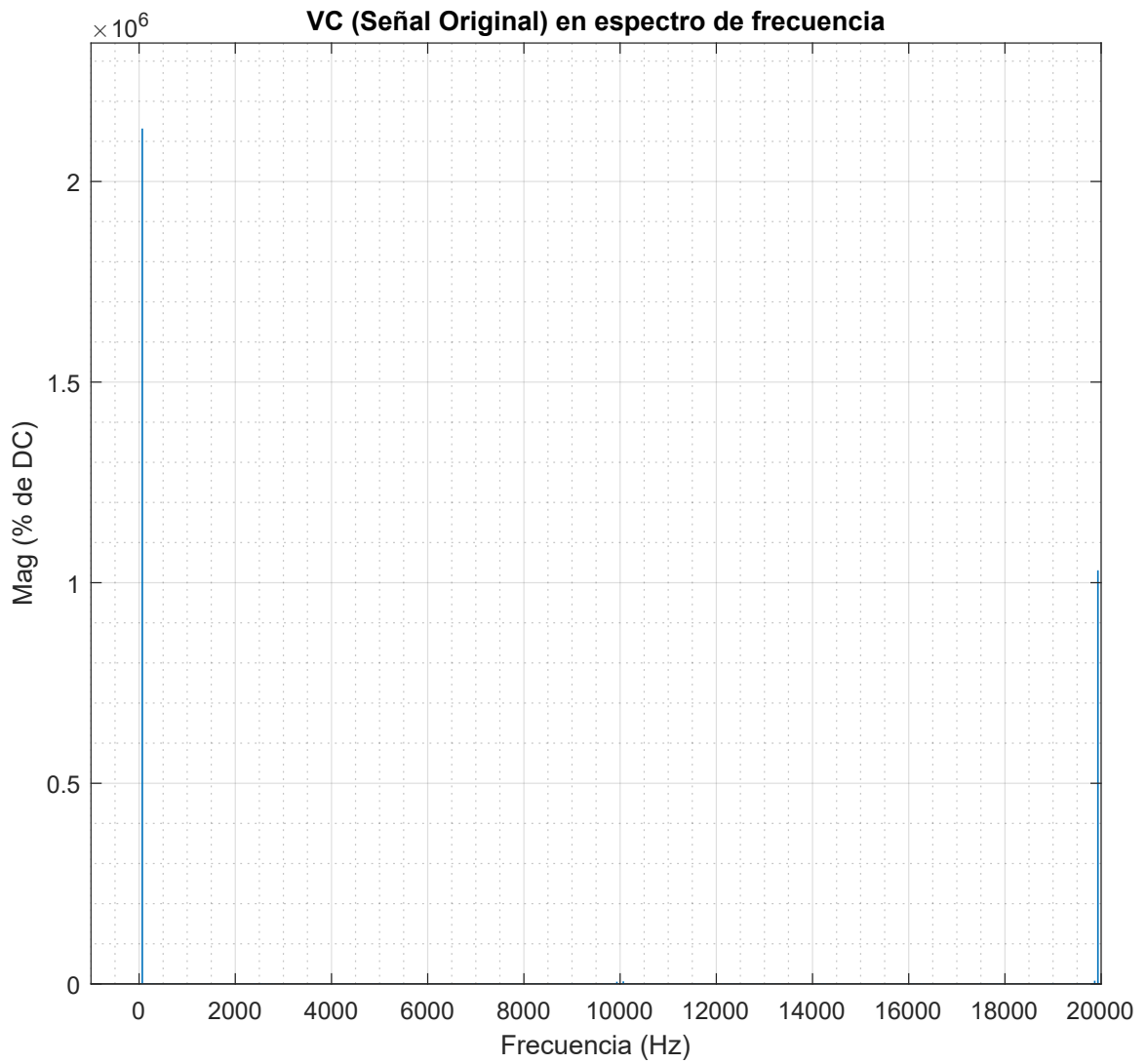


Figura 3.5: Espectro de frecuencia de señal, portadora, consta de dos bandas, una de alta frecuencia a 2 veces la frecuencia del voltaje de excitación, y otra banda de baja frecuencia, del cual se puede estimar la velocidad angular.

Por lo que se hace evidente la necesidad de la eliminación de esta señal de alta frecuencia, por lo que en la frecuencia que se usará para reconstruir las señales en cuadratura del HCM, se usa la frecuencia de $2\pi\omega_E$ y la constante $k = 2$ para eliminar el armónico a 2 veces la frecuencia del voltaje de excitación.

Después, Este filtro se sintonizó linealizando el sistema, Obteniendo su función de transferencia y Usando la herramienta de auto tune incluida en el software de Matlab. Se usaron los valores Harmonic=2, Real Gamma=1.24e6

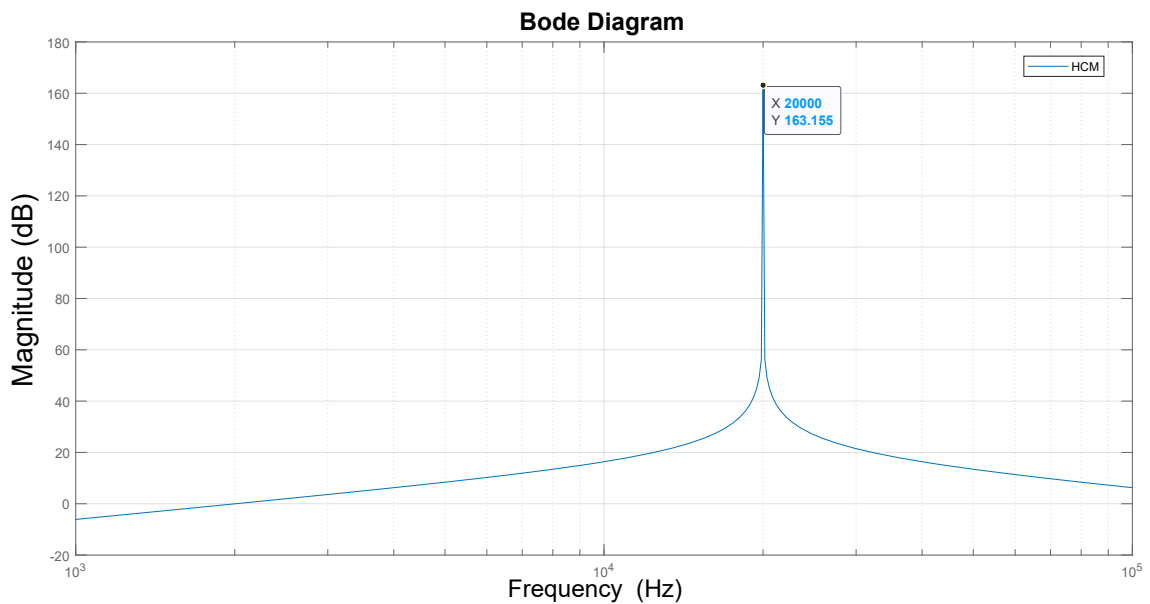


Figura 3.6: Diagrama de BODE para análisis de la respuesta en frecuencia del bloque HCM.

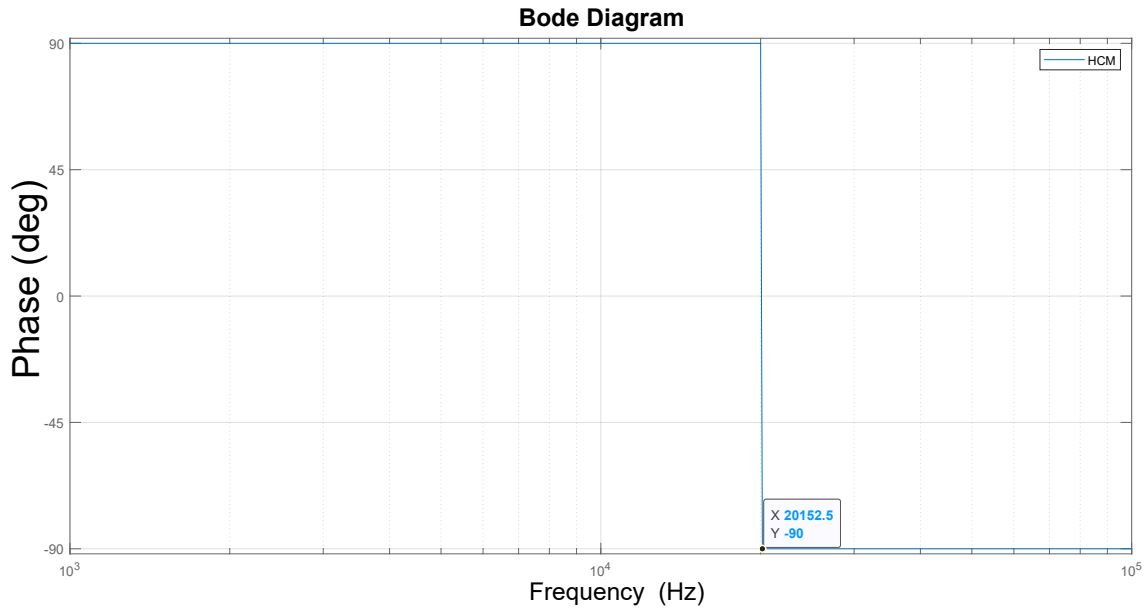


Figura 3.7: Diagrama de BODE para análisis de la respuesta en frecuencia del bloque HCM.

Como conclusión, podemos observar que el HCM se comporta como un filtro sin añadir, ningún tipo de desfase al ángulo de las señales,

3.4. Generador de señales en cuadratura QSG

Este procedimiento genera la señal de entrada del PLL. Como se muestra en (2.4), el método de conversión de señal del resolver introduce armónicos de segundo orden tanto en α como en β , para lo cual se utilizará más adelante un mecanismo de compensación de armónicos.

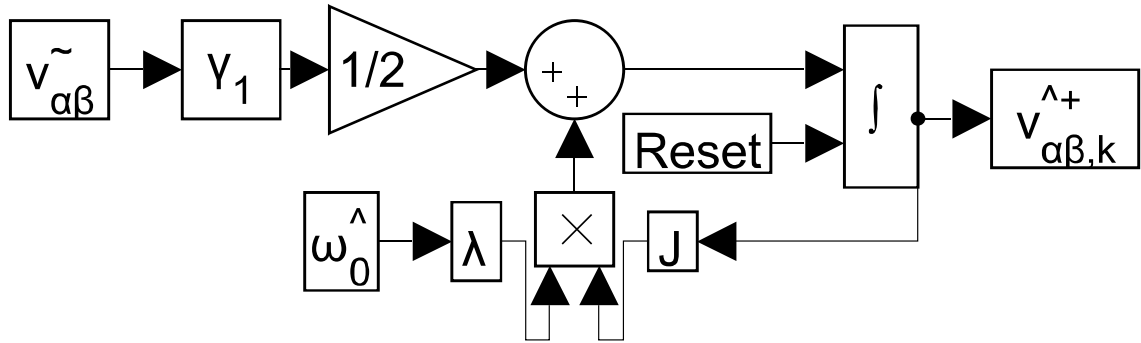


Figura 3.8: Generador de señales en cuadratura para Voltaje monofásico proveniente de (2.4) - (2.5).

Aquí tenemos el QSG Este filtro se sintonizó linealizando el sistema, Obteniendo la función de transferencia y Usando la herramienta de auto tune incluida en el software de Matlab. Se usaron los valores Harmonic=4, Real Gamma=1000

el Harmonic = 4 se usa debido a que el motor tiene 4 polos en este caso, por lo que la señal de entrada corresponde a $\theta_m/4$.

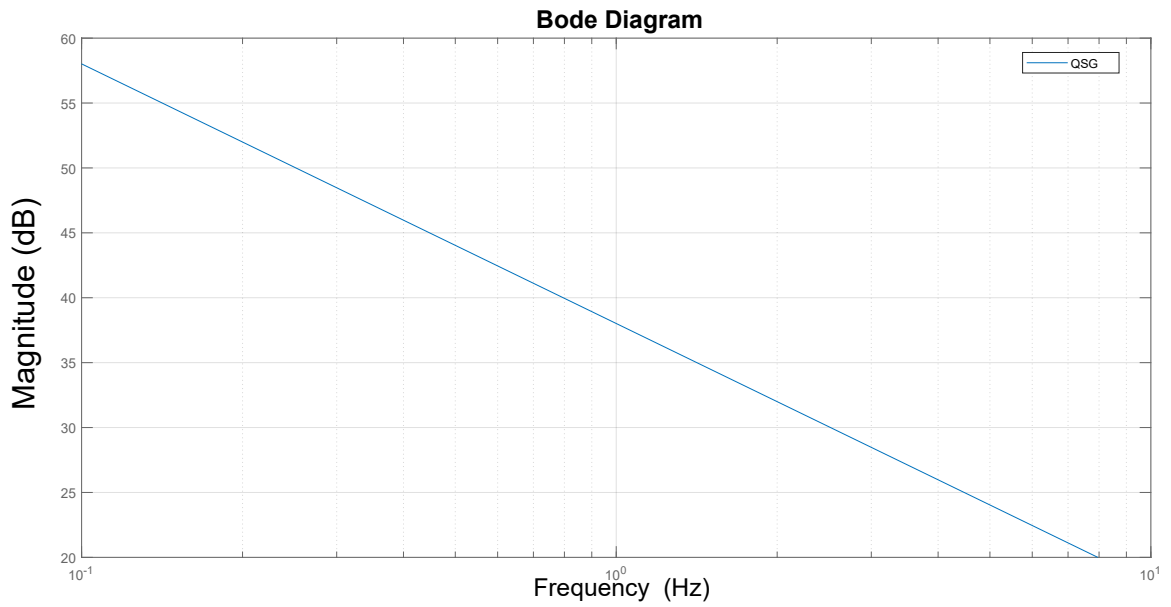


Figura 3.9: Diagrama de BODE para análisis de la respuesta en frecuencia del bloque QSG.

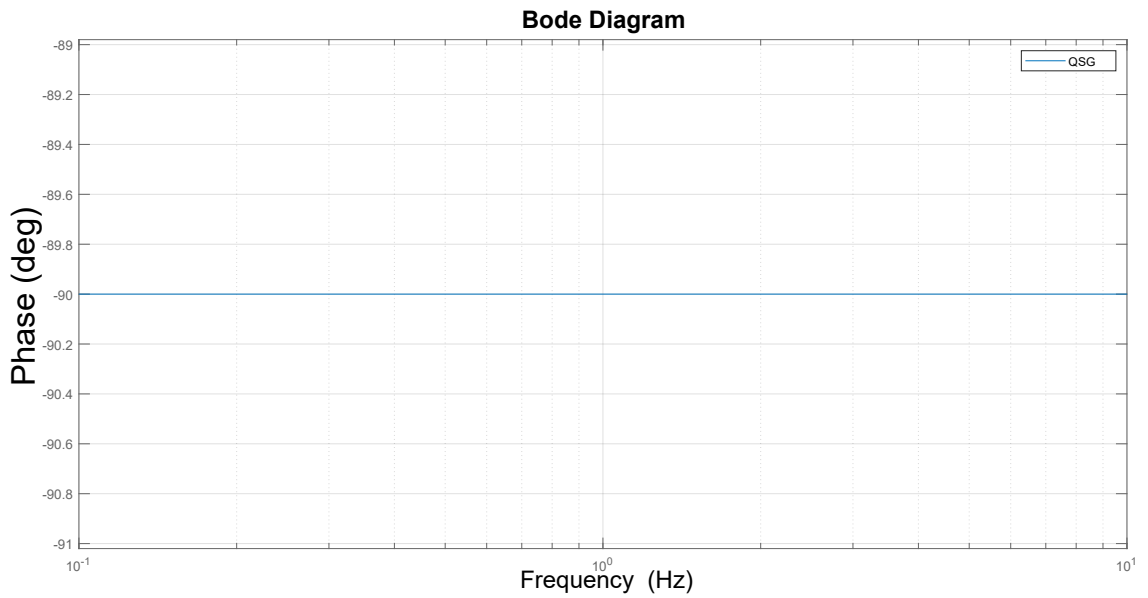


Figura 3.10: Diagrama de BODE para análisis de la respuesta en frecuencia del bloque QSG.

Como se puede comprobar, por el diagrama de BODE, el QSG actúa como un filtro atenuado pasa bajas, que solo deja pasar las frecuencias debajo de 100 Hz, por lo que le envía a los PLL es la señal solamente que contiene los voltajes en cuadratura, sin las frecuencias altas.

3.5. Algoritmo adaptado para aplicación de resolver

A continuación, en lugar de utilizar la función de tangente inversa de cuatro cuadrantes, se propone utilizar un bucle de enclavamiento de fase (PLL) basado en el marco de referencia síncrono (SRF-PLL-SRF-EPLL) para obtener el ángulo mecánico θ_m . Esta estrategia tiene una serie de ventajas, como se describe en [8]. Ambas señales pueden limpiarse por medio de introducirse en filtros de paso bajas (LPF), o bien mediante compensadores armónicos, lo cual se facilita debido al hecho de que la frecuencia mecánica f_m es considerablemente menor que la frecuencia eléctrica f_e .

El efecto de filtrado adicional se logra mediante el uso de un oscilador armónico de segundo (SOHO) orden junto con un módulo de compensación de armónicos (HCM). Todo esto sin el retraso que causa un LPF, ni usando la transformación arco tangente, eliminando así retrasos en la estimación de la frecuencia.

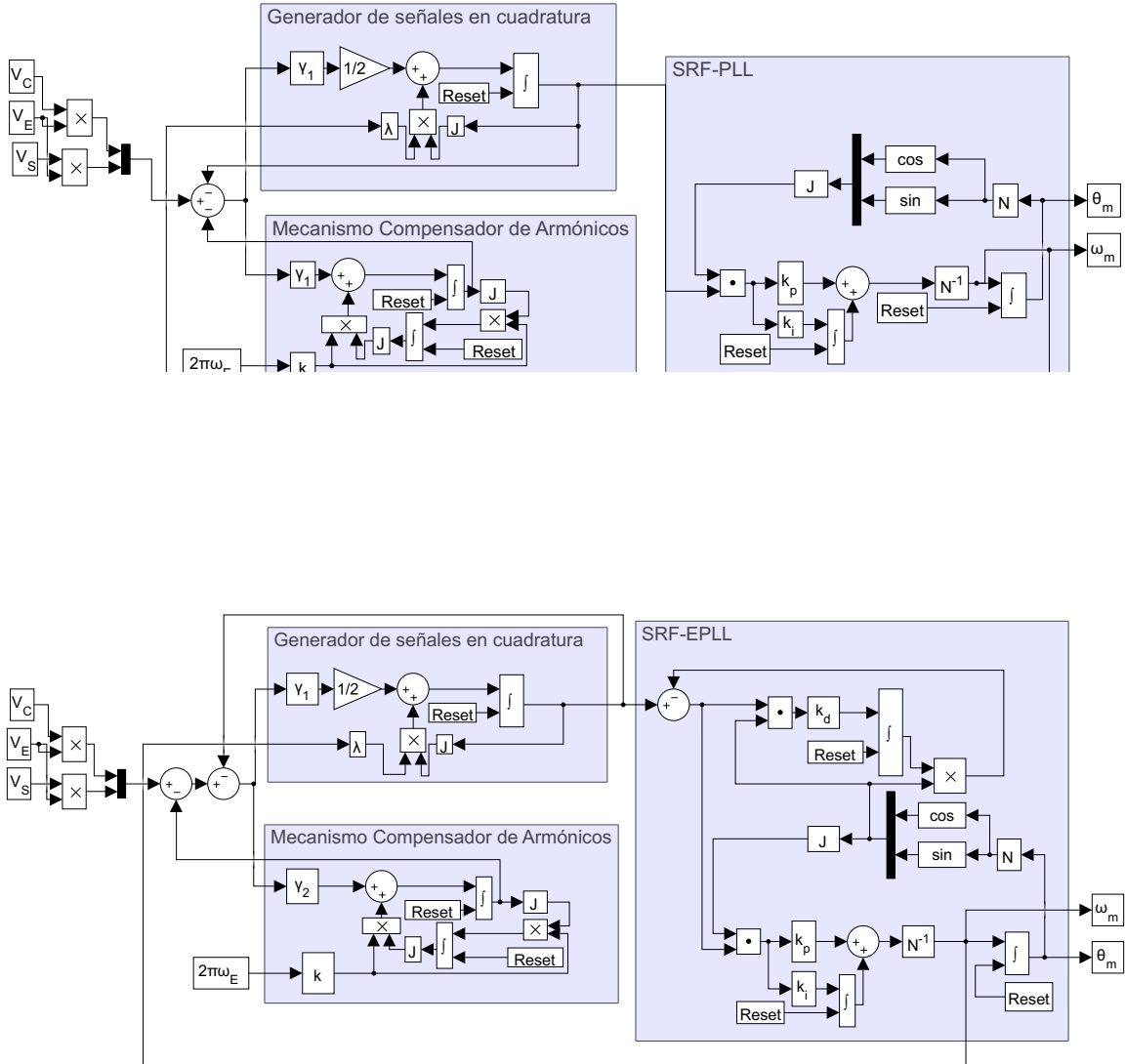


Figura 3.12: Algoritmo QSG, HCM y SRF-EPLL.

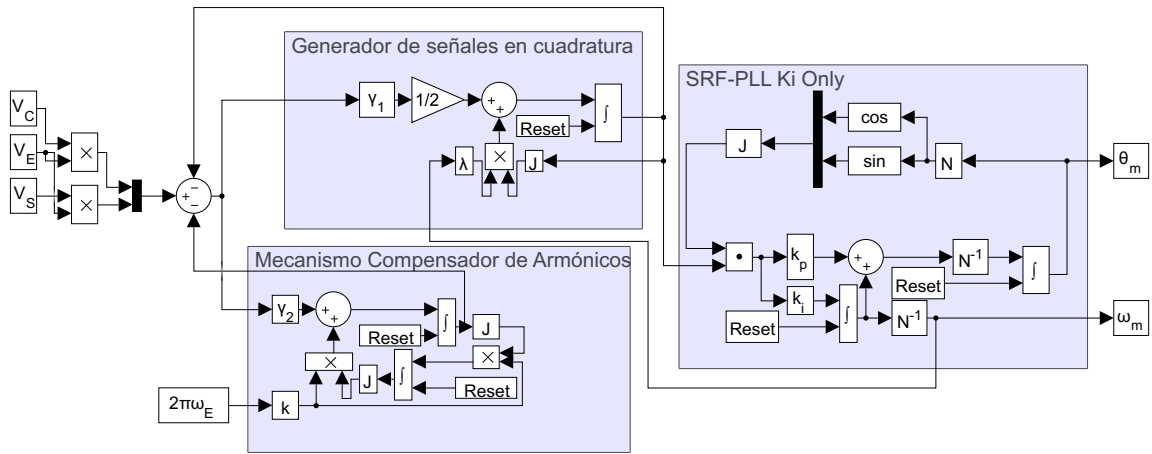


Figura 3.13: Algoritmo QSG, HCM y SRF-EPLL, que ignora la variable k_p

Utilizando los bloques mencionados anteriormente, se construyó un sistema que se utilizó para realizar la siguiente evaluación numérica. El sistema tiene los cuatro sistemas producidos, que son alimentados por un generador de señales y una tabla de datos para el modelo con datos reales.

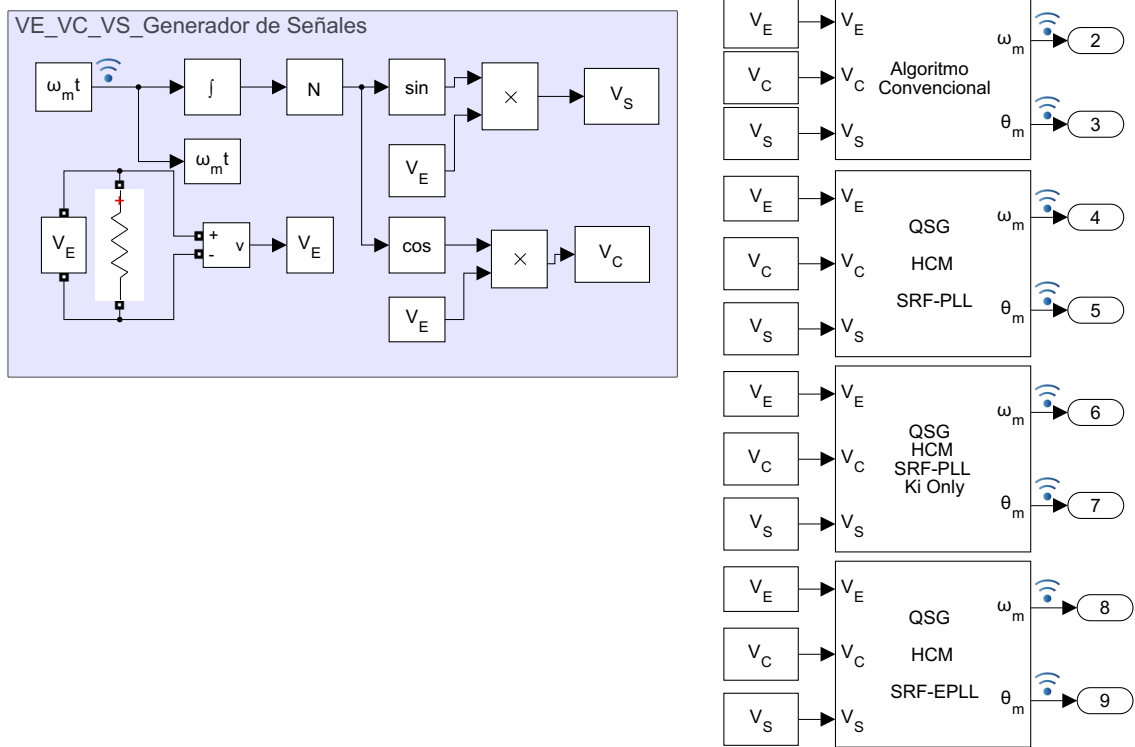


Figura 3.14: Sistema de prueba para evaluación numérica.

Continuos

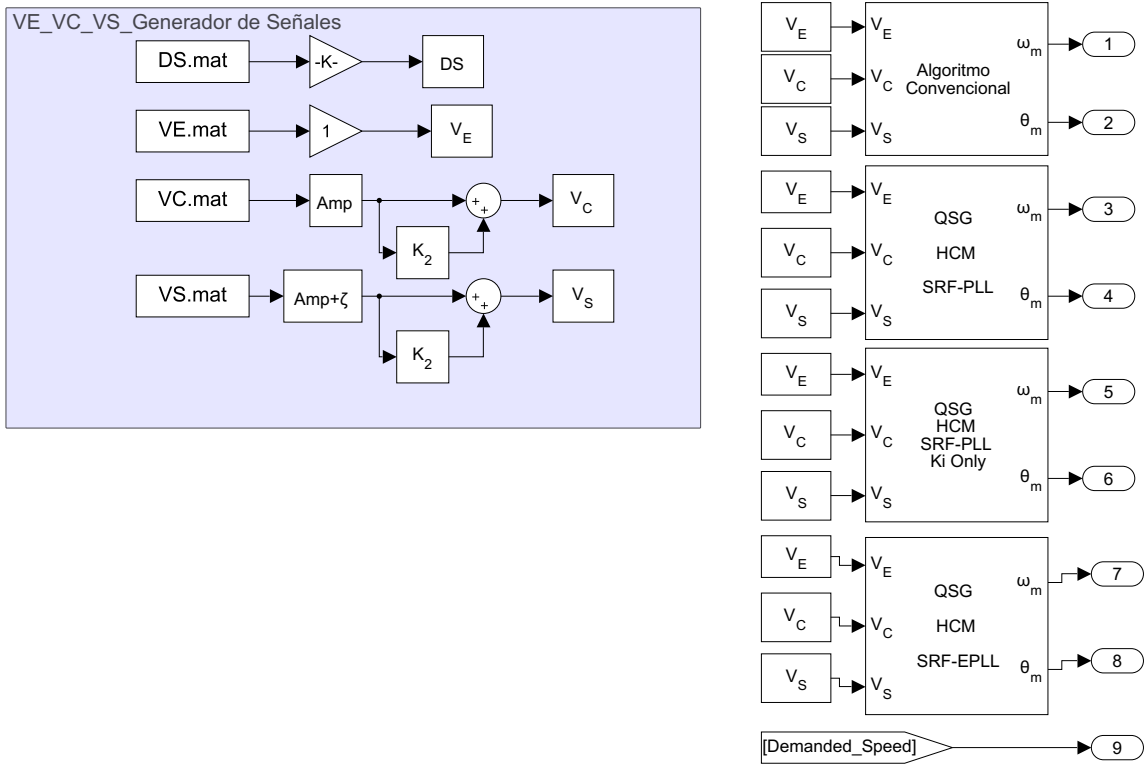


Figura 3.15: Sistema de prueba para evaluación numérica, con datos reales de un resolver.

Capítulo 4

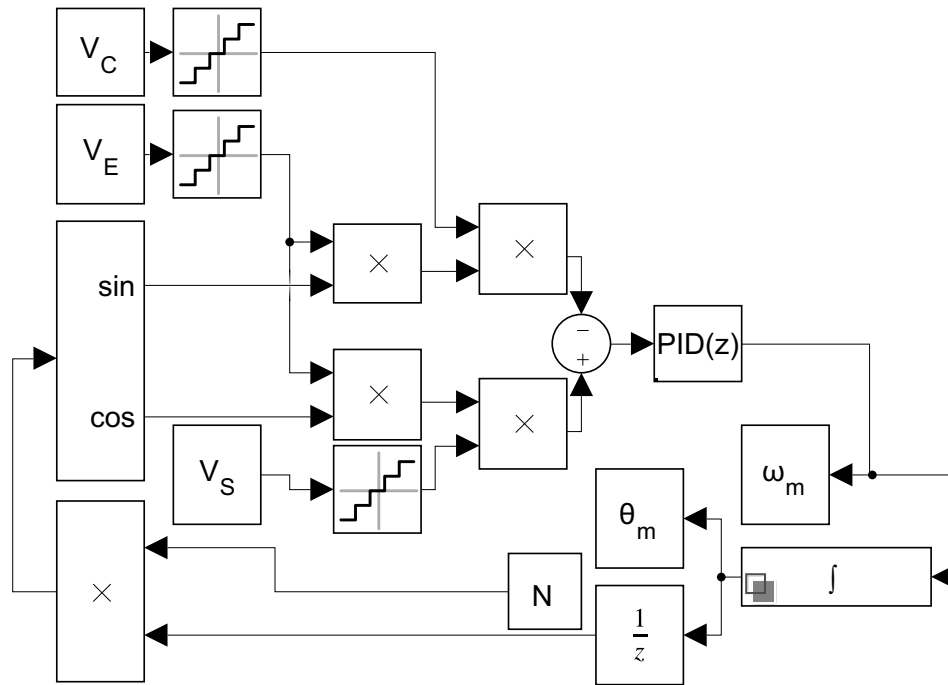


Figura 4.1: Algoritmo de referencia con solo un PLL, [14].

El R/D simula el funcionamiento de un transductor que transforma la posición angular o la velocidad de un eje giratorio en una señal eléctrica [14].

La señal transformada es proporcional al seno o coseno del ángulo del eje [14].

A medida que gira el rotor, cambia el ángulo de posición del rotor con respecto a los devanados del estator. Entonces se requiere obtener, demodular y post procesar las señales resultantes de amplitud modulada para extraer información de ángulo y velocidad.

El bloque calcula el ángulo y la velocidad del eje giratorio mediante un bucle de enclavamiento de fase PLL [14].

Capítulo 5

Evaluación Numérica

5.1. Protocolo de pruebas

En general los algoritmos incluyen las siguientes etapas en su solución.

1. las señales generadas por las ecuaciones se utilizan para generar las señales V_p , V_x y V_y en función del ángulo θ_m .
2. por medio de los algoritmos descritos anteriormente, diferentes estilos de pruebas.
3. las aproximaciones de velocidad de los algoritmos descritos en este proyecto se grafican para comparar unas con otras.

El proyecto describe cuatro algoritmos que se han probado en varias aplicaciones:

1. Algoritmo que contienen los bloques, QSG HCM SRF-PLL considerando k_p y k_i para la estimación de la velocidad.

2. por medio de los algoritmos descritos anteriormente, diferentes estilos de pruebas.
3. las aproximaciones de velocidad de los algoritmos descritos en este proyecto en las figuras 3.11 - 4.1 se grafican para comparar unas con otras.

Esto se hace para comprender mejor cómo responden los algoritmos a diferentes demandas de velocidad constante y variable.

Comenzaremos discutiendo los gráficos que se incluyen a continuación como parte del experimento descrito en este documento.

5.2. Arranque de experimento

5.2.1. Cambio de velocidad en escalón

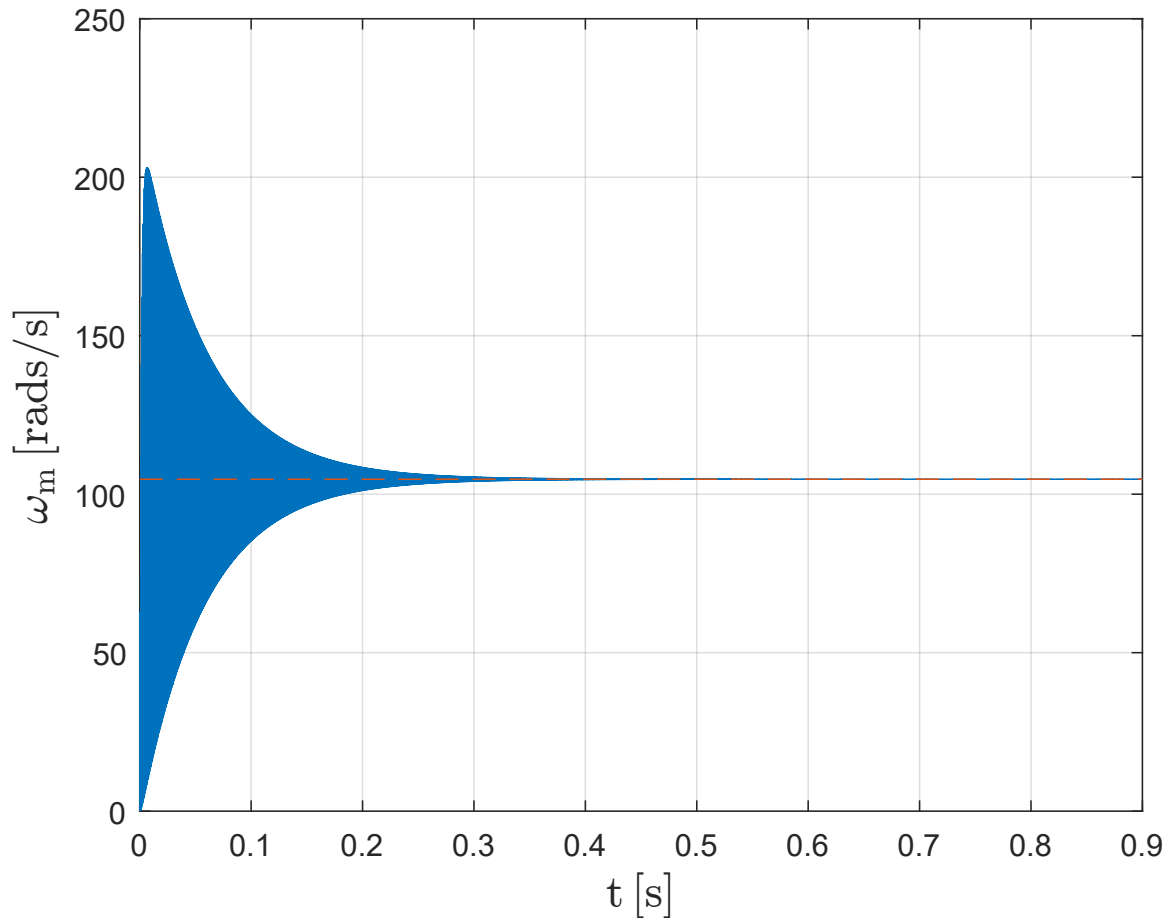


Figura 5.1: Gráfico de arranque con velocidad estimada por algoritmo Convencional.

Utilizando una técnica de software, proporcionó un R/D simple y rentable.

En la gráfica que se muestra podemos ver la respuesta el arranque, para el algoritmo presentado por [14], el cual citaremos por algoritmo Convencional. El método utiliza un reloj digital y el filtrado de los armónicos del reloj digital se utiliza para generar la señal de excitación del resolver, después, un filtro digital de segundo orden genera la señal de excitación. La técnica de la tangente inversa se utiliza para calcular el ángulo. Para ahorrar memoria, la base de datos de búsqueda se construye usando solo un octante en combinación con la lógica de detección de octante para el cálculo de la tangente inversa. La principal

desventaja de este enfoque es que es muy susceptible al ruido, incluso cuando las señales del resolver son perfectas[13].

En conclusión, se tiene una respuesta instantánea, pero se sacrifica exactitud, por lo que solamente se recomienda su uso para fines demostrativos.

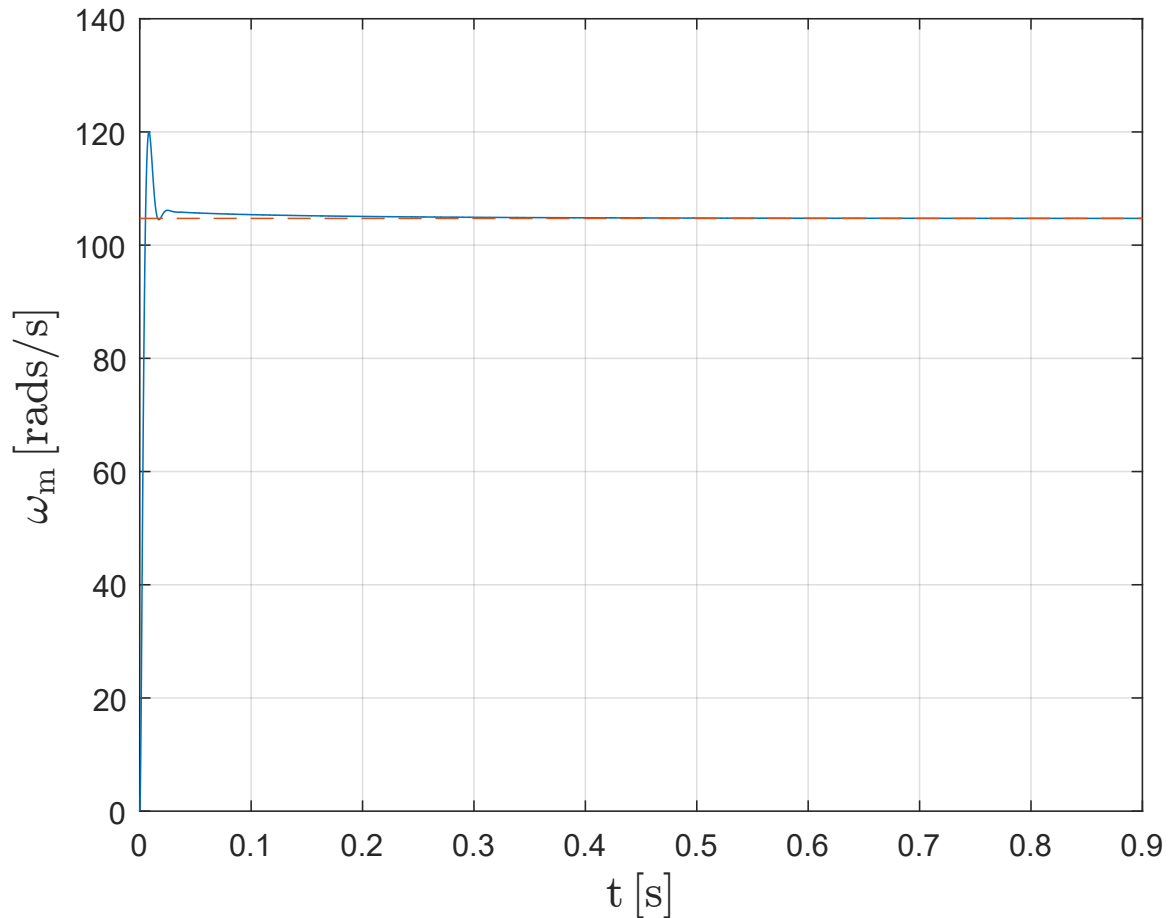


Figura 5.2: Gráfico de arranque con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-PLL.

La figura 5.2 muestra la respuesta del algoritmo basado en el esquema de la figura 3.11.

En el modelo existe un generador de una señal de referencia sinusoidal conocida como oscilador armónico de segundo orden [5]. Se ha adaptado un mecanismo de compensación de armónicos que nos permite filtrar un armónico de segundo orden de las secuencias positivas y negativas de la señal de excitación [4]. Finalmente, la señal compensada y filtrada se alimenta a un algoritmo SRF-PLL, que extrae la fase de la señal de excitación para determinar su ángulo y velocidad de rotación [6]- [9].

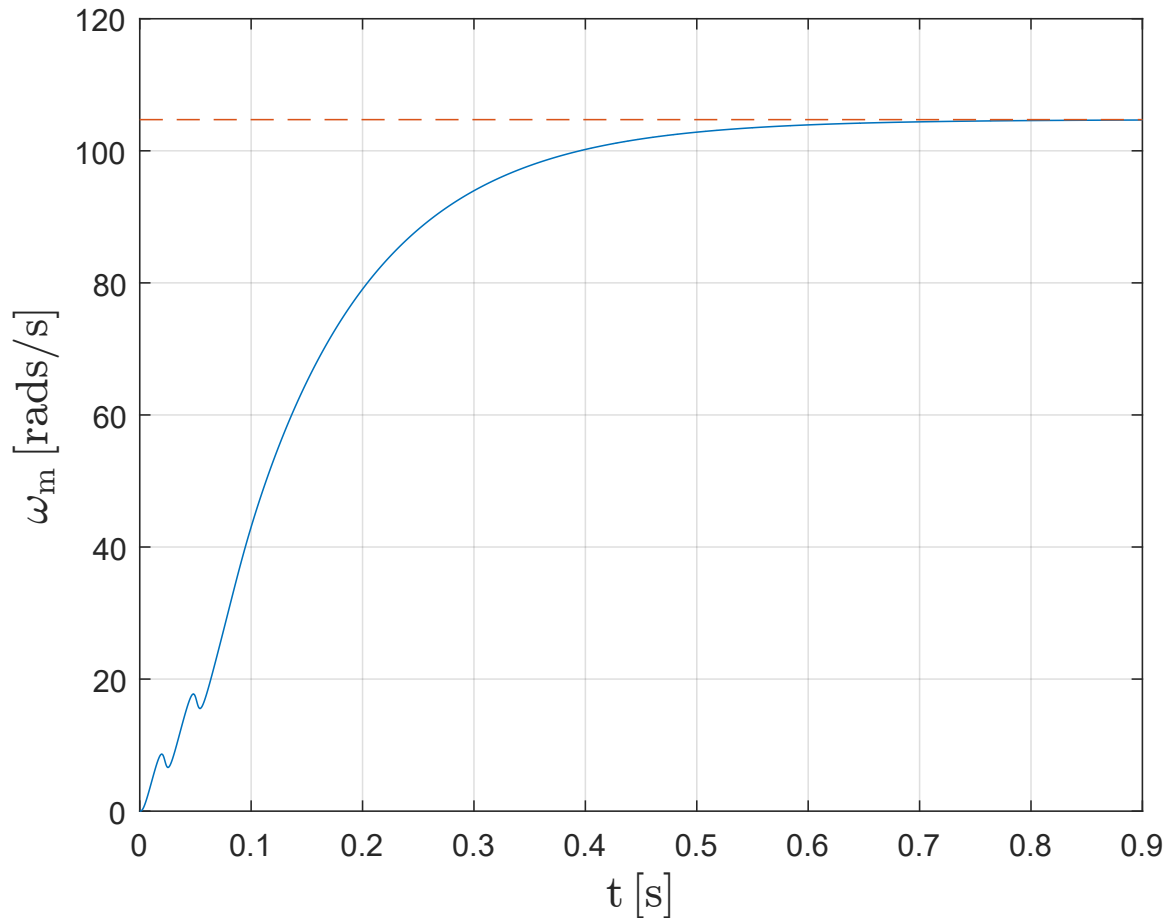


Figura 5.3: Gráfico de arranque con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-PLL que extrae la velocidad estimada solo de la parte integral del algoritmo PI.

El gráfico adjunto sigue el mismo esquema que el gráfico anterior, excepto que extrae la velocidad estimada solo de la parte integral del algoritmo PI.

Como resultado de la implicación de una señal distorsionada, dos cosas suceden. Si hay contenido de armónicos o ruido, la salida del integrador lo habrá filtrado, mientras que la salida proporcional k_p reaccionará inmediatamente a cualquiera de ellos. La parte integral, por otro lado, no lo hará. Más que eso, se toma su tiempo para llegar al nuevo punto de operación, evitando el avance de los ruidos en la frecuencia estimada.

Debido al excesivo ruido introducido durante el proceso de estimación al incluir la parte proporcional, se decidió incluir la retroalimentación solo en la parte integral.

La principal consecuencia de esto es un evidente retraso en la estimación de la velocidad angular y su correspondiente ángulo.

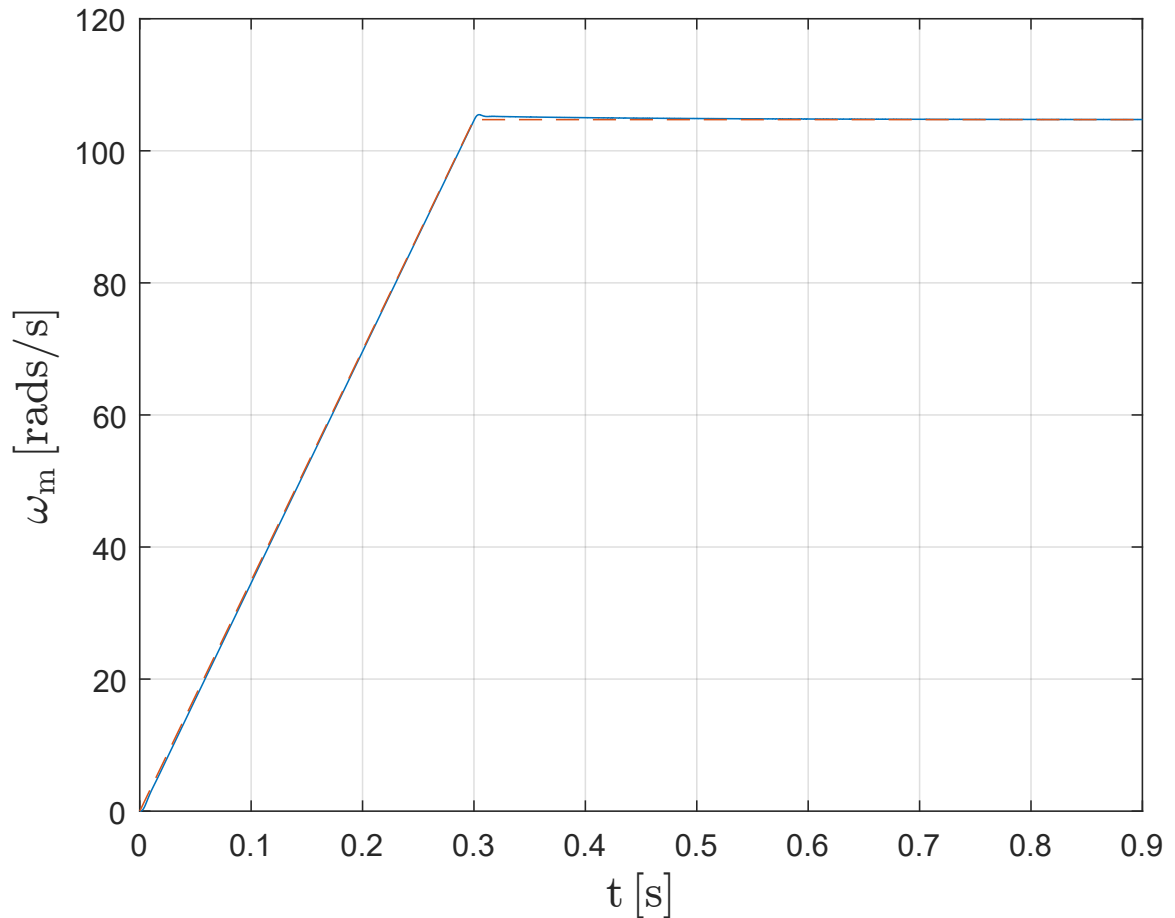


Figura 5.4: Gráfico de arranque con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-EPLL.

Los sistemas convencionales de bucle de bloqueo de fase ignoran las interrelaciones entre las tres fases de un conjunto de señales trifásicas.

Por lo tanto, el SRF-EPLL elimina o reduce los componentes desequilibrados de la señal de entrada (componentes de secuencia cero y negativos).

En este caso, la magnitud, el ángulo de fase y la frecuencia de las variables estimadas por SRF-EPLL están distorsionadas por ondas de doble frecuencia.

5.2.2. Cambio de Amplitud de señales

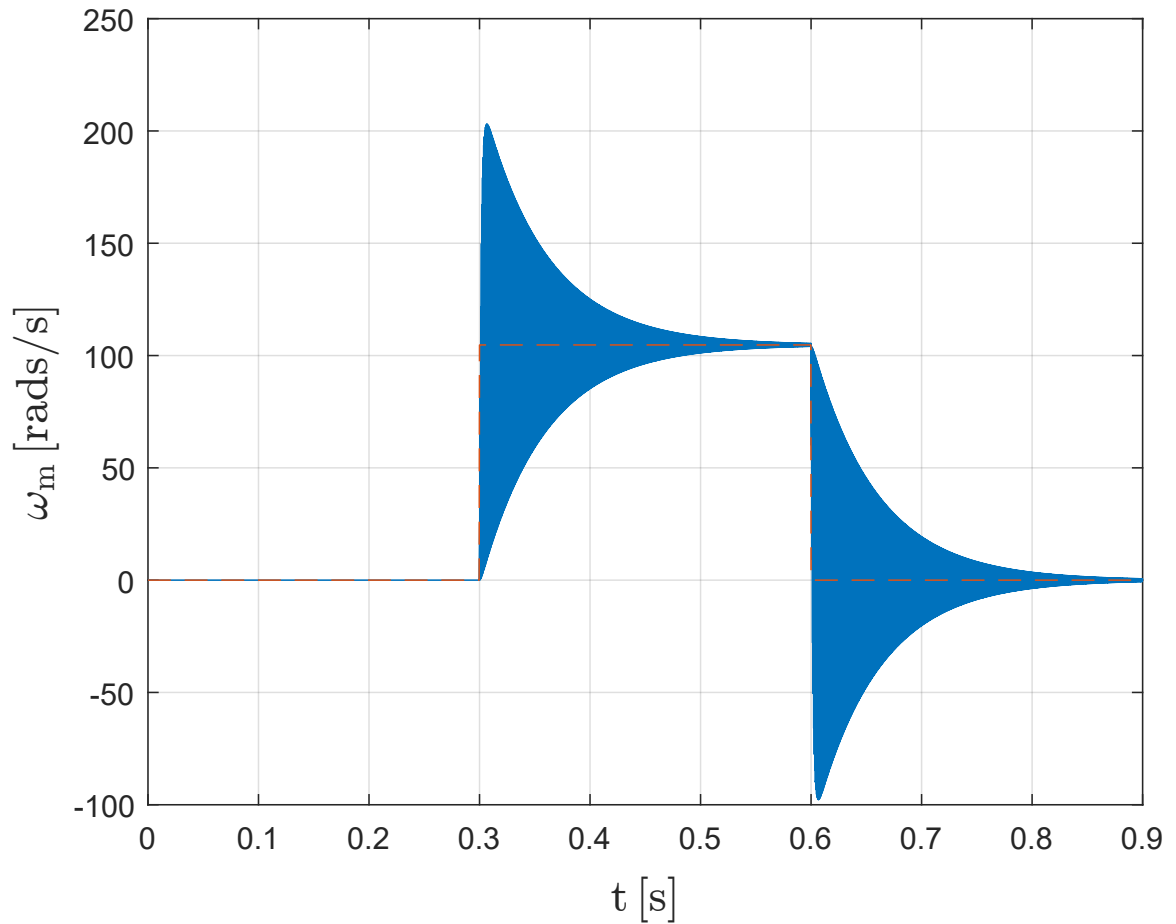


Figura 5.5: Gráfico de escalón durante experimento con velocidad estimada por algoritmo Convencional.

En el algoritmo Convencional, se utiliza un paso de 0,3 segundos para determinar el tiempo de respuesta del sistema y la estabilidad general, y se tarda aproximadamente 0,2 segundos en alcanzar un estado estable.

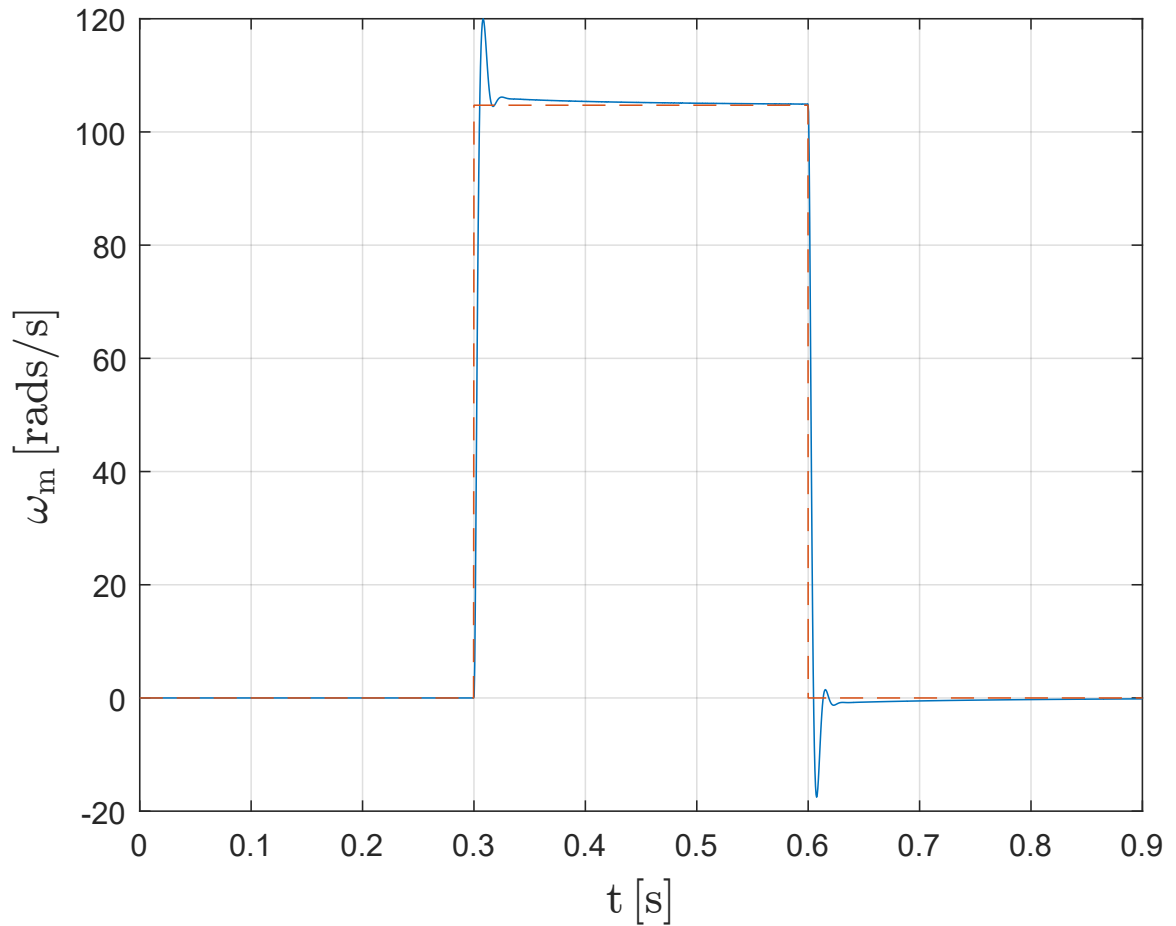


Figura 5.6: Gráfico de escalón durante experimento con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-PLL .

El gráfico adjunto demuestra la verdadera fuerza del algoritmo descrito en el documento.

Si bien el algoritmo Convencional tiene un tiempo de respuesta de 0,2 segundos, el presente algoritmo incluye la parte integral, que tarda al menos 0,05 segundos en estabilizarse después de que se elimine del algoritmo propuesto.

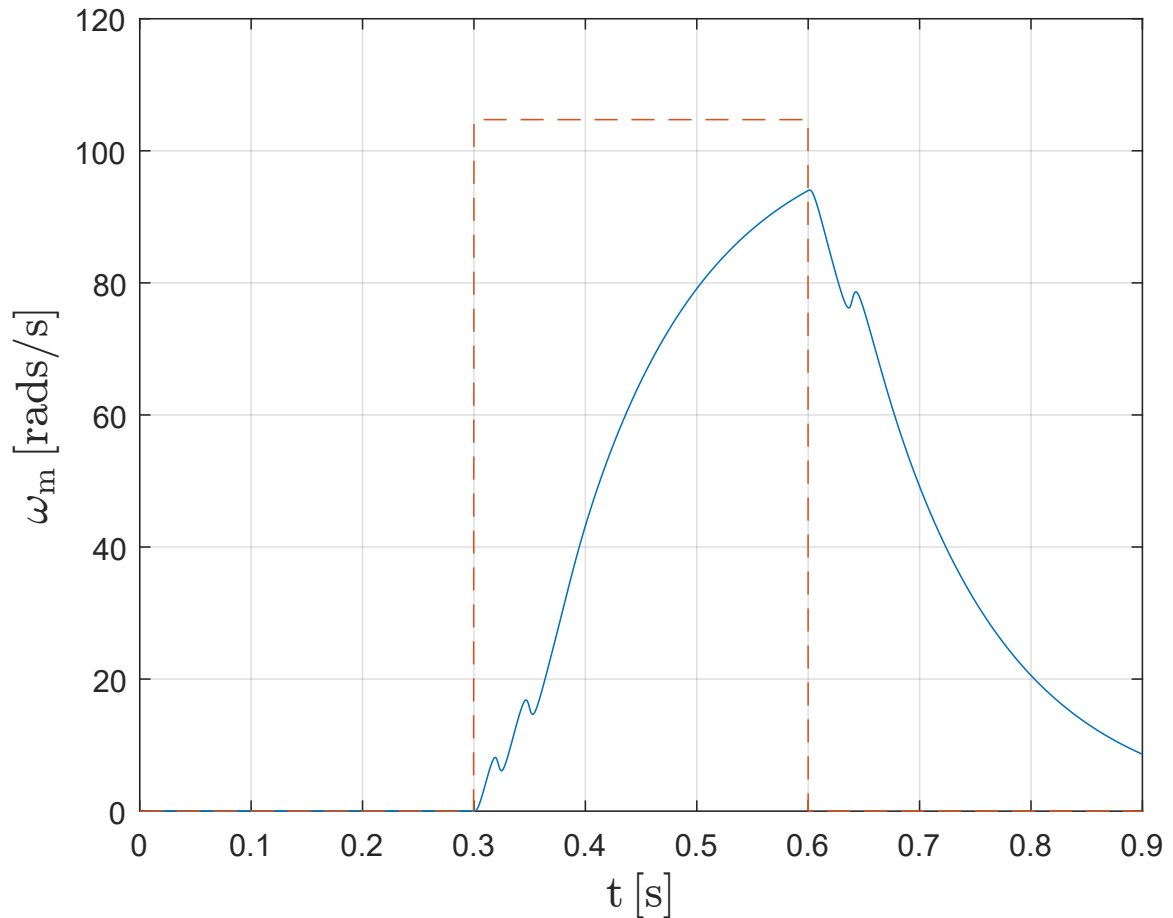


Figura 5.7: Gráfico de escalón durante experimento con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-PLL que extrae la velocidad estimada solo de la parte integral del algoritmo PI.

En la búsqueda de un algoritmo no incluye la parte proporcional en la estimación de la velocidad, es posible observar un tiempo de estabilización que es idéntico al algoritmo que incluye la parte proporcional, debido a que las señales de entrada de velocidad en el caso estudiado en la tesis no tienen distorsión.

Sin embargo, por las razones expuestas anteriormente, en la búsqueda de un algoritmo que trabaje sin la parte proporcional en la estimación de velocidad, es posible observar un tiempo de estabilización menor al algoritmo que trabaja con el factor proporcional.

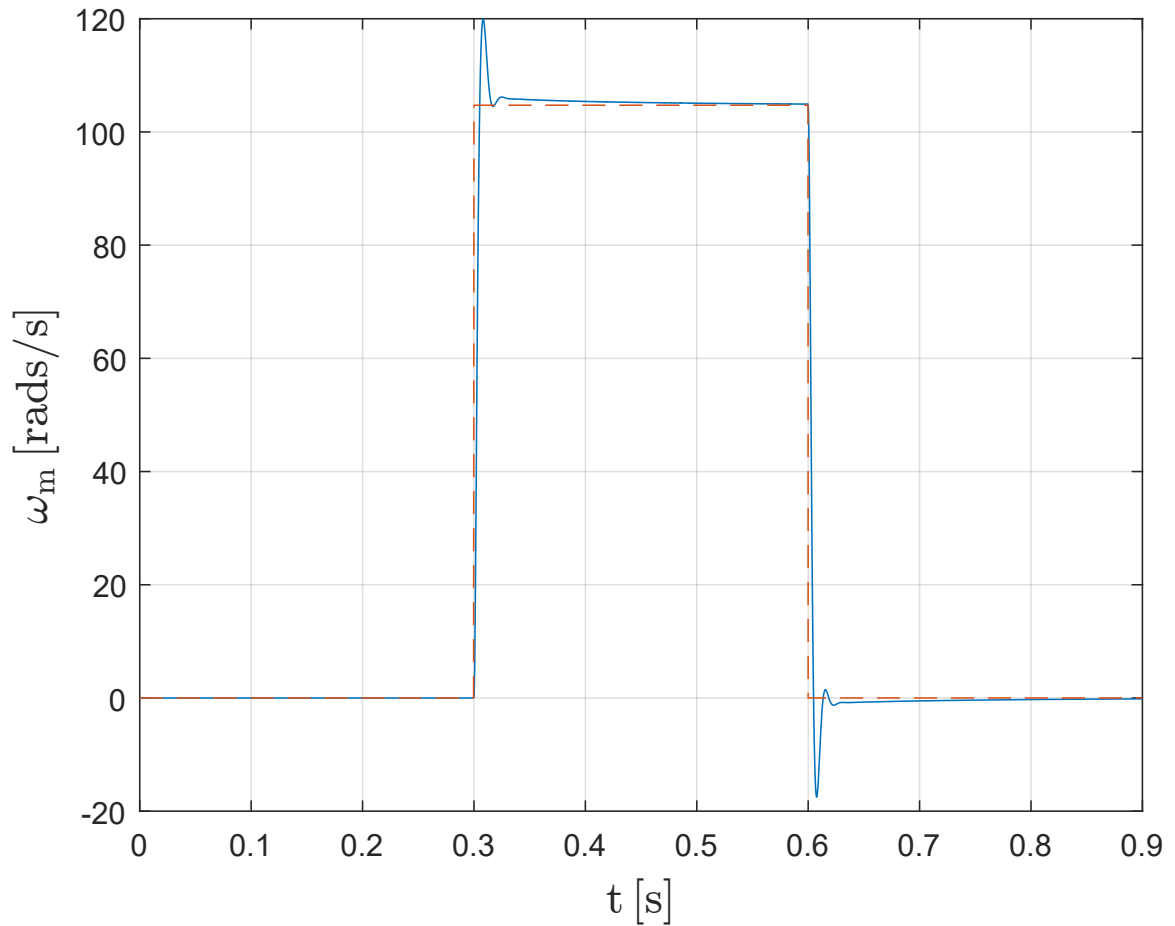


Figura 5.8: Gráfico de escalón durante experimento con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-EPLL.

Como se puede mostrar, el algoritmo se comporta de manera idéntica al algoritmo SOHO-SRF-PLL en condiciones equilibradas. Sin embargo, este algoritmo se conserva debido a su rendimiento superior cuando se enfrenta a señales desbalanceadas.

5.2.3. Cambio gradual de velocidad

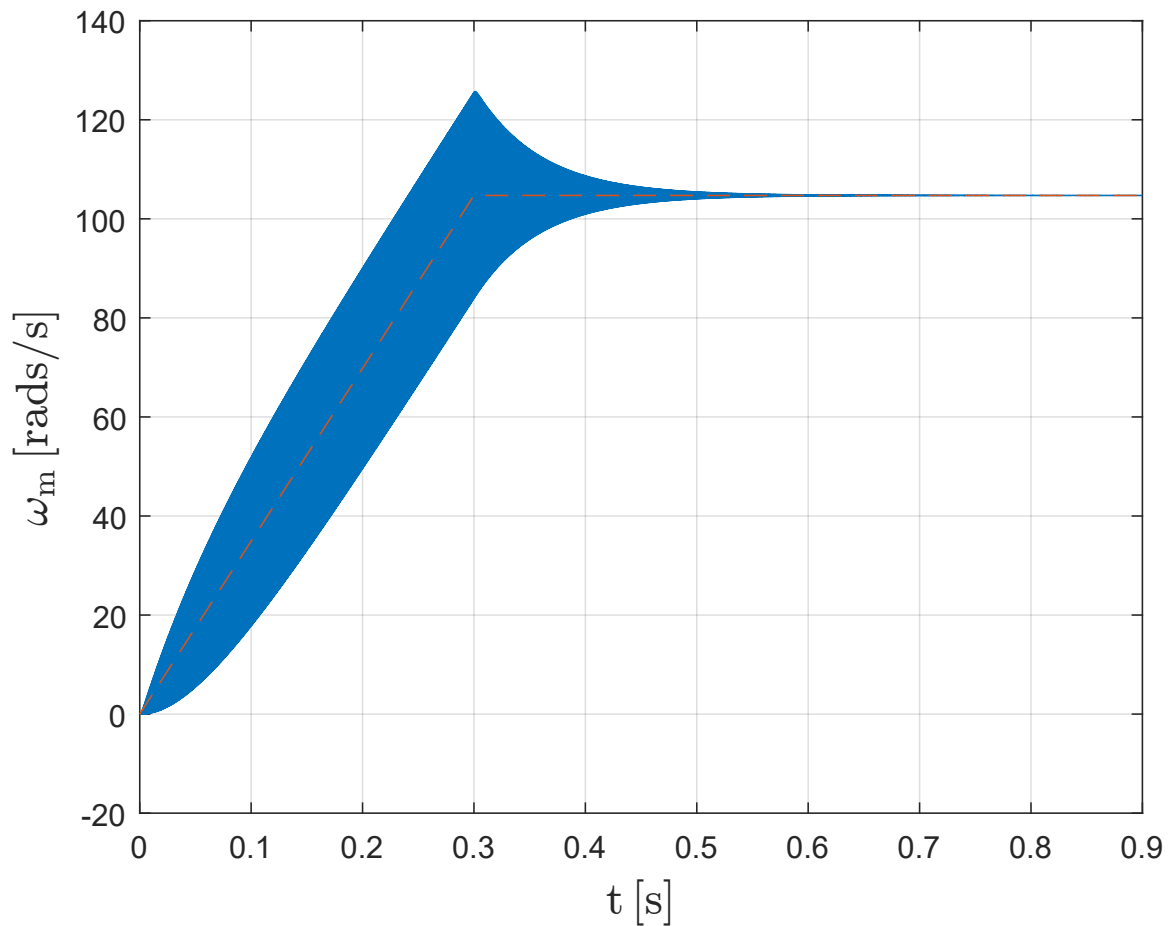


Figura 5.9: Gráfico de Rampa al inicio con velocidad estimada por algoritmo convencional.

Este gráfico, en azul, ilustra la respuesta a la estimación de velocidad propuesta por [14] para una señal de rampa al inicio del experimento.

Con una pendiente diferente a cero, es posible observar oscilaciones en la velocidad estimada, lo que crea problemas de estabilidad en aplicaciones que requieren alta precisión rápidamente.

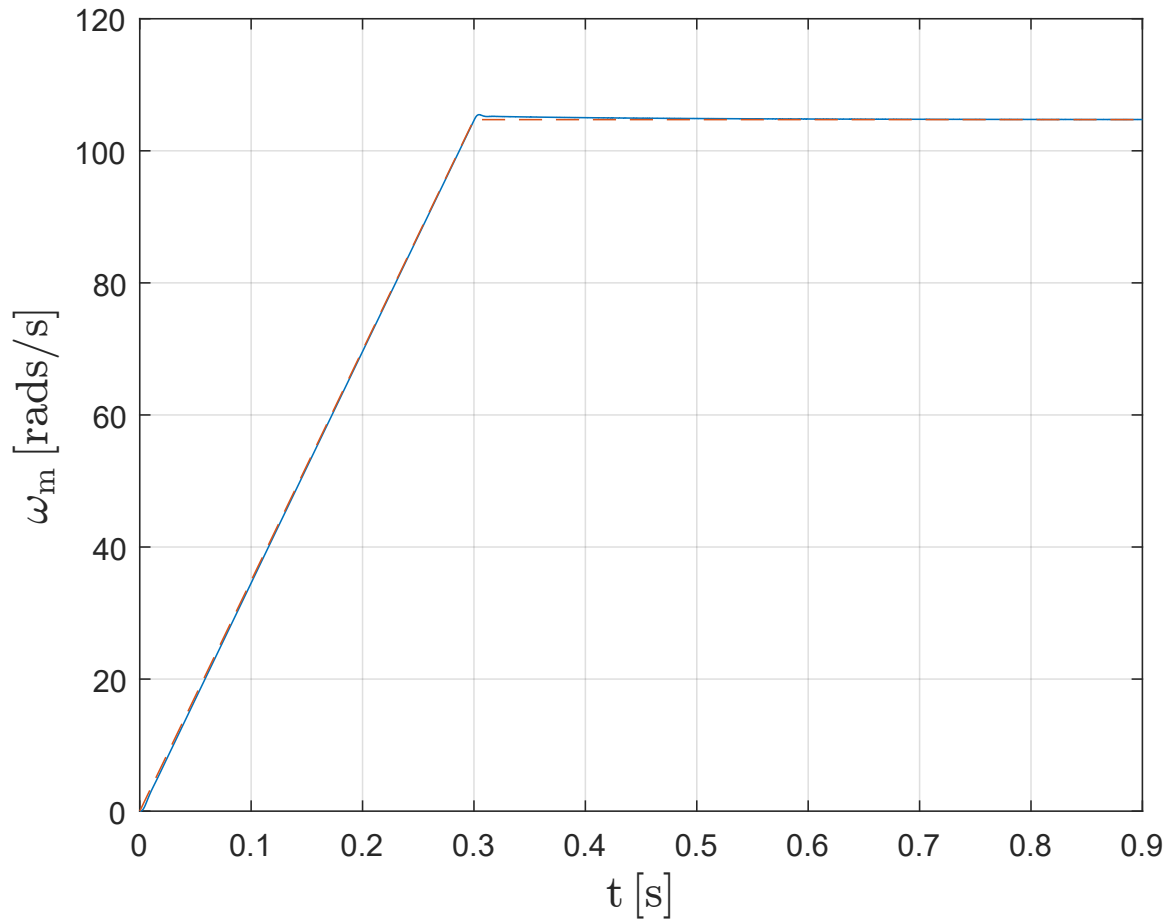


Figura 5.10: Gráfico de rampa al inicio con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-PLL .

Debido a la pendiente y al elemento proporcional de la ecuación utilizado para estimar la velocidad, el integrador permite un cálculo muy preciso y básicamente sin demora solo en el caso de una rampa constante. Esto simplifica el uso de este sistema cuando la parte proporcional es pequeña en comparación con la parte integral.

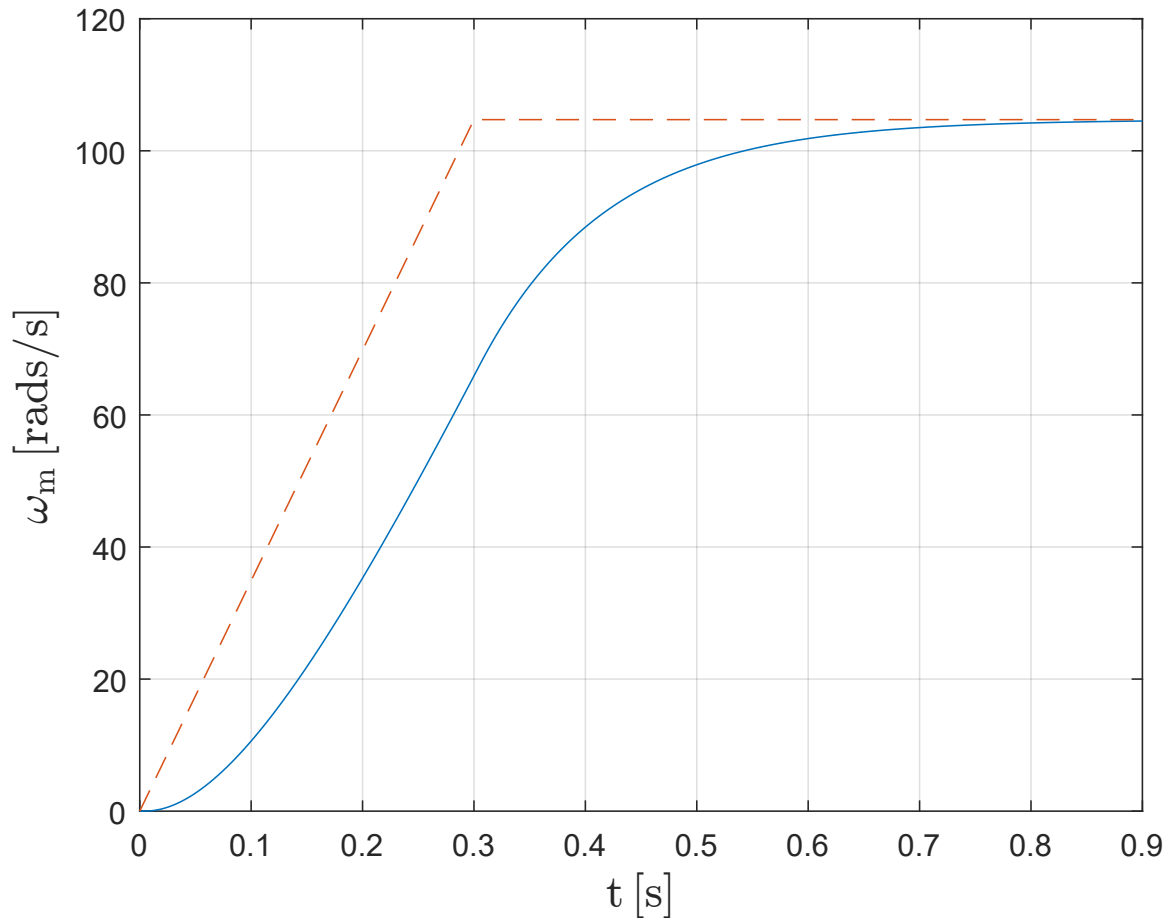


Figura 5.11: Gráfico de rampa al inicio con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-PLL que extrae la velocidad estimada solo de la parte integral del algoritmo PI.

En este gráfico que se presenta, se observa el primer problema con el algoritmo que desestima la parte proporcional de la estimación de la velocidad.

Hay un retraso notable entre la señal inicial y el nivel de rampa, que no se puede arreglar con el tiempo. Como consecuencia de este resultado, se propone utilizar PI para aproximar la frecuencia en el resolver. Sin embargo, teniendo en cuenta $\frac{k_i}{k_p} \geq 5$, también se sugiere un estudio de estabilidad del bloque antes mencionado para ayudar en la comprensión de esta asociación.

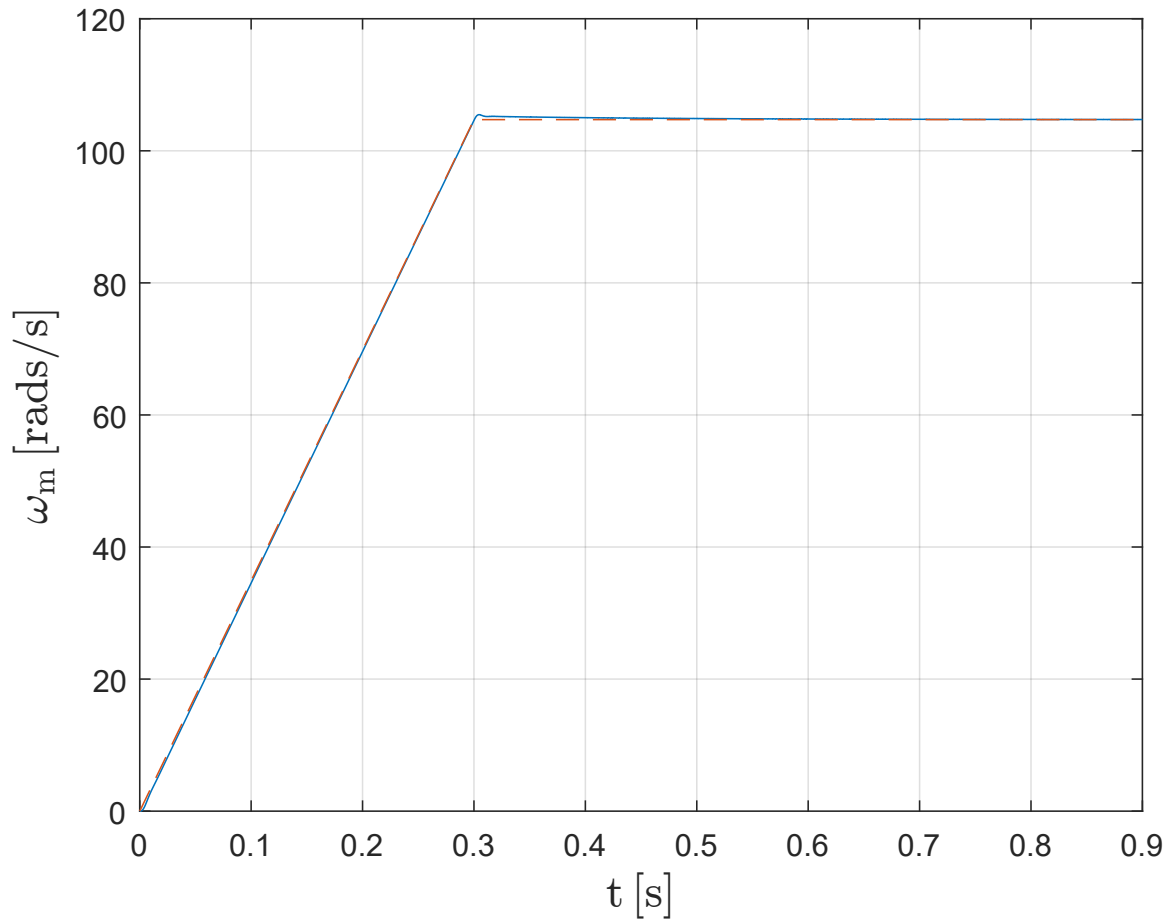


Figura 5.12: Gráfico de rampa al inicio con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-EPLL.

Como se puede mostrar, en circunstancias equilibradas, el algoritmo funciona de manera idéntica al algoritmo QSG HCM SRF-EPLL . Sin embargo, el algoritmo se conserva debido a su excepcional eficiencia cuando se implementa en señales no balanceadas.

5.2.4. Análisis de las no linealidades

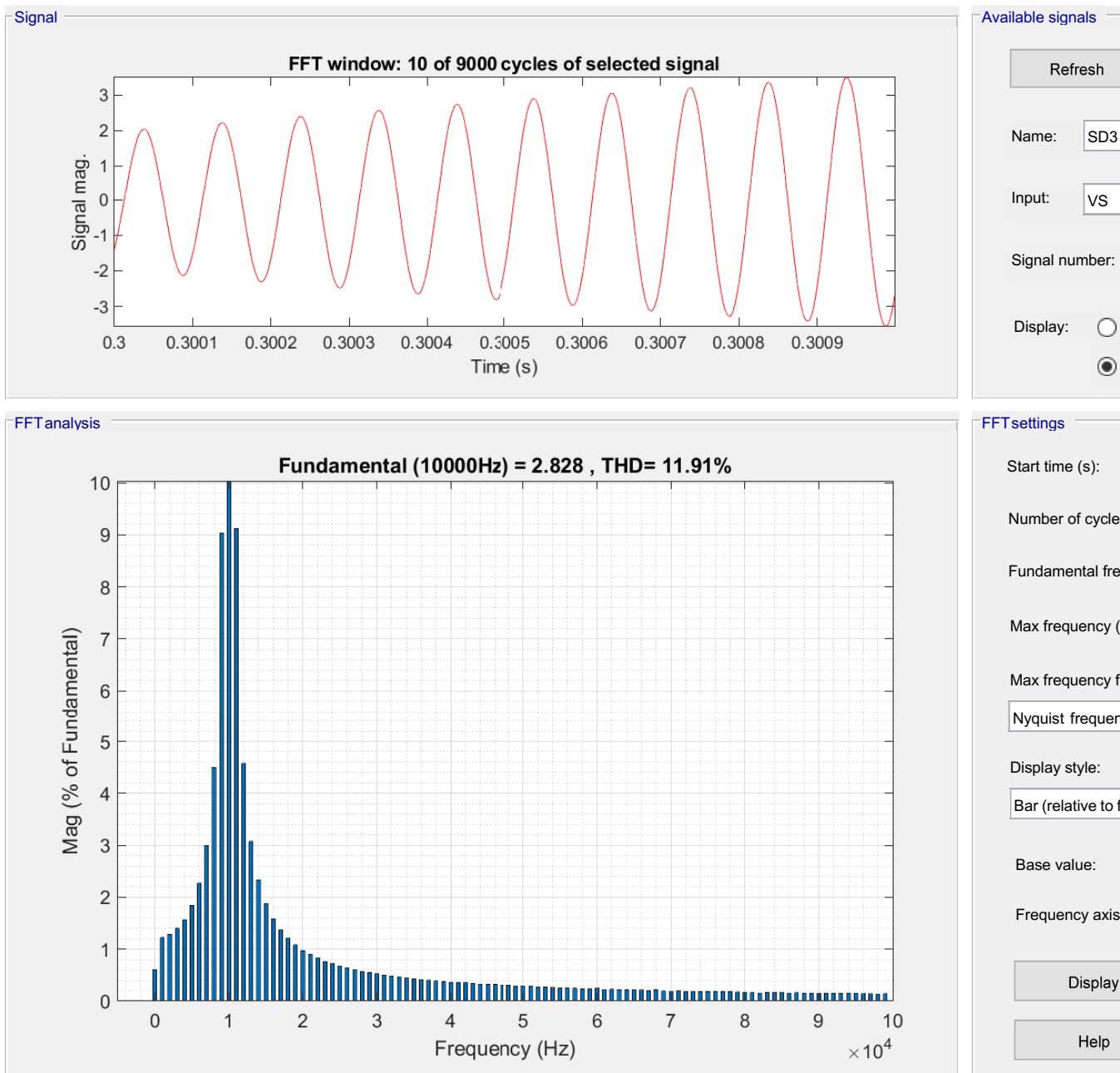
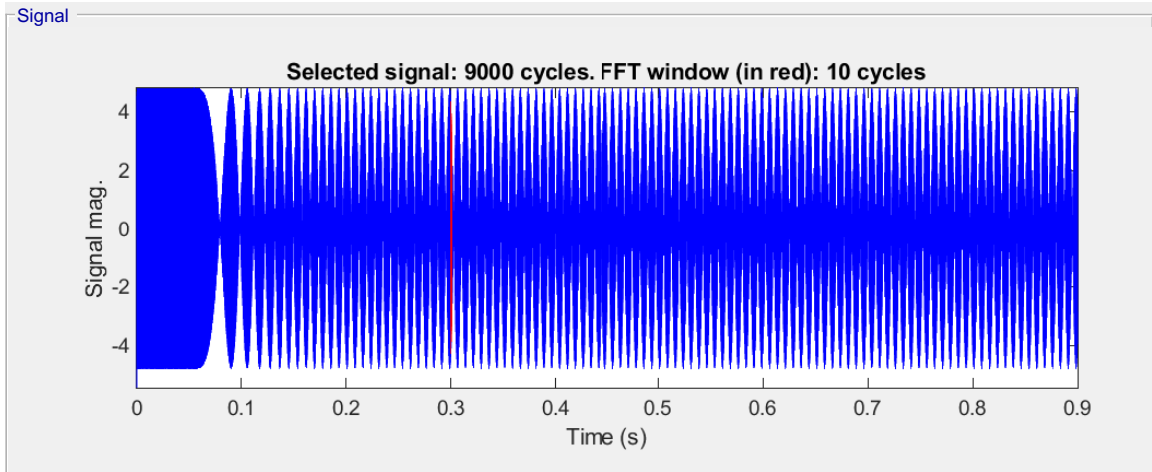


Figura 5.13: Análisis de armónicos presentes en la señal V_S .



Available signals

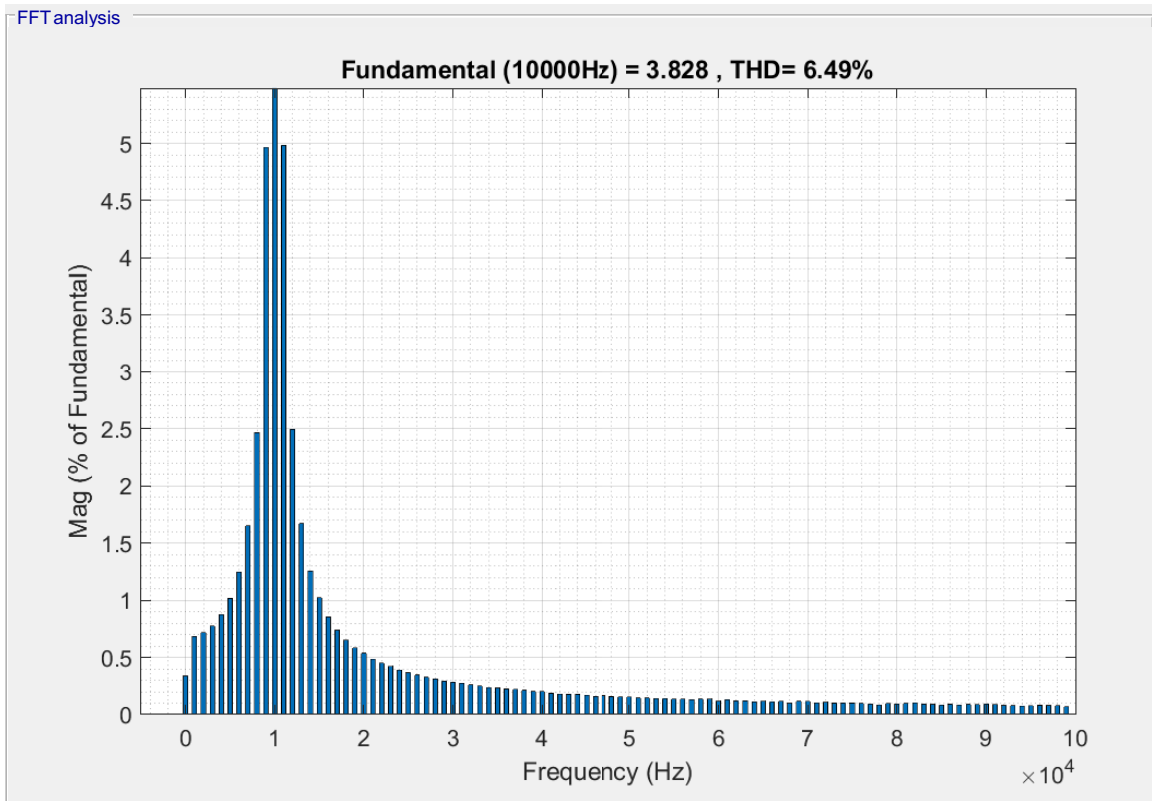
Refresh

Name: SD2

Input: VC

Signal number:

Display:



FFT settings

Start time (s):

Number of cycles:

Fundamental frequency:

Max frequency (Hz):

Max frequency (Hz):

Nyquist frequency:

Display style: Bar (relative to)

Base value:

Frequency axis:

Display

Help

Figura 5.14: Análisis de armónicos presentes en la señal V_C .

Por lo que se puede observar en el análisis de armónicos presentes en V_C y V_S , existen armónicos debidos a la Inducción mutua, descritos en el capítulo del desarrollo.

Debido a la existencia de estos armónicos de bajo orden, las técnicas sugeridas

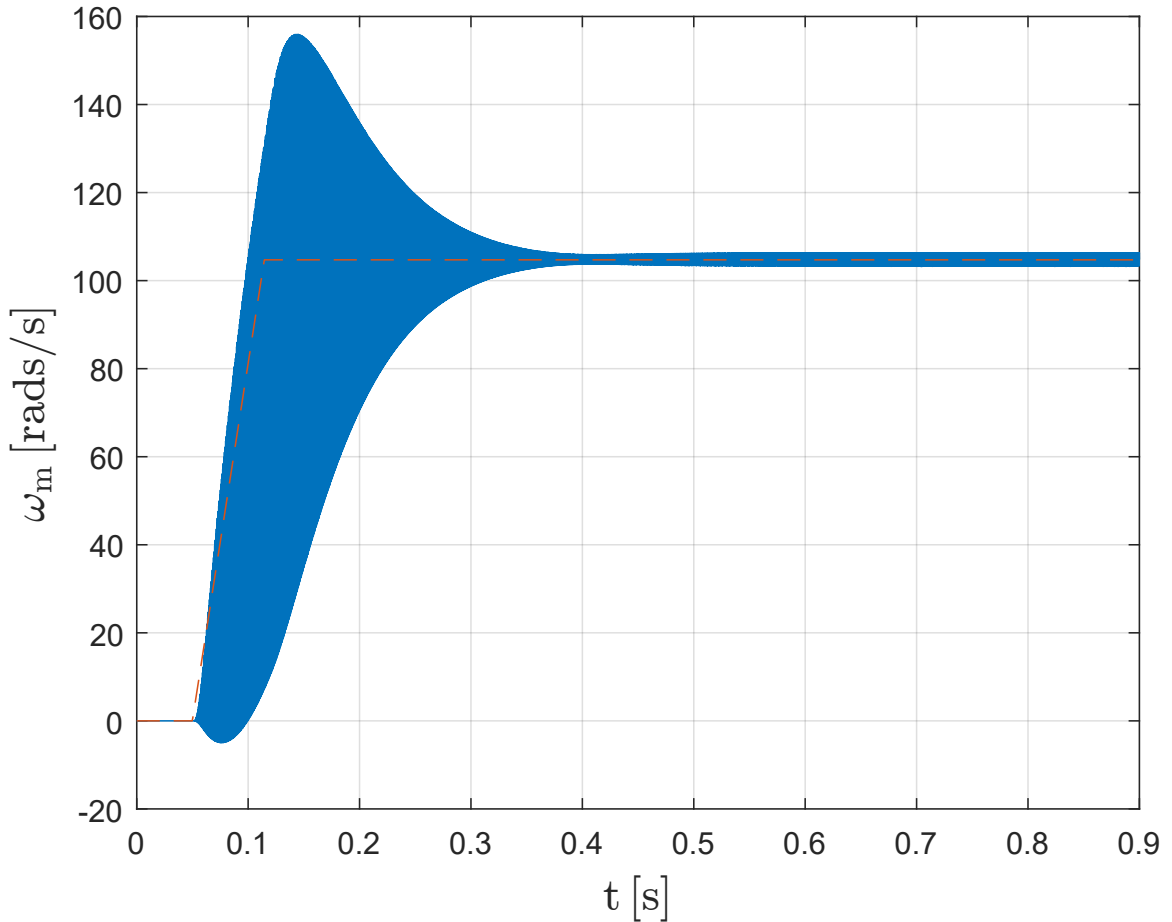


Figura 5.15: Gráfico de resolver real con velocidad estimada por algoritmo convencional.

En este punto, podemos ver claramente la oscilación producida por la inclusión del algoritmo [14] de armónicos de orden bajo, lo que nos lleva a descartar este enfoque para su uso en resolvers.

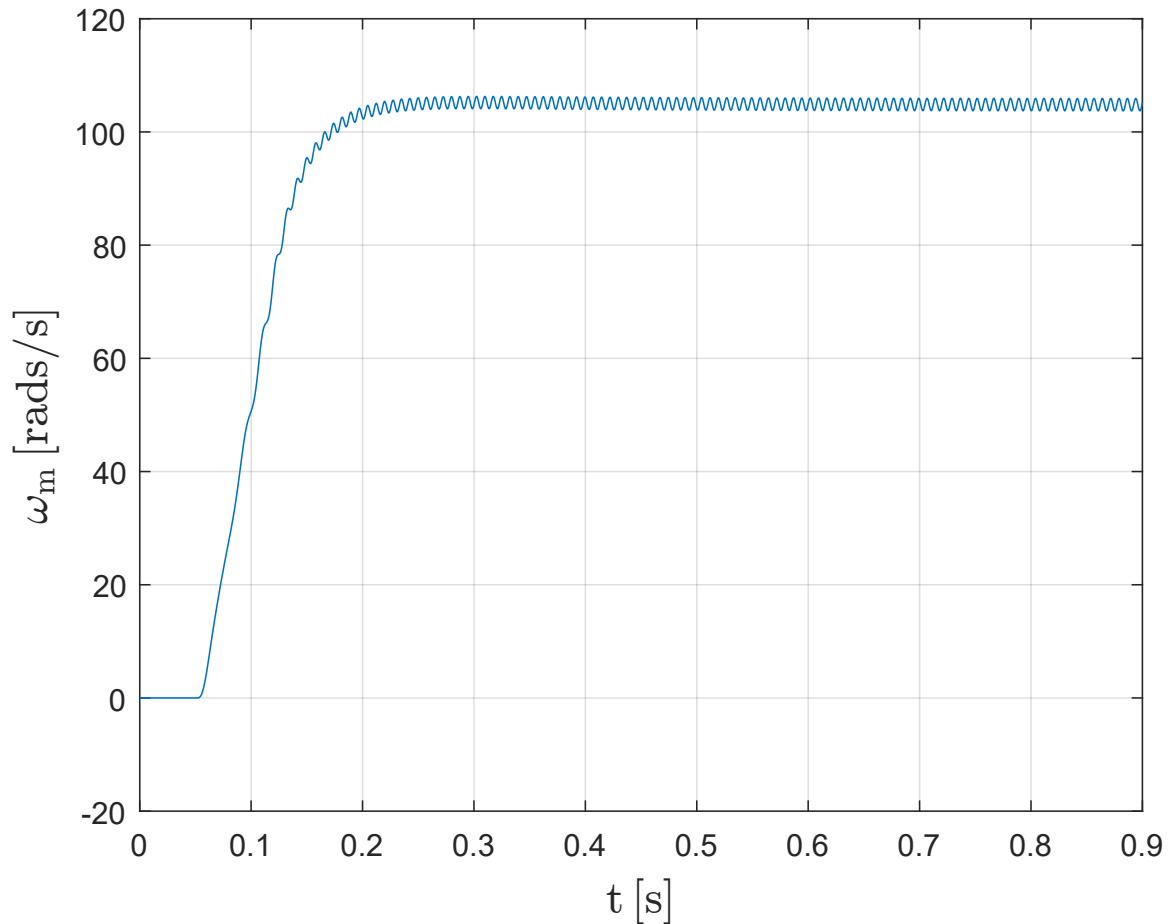


Figura 5.16: Gráfico de resolver real con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-PLL.

En este gráfico se puede observar el efecto de los armónicos en la parte proporcional del algoritmo SRF-PLL, que retarda la obtención de la velocidad.

Se puede observar un rizado debido al desfase de las señales en cuadratura.

La compensación del error debido a no linealidades se dejará para su posterior estudio, debido a que no es propósito de este trabajo eliminar no linealidades generadas por el resolver.

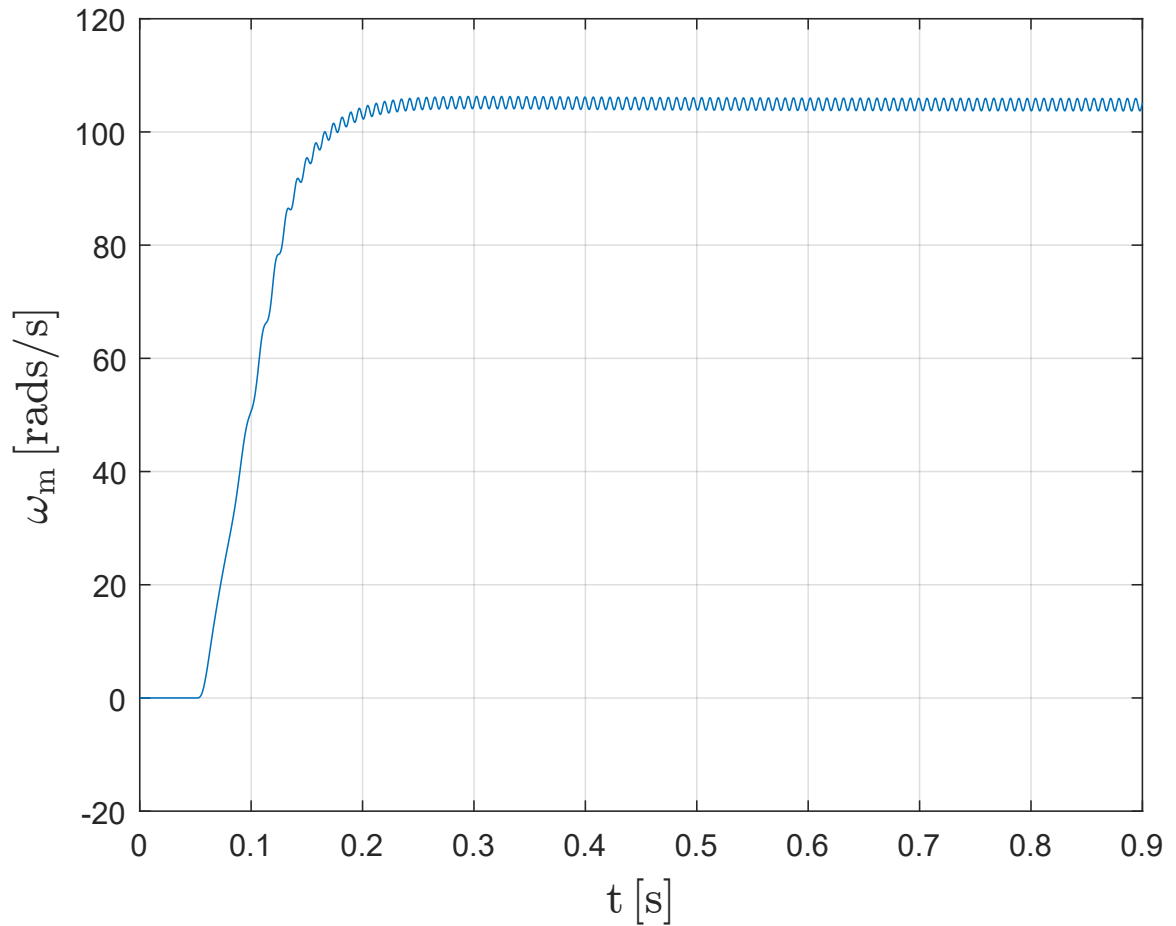


Figura 5.17: Gráfico de resolver real con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-PLL que extrae la velocidad estimada solo de la parte integral del algoritmo PI.

Por lo tanto, en presencia de armónicos el algoritmo propuesto que ignora la parte proporcional del SRF-PLL, sirve como filtro de los armónicos antes mencionados.

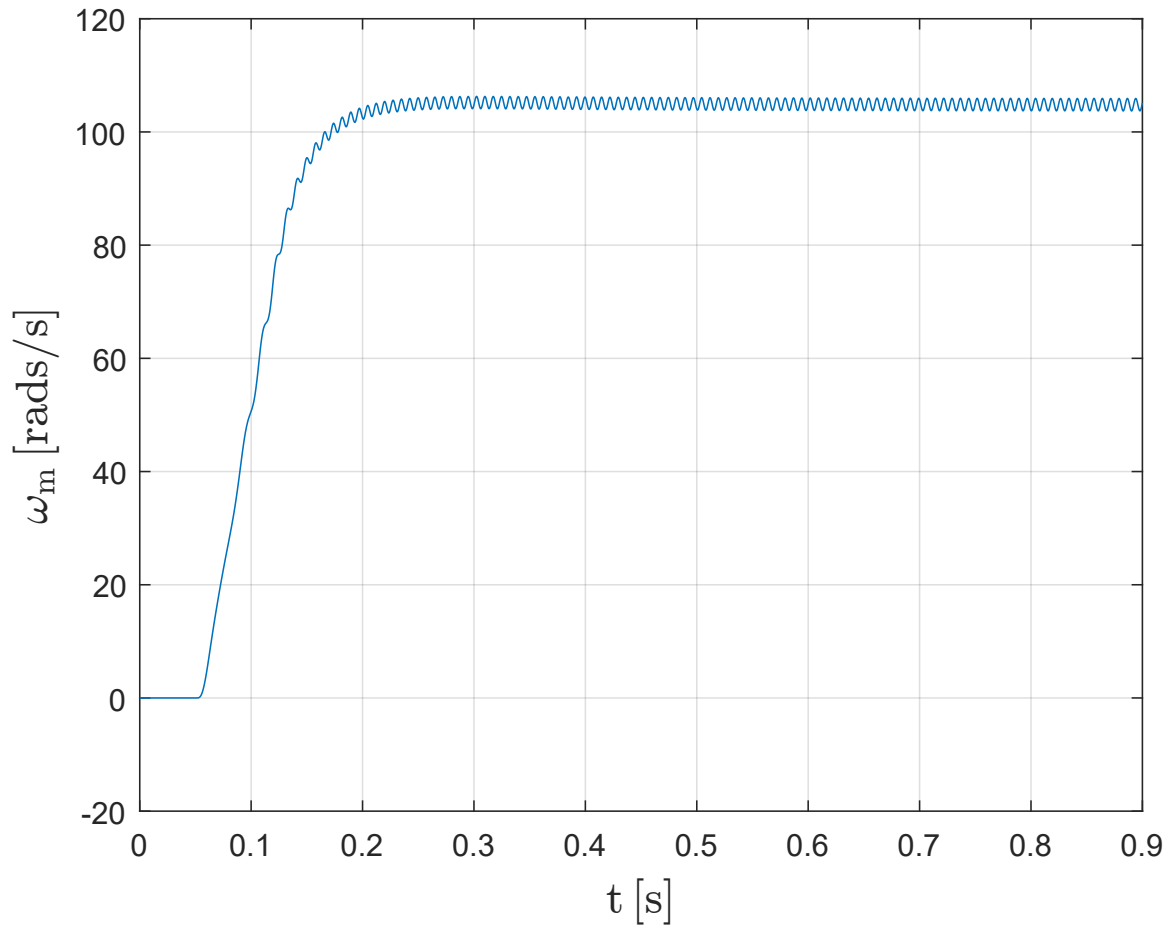


Figura 5.18: Gráfico de resolver real con velocidad estimada por algoritmo QSG HCM SRF-EPLL.

Por último, el algoritmo SRF-EPLL presenta un rezado que proviene del cambio de fase sufrido por las no linealidades presentes en V_S y V_C .

5.2.5. Comparación de Resultados

Para cerrar este capítulo, procederemos a definir como se medirá el rendimiento de cada uno de los algoritmos en la sección del resolver real, para entender en condiciones de operación normal, que algoritmos es el que tiene un mejor desempeño.

Esto lo haremos calculando por medio de la raíz del error cuadrático medio RMSE de las cuatro técnicas de demodulación que nos muestra que el enfoque sugerido es capaz de suprimir eficazmente el efecto del ruido, lo que da como resultado medidas angulares y de velocidad más precisas.

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [\omega(t) - \hat{\omega}(t)]^2 dt}, \quad (5.1)$$

5.2.6. Diseño de la evaluación numérica.

Se dividió en 4 partes el experimento, para entender la respuesta de los algoritmos a distintos tipos de señales de entrada. A cada una de las pruebas se les nombró de la siguiente manera:

- Escalón Inicial o Startup.
- Rampa
- Real

5.2.7. Escalón inicial o Startup

Se le ha nombrado a esta prueba así, debido a que desde $t=0$ s, se demanda una velocidad inicial de 104.72 rads/s, la gráfica característica de esta señal es la que

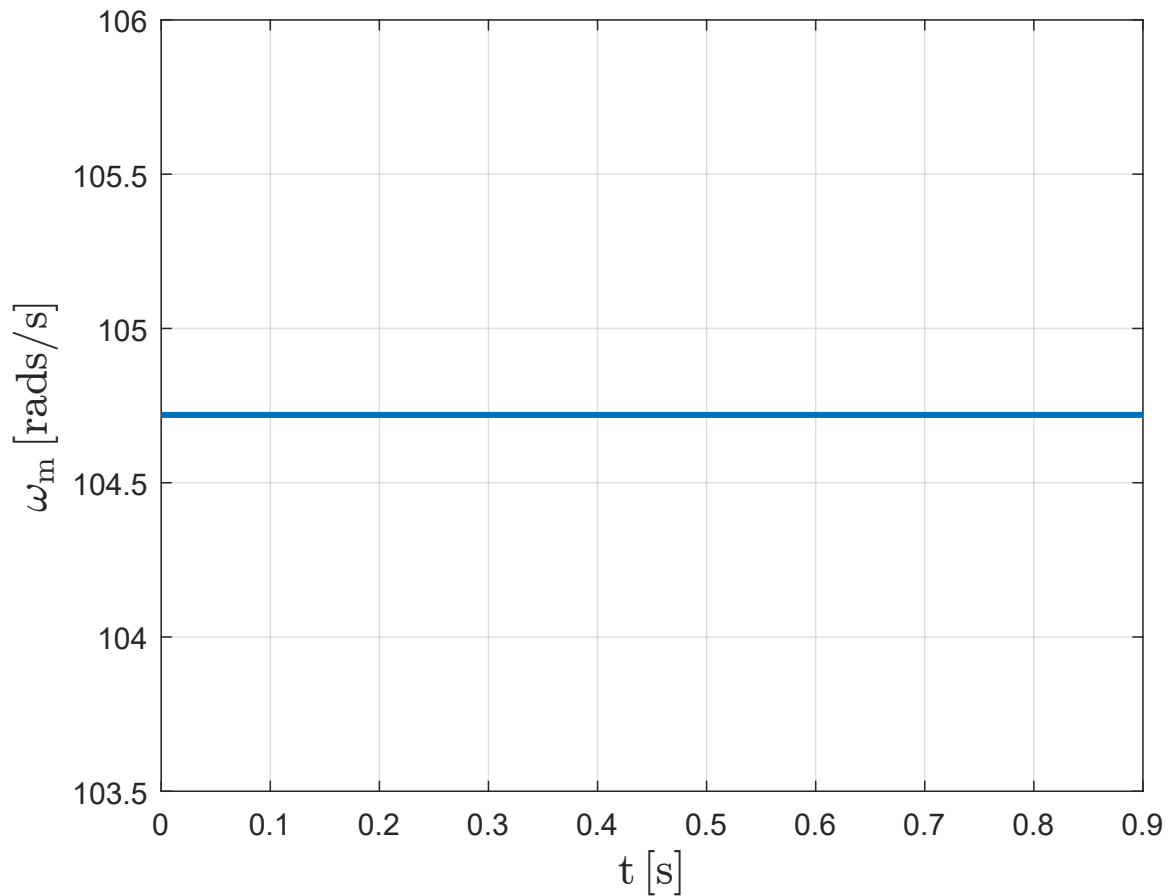


Tabla 5.1: Escalón Inicial RMSE

Algoritmo	RMSE
QSG_HCM_SRF_EPLL	4.98
QSG_HCM_SRFPLL	4.98
QSG_HCM_SRFPLL_Ki_Only	33
Tradicional	19.35

Como se puede observar, el error que se obtiene de los algoritmos propuestos es bastante bajo, comparado con el algoritmo de referencia. Obteniendo valores casi exactos bajo la óptica del RMSE.

5.2.8. Rampa

Se le ha nombrado a esta prueba así, debido a que desde $t = 0s$, se demanda una rampa de velocidad que llega hasta $104.72rads/s$ en $t = 0.3s$, la gráfica

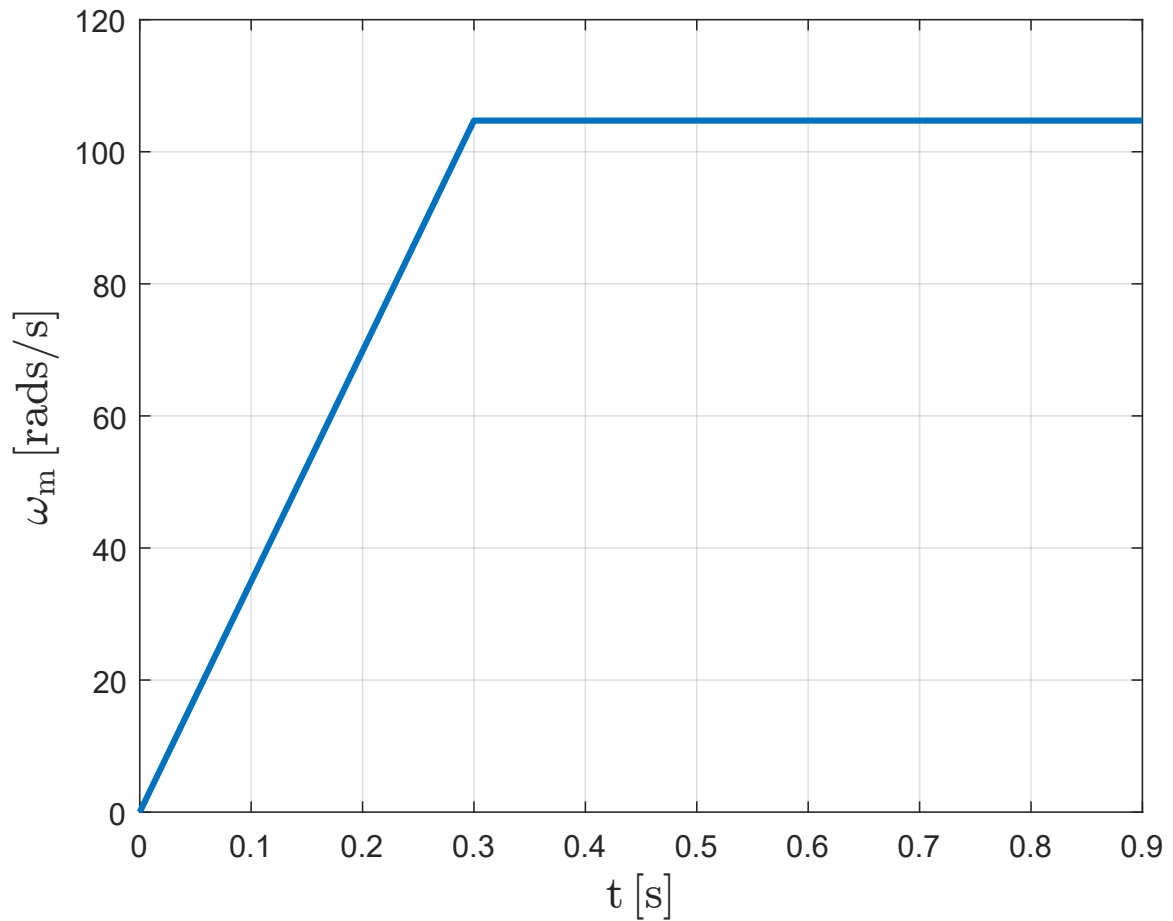


Tabla 5.2: Rampa Inicial

Algoritmo	RMSE
QSG_HCM_SRF_EPLL	0.26
QSG_HCM_SRFPLL	0.26
QSG_HCM_SRFPLL_Ki_Only	19.42
Tradicional	10.85

También, es posible observar cómo en esta prueba, los algoritmos muestran tener mejores aproximaciones que los algoritmos de referencia. Obteniendo

valores casi exactos bajo la óptica del RMSE.

5.2.9. Motor Real

El caso real, se simuló la pendiente generada por un motor de 4 polos, para posteriormente transformarlo en sus correspondientes señales en cuadratura

(Q, V, V).

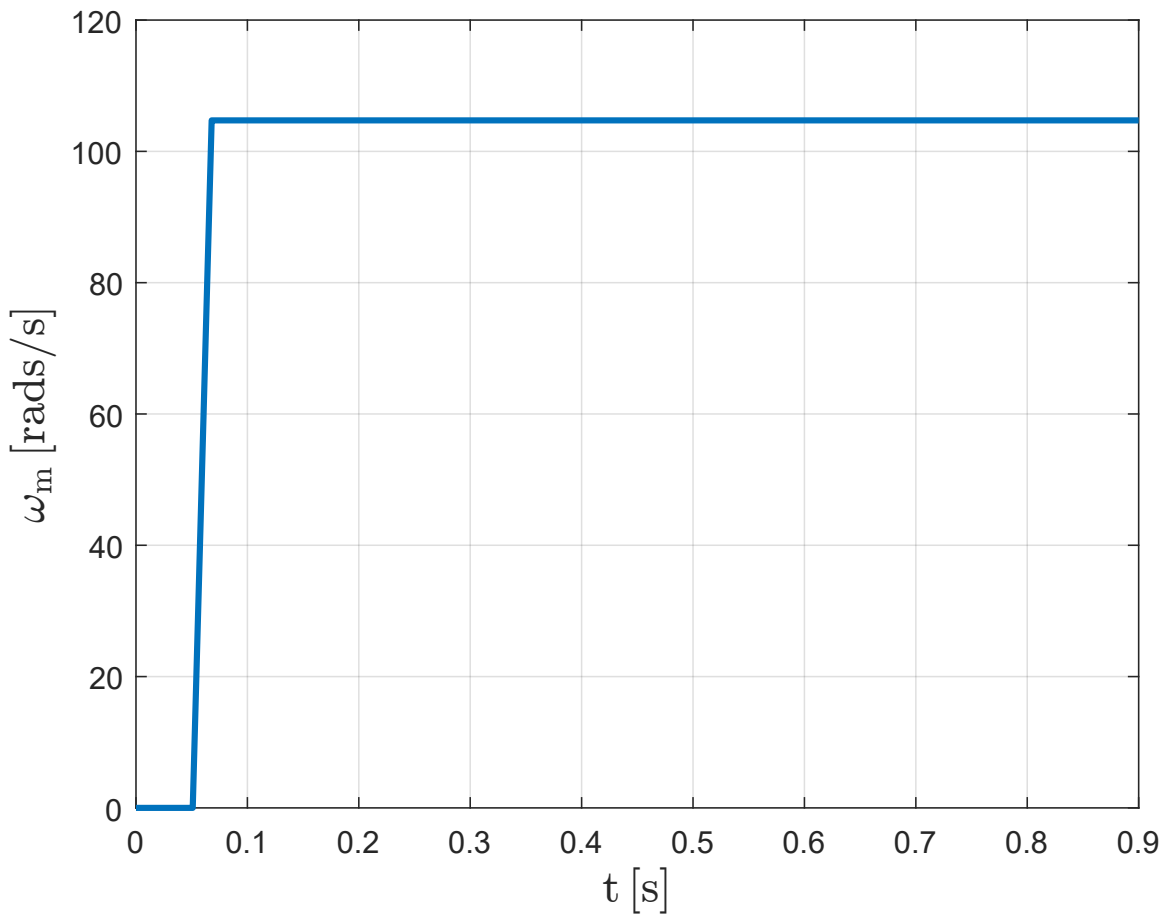


Tabla 5.3: Motor Real

Algoritmo	RMSE
QSG_HCM_SRF_EPLL	7.8
QSG_HCM_SRFPLL	7.29
QSG_HCM_SRFPLL_Ki_Only	29.38
Tradicional	16.48

5.2.10. Análisis de resultados

Se describieron tres modificaciones a un algoritmo existente y se simularon las tres variantes. Se utilizó un método para comparar los algoritmos y los resultados indicaron que se desempeñaron mejor que el algoritmo de comparación.

Además, se describieron las características principales y el funcionamiento de los algoritmos.

De acuerdo con las lecturas obtenidas al comparar los algoritmos utilizando el RMSE, se observó una mejora en comparación con el algoritmo base.

La herramienta RMSE se utilizó para comparar la velocidad y precisión de los datos obtenidos por los algoritmos probados, incluso cuando se tuvo en cuenta la dinámica de los resolvers.

Por último, como se puede observar el desempeño de los algoritmos en la rampa generada por la demanda de velocidad de un motor, se puede observar una mejora en la velocidad de estimación, así como en la respuesta de los algoritmos a esta.

Capítulo 6

Conclusiones

6.1. Conclusión

La evidencia que hemos presentado muestra que el algoritmo que se propuso cumple 3 características: primero, eliminación de armónicos de alto orden en las señales en cuadratura, luego la reconstrucción de los voltajes en cuadratura, para posteriormente generar la señal de velocidad y ángulo que estamos tratando de estimar.

Luego debido estos algoritmos fueron simulados y pudimos contrastar su eficacia, para posteriormente aprender que estos demuestran ser opciones confiables para el problema de obtener la velocidad angular y el ángulo mecánico. Debido a las diferentes situaciones a las que un resolver es sometido, se propusieron 3 variantes, lo cual nos hace ver la versatilidad del acercamiento que se tuvo a la implementación de estos algoritmos.

Después se compararon los algoritmos generados para evaluar su desempeño, y se utilizó un algoritmo de prueba para entender el alcance de los algoritmos

propuestos. En el futuro, hay que considerar las perturbaciones comunes debidas a la construcción y propias de los resolvers,

Por lo que se alienta al lector, continuar con este trabajo en este sentido, adaptando y mejorando el algoritmo propuesto,

Para generar versiones que puedan trabajar con las perturbaciones antes mencionadas.

Otro tema al que se alienta al lector es el de implementar este algoritmo y hacer pruebas con dispositivos reales, generando las perturbaciones revisadas en el capítulo resolver real.

6.2. Trabajo futuro

Como parte del trabajo futuro que se puede realizar para continuar la dirección de este proyecto, se sugiere verificar los resultados experimentales en un controlador.

Asimismo, esto conlleva el uso de sensores de voltaje y la creación de un software para el procesador de señal digital.

Además, se sugiere tomar el mismo acercamiento a la solución del problema descrito aquí para tomar en cuenta el algoritmo cuando es expuesto a las perturbaciones mencionadas en el caso real.

Acrónimos

ADC convertidor de analógico a digital, "Analogic to digital converter".. 79

AQSG Estimador de frecuencia fundamental, por sus siglas en inglés,
"Adaptative quadrature signals generator".. 79

FFE Estimador de frecuencia fundamental, por sus siglas en inglés,
"Fundamental Fecueny Estimator".. 25, 79

FLL Por sus siglas en inglés "Frecuency-Locked-Loop", o bucle enclavado de
frecuencia.. 79

FOHO Oscilador armónico de cuarto orden.. 20, 79

HCM Mecanismo compensador de armónicos, por sus siglas en inglés,
"Harmonic Compensator Mechanism".. 2, 23, 36–38, 40, 41, 44–46, 51, 55,
56, 58, 60–62, 64–66, 70–72, 79

HO Osciladores armónicos, por sus siglas en inglés, "Harmonic Oscillators".. 24,
79

LPF Filtro de paso bajas.. 2, 3, 44, 69, 79

LTI Sistema Lineal Invariante del tiempo, por sus siglas en inglés, "Linear
Time-Invariant".. 23, 79

- PLC** Controlador lógico programable, por sus siglas en inglés, “Programmable logic controller” .. 8, 79
- PLL** Bucle de enclavamiento de fase , por sus siglas en inglés, “Phase Locked loop” .. 2, 26, 38, 41, 44, 49, 50, 79
- PNSG** Generador de secuencias positivas y negativas, por sus siglas en inglés, “Positive and negative sequences generator” .. 79
- QSG** Generador de secuencias positivas y negativas, Secuencia positiva, por sus siglas en inglés, “Positive module, positive negative sequence generator” .. 2, 24, 25, 42, 44–46, 51, 55, 56, 58, 60–62, 64–66, 70–72, 79
- R/D** Conversión-de-resolver-a-digital, por sus siglas en inglés, “Resolver-to-digital-conversion” .. 2, 49, 53, 79
- RMSE** Error cuadrático medio , por sus siglas en inglés, “Root mean square error” .. 73, 74, 77, 79
- SOHO** Oscilador armónico de segundo orden.. 18, 19, 44, 62, 79
- SOHO-QSG** generador de señales en cuadratura basado en SOHO.. 79
- SRF-EPLL** Bucle de enclavamiento de fase mejorado de marco de referencia síncrono , por sus siglas en inglés, “Synchronous reference frame enhanced phase locked loop” .. 2, 29, 30, 44–46, 58, 62, 66, 72, 79
- SRF-PLL** Bucle de enclavamiento de fase de marco de referencia síncrono, por sus siglas en inglés, “Synchronous reference frame phase locked loop” .. 2, 26, 27, 29, 30, 44, 45, 51, 55, 56, 60–62, 64, 65, 70, 71, 79

Bibliografía

- [1] Tutorial: What is a resolver?
<https://www.amci.com/industrial-automation-resources/plc-automation-tutorials/what-resolver/>. (Accessed on 05/21/2021).
- [2] Joan Bergas-Jané, Coia Ferrater-Simón, Gabriel Gross, Rodrigo Ramírez-Pisco, Samuel Galceran-Arellano, and Joan Rull-Duran. High-accuracy all-digital resolver-to-digital conversion. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(1):326–333, 2012.
- [3] G. Escobar, S. Pettersson, and C. N.M. Ho. Phase-locked loop for grid synchronization under unbalanced operation and harmonic distortion. *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, pages 675–680, 2011.
- [4] Gerardo Escobar, Misael F. Martinez-Montejano, Andres A. Valdez, Panfilo R. Martinez, and Michael Hernandez-Gomez. Fixed-reference-frame phase-locked loop for grid synchronization under unbalanced operation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58:1943–1951, 2011.
- [5] Gerardo Escobar, Jonathan Carlos Mayo-Maldonado, Dunstano Del Puerto-Flores, Jesus E. Valdez-Resendiz, and Osvaldo M. Micheloud. A single-phase globally stable frequency-locked loop based on the

- second-order harmonic oscillator model. *Electronics (Switzerland)*, 10:1–20, 2021.
- [6] Gerardo Escobar, Senior Member, and Luis Ibarra. Nonlinear stability analysis of the conventional SRF-PLL and enhanced. pages 1–9, 2017.
- [7] Saeed Golestan, Josep M. Guerrero, and Juan C. Vasquez. Three-Phase PLLs: A Review of Recent Advances. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(3):1894–1907, 2017.
- [8] Gabriel Gross, Miquel Teixidó, Antoni Sudrià, and Joan Bergas. All-digital resolver-to-digital conversion. *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005:1–8, 2005.
- [9] V. Kaura and V. Blasko. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(1):58–63, 1997.
- [10] Ki Chan Kim, Su Jin Hwang, Ki Young Sung, and Yeong Sik Kim. A study on the fault diagnosis analysis of variable reluctance resolver for electric vehicle. *Proceedings of IEEE Sensors*, pages 290–295, 2010.
- [11] Sang-Hoon Kim. *Alternating current motors*, volume 3. 2017.
- [12] MATLAB. Rotary transformer that measures angle of rotation - matlab. https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/ref/resolver.html?s_tid=srchtitle. (Accessed on 05/21/2021).
- [13] AUNG NAY LIN HTUN. Analysis and Synthesis of Precision Resolver System. 2015.

- [14] Santanu Sarma, V. K. Agrawal, and Subramanya Udupa. Software-based resolver-to-digital conversion using a dsp. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55:371–379, 1 2008.
- [15] Ayesha Sayed, Dionysios Aliprantis, Long Wu, Guozhen Zhou, and Sumit Dutta. Mitigation of DC-Link Voltage Oscillations Caused by Resolver Error in an Electric Vehicle Drivetrain. *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2018*, (January):3909–3916, 2018.