



GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES

TRABAJO FIN DE GRADO

Estimación de los parámetros de un generador síncrono mediante las técnicas Standstill
Frequency Response Test (SSFR) y Pseudo-Random Binary Sequence (PRBS)

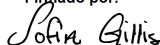
Autor: Sofía Gillis Garde

Director: Luis Díez Maroto

Madrid

Julio de 2026

Declaro, bajo mi responsabilidad, que el Proyecto presentado con el título
Estimación de los parámetros de un generador síncrono mediante las técnicas Standstill
Frequency Response Test (SSFR) y Pseudo-Random Binary Sequence (PRBS)
en la ETS de Ingeniería - ICAI de la Universidad Pontificia Comillas en el
curso académico 2025/2026 es de mi autoría, original e inédito y
no ha sido presentado con anterioridad a otros efectos.
El Proyecto no es plagio de otro, ni total ni parcialmente y la información que ha sido
tomada de otros documentos está debidamente referenciada.

Firmado por:

E1C2F06C140C4FD...

Fdo.: Sofia Gillis Garde

Fecha: 02/ 07/ 2026

Autorizada la entrega del proyecto

EL DIRECTOR DEL PROYECTO

Firmado por:
Luis Díez Maroto
EE162BF54C48475...

Fdo.: Luis Díez Maroto

Fecha: 7/14/2026 | 20:30:23 CEST

ANEXO I

Declaración de originalidad

Declaro bajo mi responsabilidad que el Proyecto presentado con el título Estimación de los parámetros de un generador síncrono mediante las técnicas Standstill Frequency Response Test (SSFR) y Pseudo-Random Binary Sequence (PRBS) en la ETS de Ingeniería – ICAI de la Universidad Pontificia Comillas en el curso académico 2025/2026 es de mi autoría y no ha sido presentado con anterioridad a otros efectos. El Proyecto no es plagio de otro, ni total ni parcialmente y la información que ha sido tomada de otros documentos está debidamente referenciada.

Uso de Inteligencia Artificial¹

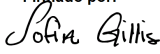
Declaro bajo mi responsabilidad que (indicar la opción correcta):

☐ No he utilizado Inteligencia Artificial en la elaboración del presente documento.

☒ He utilizado Inteligencia Artificial en la elaboración del presente documento y/o del Anexo B siempre en las condiciones permitidas por la Universidad Pontificia Comillas, es decir, aplicando el Nivel 2 de la [Escala de Evaluación de Perkins et al. \(2024\)](#): *“La IA puede utilizarse para actividades previas a la tarea, como la lluvia de ideas, la descripción y la investigación inicial. Este nivel se centra en el uso de la IA para la planificación, las síntesis y la generación de ideas, pero las evaluaciones deben hacer hincapié en la capacidad de desarrollar y refinar estas ideas de forma independiente”*. En concreto, la Inteligencia Artificial ha sido empleada para:

La aclaración de conceptos teóricos relacionados con el ensayo SSFR y la identificación de parámetros; el apoyo en la organización y revisión de los comentarios del director sobre la memoria; la reformulación y mejora en la redacción de determinados apartados del documento; la síntesis y comprobación de referencias bibliográficas; el apoyo y el comentado del código en MATLAB y la resolución de problemas y errores de código y ejecución en Simulink. También se ha utilizado para traducir el resumen en inglés. En todo caso, el desarrollo, la verificación y la decisión final sobre el contenido han sido realizados de forma independiente.

¹ Esta declaración se refiere al uso de la Inteligencia Artificial generativa para realizar los documentos del Proyecto (Anexo B y Memoria). No aplica a Proyectos donde, por su naturaleza, deban emplear inteligencia artificial como parte de los mismos (aplicación de técnicas de aprendizaje automático, redes neuronales, análisis de datos...)

Firmado por:  E1C2F06C140C4FD...
Firmado (alumno): Sofia Gillis
Fecha: 09/07/2026

Autorización para la entrega del Proyecto

El Director del Proyecto
Firmado por: Luis Diez Maroto EE162BF54C48475...
Fdo: Luis Diez Maroto
Fecha: 09/07/2026 20:30:23 CEST

Agradecimientos

En primer lugar, quiero dar las gracias a Iberdrola, donde realicé mis prácticas y que supuso un punto de inflexión en mi formación. Fue allí donde descubrí que la rama eléctrica era realmente lo que quería, y esa certeza ha guiado todo el trabajo que viene a continuación.

En segundo lugar, quiero agradecer a mi tutor, Luis Díez Maroto, todo lo que ha aportado a este proyecto y a mi formación. Le conocí como profesor de Sistemas de Energía Eléctrica en tercero de carrera, una asignatura que me enganchó desde el principio, en gran parte por la pasión que él transmitía. Eso hizo que cuando llegase el momento de elegir tutor de TFG tuviese claro que quería trabajar con él, y que el proyecto girase en todo a lo que había aprendido en clase.

A lo largo de este trabajo siempre ha estado disponible cuando lo ha necesitado. Ha sido paciente en momentos complicados y ha sabido exigirme cuando hacía falta, pero siempre con la intención de ayudar.

Su trabajo sobre el ensayo SSFR ha sido además una referencia técnica imprescindible para entender y desarrollar este trabajo. Sin su guía, este proyecto no habría sido posible.

Por último, quiero agradecer a ICAI y a todos los que forman parte de esta escuela. Durante estos años he tenido acceso a una formación excelente, a profesores que siempre han estado dispuestos a ayudar y a un entorno que nos ha empujado a dar lo mejor de nosotros mismos. Llevo mucho de todo lo mencionado en este trabajo.

Estimación de los parámetros de un generador síncrono mediante las técnicas Standstill Frequency Response Test (SSFR) y Pseudo-Random Binary Sequence (PRBS)

Autor: Gillis, Sofía

Director: Díez Maroto, Luis

Entidad Colaboradora: ICAI – Universidad Pontificia Comillas

RESUMEN DEL PROYECTO

Palabras clave: Generador síncrono, SSFR, impedancia operacional, PRBS, MATLAB/Simulink, respuesta en frecuencia, inductancia operacional, parámetros de un generador síncrono, simulación.

1. Introducción

Los generadores síncronos son la pieza central de la generación eléctrica convencional. Su comportamiento dinámico condiciona la estabilidad de los sistemas eléctricos de potencia, especialmente ante perturbaciones como cortocircuitos o variaciones bruscas de carga. Para reproducir fielmente ese comportamiento en simulaciones de sistemas eléctricos como en los estudios de estabilidad transitoria, es necesario disponer de modelos matemáticos precisos, lo que exige conocer con exactitud los parámetros del circuito equivalente de la máquina.

Los métodos clásicos de obtención de parámetros, recogidos en [1], se basan en el ensayo de cortocircuito trifásico. Este método solo proporciona datos del eje directo, limita a tres reactancias y dos constantes de tiempo, y no identifica correctamente el circuito de campo. El ensayo de respuesta en frecuencia con el rotor parado (SSFR, Standstill Frequency Response), normalizado en [2], supera esas limitaciones. Permite obtener datos completos en ambos ejes (directo y de cuadratura), e identificar el circuito de campo, con bajo riesgo para la máquina al realizarse con corrientes muy pequeñas y sin necesidad de ponerla en marcha.

Sin embargo, realizar el ensayo SSFR en una máquina real requiere instrumentación específica como amplificadores de potencia y analizadores de respuesta en frecuencia, así como acceso físico al generador. Este proyecto nace para reproducir un ensayo mediante MATLAB/Simulink, de modo que sea posible estudiar esta metodología a

nivel de simulación sin necesidad de ensayos físicos. La simulación de ensayos es un procedimiento común en ingeniería utilizado para depurar algoritmos, prevenir accidentes y anticipar resultados.

2. Definición del Proyecto

El objetivo principal del proyecto es desarrollar un modelo de simulación en MATLAB/Simulink que produzca el ensayo SSFR definido en la norma IEEE Std 115A-1987 [2], y aplicarlo a la obtención de parámetros del circuito equivalente de un generador síncrono de 835 MVA y 26 kV, recogido en la página 813 de la referencia fundamental de Kundur [3], obra de referencia en el ámbito de los sistemas de energía eléctrica. Conviene señalar que, al tratarse de una publicación de 1993, no contempla la generación conectada mediante convertidores electrónicos de potencia característica de las energías renovables actuales.

Los objetivos principales son:

- 2.1. Simulación de los ensayos SSFR en un generador síncrono y obtención de los parámetros del circuito equivalente mediante el método de mínimos cuadrados lineales.
- 2.2. Simulación de ensayos de respuesta en frecuencia mediante el empleo de señales de PRBS y evaluación de su viabilidad para identificar los parámetros equivalentes del generador síncrono.

3. Descripción del modelo/sistema/herramienta

El trabajo se apoya en 3 elementos: un modelo de simulación construido en MATLAB/Simulink, un conjunto de herramientas desarrolladas en MATLAB para procesar las señales y calcular las impedancias operacionales, y dos metodologías de identificación de parámetros.

3.1 Modelo de Simulink:

El modelo contiene un bloque del generador síncrono (Motor_síncrono_(a)) parametrizado con los datos nominales de la máquina descrita en el apartado 2 (835 MVA y 26 kV) y con los vectores de resistencias e inductancias del circuito equivalente

(r_{ms}, l_{ms}). La máquina se simula con el rotor parado (velocidad inicial nula) y el devanado de campo en cortocircuito, conforme al ensayo SSFR. La señal de frecuencia variable se introduce mediante una fuente de tensión senoidal aplicada a los terminales de armadura, dado que el proyecto es estrictamente teórico y no contempla la amplificación física del ensayo real.

El conexionado del modelo se presenta en dos configuraciones o circuitos:

- Circuito de posicionamiento del rotor: Su finalidad es fijar la orientación del rotor (parámetro θ_{pos}) para alinear el devanado de armadura con el eje directo o con el eje de cuadratura antes de la medida. La comprobación se realiza observando la corriente de campo i_{fd} y las componentes en los ejes dq, mediante las transformadas de Clarke y Park incluidas en el modelo.
- Circuito de medida: Una vez fijada la posición, se inyecta la señal de tensión y se registran la tensión de armadura y la corriente correspondiente. Los bloques Fourier Analysis extraen la magnitud y la fase de cada señal a la frecuencia de ensayo, de modo que pueda calcularse la impedancia operacional en el dominio de la frecuencia.

A partir de la tensión y la corriente de armadura se obtiene la impedancia operacional del eje directo $Z_d(s)$, definida como su cociente en el dominio de Laplace con el campo en cortocircuito. De $Z_d(s)$ se deriva la inductancia operacional $L_d(s)$, de la que se infieren las reactancias y constantes de tiempo del circuito equivalente necesarias para los estudios de estabilidad y las simulaciones dinámicas.

3.2 Herramientas de MATLAB:

El barrido en frecuencia se automatiza desde MATLAB con la función de `sim()`, que lanza una simulación independiente por cada punto de frecuencia. Para cada punto se actualizan la frecuencia de ensayo y el paso de simulación, y se registran la tensión y la corriente de armadura, de las que se extraen magnitud y fase mediante el análisis de Fourier. Un segundo script calcula la impedancia y la inductancia operacionales en cada frecuencia y los resultados de todo el barrido se almacenan con un nombre identificativo para su posterior procesamiento. El procedimiento es idéntico para el eje de cuadratura, excepto la orientación del rotor y los resultados se guardan por separado a $Z_q(s)$.

A partir de los datos almacenados, en otro tercer script, se calcula la inductancia operacional a partir de la impedancia operacional $L_d(s)$ y $L_q(s)$. Finalmente, en un último script se calculan la inductancia síncrona y las constantes de tiempo transitorias y subtransitorias mediante mínimos cuadrados lineales con reponderación iterativa de

Sanathanan-Koerner [4], que equilibra la contribución de las distintas frecuencias y corrige el sesgo del ajuste por error de ecuación.

Además, se obtiene la función de transferencia armadura-campo del eje directo, $G(s)$, y su forma $s * G(s)$, que relaciona la respuesta del devanado de campo con la excitación de armadura. A partir de la ganancia G_0 calculada en el eje directo, se construyen las curvas teóricas de $G(s)$ y $s * G(s)$. Los códigos correspondientes a cada una de estas etapas se recogen en el Capítulo 13.

3.3 Metodologías:

Para identificar los parámetros el generador se han empleado dos metodologías complementarias. La primera es el ensayo SSFR (Stand Still Frequency Response Test), definido en la norma IEEE Std 115A-1987 [2]: con el rotor parado se inyecta una tensión sinusoidal de pequeña amplitud (en concreto 0,1 pu) en los terminales de armadura y se mide la corriente resultante, punto a punto para cada frecuencia del barrido (0,001-1000 Hz). De cada punto se extrae módulo y argumento de la impedancia y la inductancia operacionales en el eje directo y de cuadratura. Sobre esas curvas se extrae mediante el método de mínimos cuadrados lineales para sacar las reactancias y constantes de tiempo del circuito equivalente.

La segunda es la técnica PRBS (Pseudo Random Binary Sequence), planteada como alternativa al barrido punto a punto. El bloque genera una señal binaria pseudoaleatoria de banda ancha que abarca todo el rango de interés a la vez, de modo que una sola simulación proporciona la respuesta en frecuencia completa. La impedancia y la inductancia operacionales se calculan igual que en el SSFR, y los resultados se comparan con los de este para evaluar la viabilidad de la técnica.

4. Resultados

El modelo de simulación produce correctamente el ensayo SSFR: las impedancias e inductancias operacionales obtenidas coinciden con las calculadas analíticamente a partir de los parámetros teóricos de la máquina, con un error medio en torno al 0,6%. La identificación mediante mínimos cuadrados lineales sin ponderar resulta deficiente: constantes de tiempo negativas o nulas e inductancia síncrona muy alejada de la referencia. Pero al incorporar la ponderación iterativa de Sanathanan-Koerner [4], el ajuste mejora de forma notable. Las mayores desviaciones se concentran en la constante

de tiempo transitoria de circuito abierto del eje directo (en torno al 45%) y en las constantes de tiempo de circuito abierto del eje de cuadratura (alrededor del 24%), un comportamiento coherente con lo descrito en la literatura. La técnica PRBS obtiene una respuesta en frecuencia de buena calidad con una única simulación: la concordancia en módulo con respecto al SSFR es muy buena, pero la fase presenta una desviación media de unos 4, 4° que crece con la frecuencia.

5. Conclusiones

El trabajo demuestra que es posible producir en simulación el ensayo SSFR e identificar los parámetros del circuito equivalente de un generador síncrono con buena precisión, siempre que la identificación por mínimos cuadrados se combina con la ponderación iterativa. El SSFR se mantiene como método de referencia por su fiabilidad en todo el rango de frecuencias, mientras que la técnica PRBS se perfila como una alternativa atractiva por su rapidez, con limitación de no caracterizar bien las constantes de tiempo más lentas.

6. Referencias

- [1] I. P. E. Society, «IEEE Guide: Test Procedures for Synchronous Machines,» IEEE, Nueva York, 1983.
- [2] I. P. E. Society, «IEEE Standard Procedures for Obtaining Synchronous Machine Parameters by Standstill Frequency Response Testing,» IEEE, Nueva York, 1987.
- [3] P. Kundur, Power System Stability and Control, Nueva York: McGraw-Hill, 1994.
- [4] C. K. S. a. J. Koerner, «Transfer function synthesis as a ratio of two complex polynomials,» *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vols. %1 de %2vol. 8, no. 1, pp. 56-58, 1963.

Parameter Estimation of a synchronous Generator using the Standstill Frequency Response Test (SSFR) and Pseudo-Random Binary Sequence (PRBS)

Author: Gillis, Sofia

Supervisor: Díez Maroto, Luis

Collaborating Entity: ICAI – Universidad Pontificia Comillas

SUMMARY OF THE PROJECT

Keywords: Synchronous generator, SSFR, operational impedance, PRBS, MATLAB/Simulink, frequency response, operational inductance, synchronous generator parameters, simulation.

1. Introduction

Synchronous generators are the core of conventional electricity generation. Their dynamic behavior governs the stability of power systems, especially under disturbances such as short circuits or sudden load changes. To faithfully reproduce this behavior in power-system simulations, such as transient stability studies, accurate mathematical models are required, which demand precise knowledge of the parameters of the machine's equivalent circuit.

The classical parameter-determination methods, gathered in [1], are based on the three-phase short-circuit test. This method only provides direct-axis data, is limited to three reactances and two-time constants, and does not correctly identify the field circuit. The Standstill Frequency Response (SSFR) test, standardized in [2], overcomes these limitations. It allows complete data to be obtained on both axes (direct and quadrature) and the field circuit to be identified, with low risk to the machine, since it is carried out with very small currents and without starting it up.

However, performing the SSFR test on a real machine requires specific instrumentation, such as power amplifiers and frequency-response analyzers, as well as physical access to the generator. This project arises to reproduce a test in MATLAB/Simulink, so that this methodology can be studied at a simulation level without the need for physical testing. The simulation of tests is a common procedure in engineering, used to debug algorithms, prevent accidents and anticipate results.

2. Project Definition

The main objective of the project is to develop a MATLAB/Simulink simulation model that reproduces the SSFR test defined in the standard IEEE Std 115A-1987 [2], and to apply it to obtain the equivalent-circuit parameters of an 835 MVA, 26 kV synchronous generator, taken from page 813 of Kundur's fundamental reference work [3], a benchmark in the field of electric power systems. It is worth noting that, being a 1993 publication, it does not consider generation connected through power-electronic converters, which is characteristic of today's renewable energies.

The main objectives are:

- 2.1. Simulation of the SSFR tests on a synchronous generator and determination of the equivalent-circuit parameters by means of the linear least-squares method.
- 2.2. Simulation of frequency-response tests using PRBS signals and assessment of their viability for identifying the equivalent parameters of the synchronous generator.

3. Description of the model / system / tool

The work relies on three elements: a simulation model built in MATLAB/Simulink, a set of tools developed in MATLAB to process the signals and compute the operational impedances, and two parameter-identification methodologies.

3.1. Simulink model:

The model contains a synchronous-generator block (Motor_síncrono_(a)) parametrized with the nominal data of the machine described in Section 2 (835 MVA and 26 kV) and with the resistance and inductance vectors of the equivalent circuit (r_{ms} , l_{ms}). The machine is simulated with the rotor at standstill (zero initial speed) and the field winding short-circuited, in accordance with the SSFR test. The variable-frequency signal is introduced by means of a sinusoidal voltage applied to the armature terminals, since the project is strictly theoretical and does not consider the physical amplification of the real test.

The model wiring is presented in two configurations or circuits:

- Rotor-positioning circuit: Its purpose is to fix the orientation of the rotor (parameter θ_{pos}) to align the armature winding with the direct axis or with the quadrature axis before the measurement. The check is performed by

observing the field current ifd and the dq-axis components, using the Clarke and Park transforms included in the model.

- Measurement circuit: Once the position is fixed, the voltage signal is injected and the armature voltage and corresponding current are recorded. The Fourier Analysis blocks extract the magnitude and phase of each signal at the test frequency, so that the operational impedance can be computed in the frequency domain.

From the armature voltage and current, the direct-axis operational impedance $Zd(s)$ is obtained, defined as their ratio in the Laplace domain with the field short-circuited. From $Zd(s)$, the operational inductance $Ld(s)$ is derived from which the reactances and time constants of the equivalent circuit are inferred; these are needed for stability studies and dynamic simulations.

3.2. MATLAB tools:

The frequency sweep is automated from MATLAB using the `sim()` function, which launches an independent simulation for each frequency point. For each point, the test frequency and the simulation step are updated, and the armature voltage and current are recorded, from which magnitude and phase are extracted by Fourier analysis. A second script computes the operational impedance and inductance at each frequency, and the results of the whole sweep are stored under an identifying name for later processing. The procedure is identical for the quadrature axis, except for the rotor orientation, and the results are saved separately for $Zq(s)$.

From the stored data, in a third script, the operational inductance is computed from the operational impedance, $Ld(s)$ and $Lq(s)$. Finally, in the last script, the synchronous inductance and the transient and sub transient time constants are computed by linear least squares with Sanathanan-Koerner iterative reweighting [4], which balances the contribution of the different frequencies and corrects the equation-error bias in the fit.

In addition, the direct-axis armature-to-field transfer function $G(s)$ and its form $s * G(s)$ are obtained, relating the response of the field winding to the armature excitation. From the gain $G0$ computed on the direct axis, the theoretical curves of $G(s)$ and $s * G(s)$ are built. The code corresponding to each of these stages is collected in Capítulo 13.

3.3. Methodologies:

Two complementary methodologies were used to identify the generator's parameters. The first is the SSFR test (Standstill Frequency Response Test), defined in the standard IEEE Std 115A-1987 [2]: with the rotor at standstill, a small-amplitude sinusoidal voltage (specifically 0.1 pu) is injected at the armature terminals and the resulting current is measured, point by point for each frequency of the sweep (0,001-1000 Hz). From each point, the magnitude and argument of the operational impedance and inductance are extracted, on both the direct and the quadrature axes. From these curves, the linear least-squares method is applied to obtain the reactances and time constants of the equivalent circuit.

The second is the PRBS (Pseudo-Random Binary Sequence) technique, proposed as an alternative to the point-by-point sweep. The block generates a wideband pseudo-random binary signal that spans the whole range of interest at once, so that a single simulation provides the complete frequency response. The operational impedance and inductance are computed in the same way as in the SSFR, and the results are compared with those of the SSFR to assess the viability of the technique.

4. Results

The simulation model correctly reproduces the SSFR test: the operational impedances and inductances obtained match those computed analytically from the machine's theoretical parameters, with a mean error of about 0,6%. Identification by unweighted linear least squares is deficient: negative or null time constants and a synchronous inductance far from the reference. However, when the Sanathanan-Koerner iterative reweighting [4] is incorporated, the fit improves markedly. The largest deviations concentrate on the direct-axis open-circuit transient time constant (around 45%) and on the quadrature-axis open-circuit time constants (around 24%), a behavior consistent with literature. The PRBS technique obtains a good-quality frequency response from a single simulation: the magnitude agreement with the SSFR is very good, but the phase shows a mean deviation of about $4,4^\circ$ that grows with frequency.

5. Conclusions

The work demonstrates that it is possible to reproduce the SSFR test in simulation and to identify the equivalent-circuit parameters of a synchronous generator with good accuracy, provided that the least-squares identification is combined with the iterative reweighting. The SSFR remains the reference method for its reliability across the whole frequency range, while the PRBS technique emerges as an attractive alternative for its speed, with the limitation of not characterizing the slowest time constants well.

6. References

- [1] I. P. E. Society, «IEEE Guide: Test Procedures for Synchronous Machines,» IEEE, Nueva York, 1983.
- [2] I. P. E. Society, «IEEE Standard Procedures for Obtaining Synchronous Machine Parameters by Standstill Frequency Response Testing,» IEEE, Nueva York, 1987.
- [3] P. Kundur, Power System Stability and Control, Nueva York: McGraw-Hill, 1994.
- [4] C. K. S. a. J. Koerner, «Transfer function synthesis as a ratio of two complex polynomials,» *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vols. %1 de %2vol. 8, no. 1, pp. 56-58, 1963.

Índice de la memoria

ANEXO I 4

Capítulo 1. Introducción	9
1.1 Motivación del proyecto.....	9
1.2 Estructura del documento	10
Capítulo 2. Descripción de las Tecnologías.....	12
2.1 Ensayo SSFR: qué mide y cómo funciona	12
2.2 Norma IEEE Std 115A-1987 [2]	14
2.3 Modelo matemático del generador	16
2.4 Circuito de medida	18
2.5 Herramientas utilizadas en matlab/simulink	19
2.6 Métodos de integración numérica y elección del paso de simulación.....	20
2.7 Aplicación de la PRBS a la identificación de parámetros	21
Capítulo 3. Estado de la cuestión.....	23
3.1 Métodos clásicos (ANSI/IEEE Std 115A-1983)	23
3.2 Ensayo SSFR (IEEE 115A-1987)	24
3.3 Métodos alternativos	24
3.4 Conclusión.....	25
Capítulo 4. Definición del Trabajo	27
4.1 Justificación.....	27
4.2 Objetivos	28
4.3 Metodología.....	28
4.3.1 Bloque 1 – Revisión bibliográfica y estudio teórico:	28
4.3.2 Bloque 2 – Familiarización con MATLAB/Simulink:	29
4.3.3 Bloque 3 – Simulación del ensayo SSF:	29
4.3.4 Bloque 4 – Simulación del ensayo con PRBS:	29
4.3.5 Bloque 5 – Estimación de parámetros:	30
4.3.6 Bloque 6 – Validación de resultados:.....	30
4.3.7 Bloque 7 – Redacción de la memoria:.....	30

4.3.8 Bloque 8 – Preparación de la presentación:	30
4.4 Planificación y Estimación Económica	31
4.5 ODS de la Agenda 2030 de las Naciones Unidas.....	35
4.5.1 ODS 7: Energía Asequible y No Contaminante [26]	35
4.5.2 ODS 9: Industria, Innovación e Infraestructura	35
4.5.3 ODS 13: Acción por el clima.....	35
Capítulo 5. Modelo del generador síncrono en Simulink	36
5.1 Descripción del bloque y parámetros de la máquina.....	36
5.2 Condiciones del ensayo SSFR en simulación vs ensayo real	38
5.3 Código de inicialización comentado	39
Capítulo 6. Posicionamiento del rotor	41
6.1 Descripción.....	41
6.2 Resultados de máx. y mín. <i>ifd</i>	44
Capítulo 7. Implementación del ensayo SSFR: eje directo.....	46
7.1 Circuito de medida Zd(s)	46
7.2 Barrido de frecuencias con sim().....	46
7.3 Cálculo de Zd(s) y Ld(s)	48
7.4 Diagramas de Bode	54
7.5 Función de transferencia armadura-campo	56
Capítulo 8. Implementación del ensayo SSFR: eje de cuadratura.....	60
8.1 Circuito de medida Zqs	60
8.2 Barrido de frecuencias con sim().....	60
8.3 Cálculo de Zqs y Lqs	61
8.4 Diagramas de Bode	65
Capítulo 9. Identificación de parámetros	68
9.1 Parámetros teóricos	68
9.2 Método de mínimos cuadrados lineales (LLS) (empírico).....	69
9.3 Obtención de Parámetros.....	71
9.4 Tabla comparativa	72
9.5 Ponderación Iterativa [4]	73
Capítulo 10. Técnica PRBS.....	76

10.1 Funcionamiento	76
10.2 Implementación en Simulink.....	76
10.3 Solución Implementada	79
10.4 Limitaciones	80
10.5 Tablas comparativas	81
10.6 Bode	86
Capítulo 11. Conclusiones.....	89
Capítulo 12. Bibliografía.....	91
Capítulo 13. Código fuente de programas	95

Índice de figuras

Figura 1: Diagrama de Bode de la impedancia operacional del eje directo $Z_d(s)$ con campo en cortocircuito. Fuente: IEEE Std 115A-1987, Fig. 6 [2].....	13
Figura 2: Diagrama de Bode de la impedancia operacional del eje de cuadratura $Z_q(s)$ con campo en cortocircuito. Fuente: IEEE Std 115A-1987, Fig. 7 [2]	14
Figura 3: Circuito equivalente del generador síncrono en ejes d y q. Fuente [7].....	18
Figura 4: Conexión para el posicionamiento del rotor en el ensayo del eje directo. Fuente: IEEE Std 115A-1987, Fig. 5. [2]	42
Figura 5 : Conexión para la medida de $Z_d(s)$ en los ensayos del eje directo. Fuente: IEEE Std 115A-1987, Fig. 2 [2].....	43
Figura 6: Corriente de campo i_{fd} con rotor en eje directo ($\theta = 5\pi/6$): régimen permanente	45
Figura 7: Corriente de campo i_{fd} con rotor en eje de cuadratura ($\theta = \pi/3$): corriente nula..	45
Figura 8: Modelo con el conexión para posicionar el rotor en Simulink	45
Figura 9: Circuito de medida de Z_d	46
Figura 10: Diagrama de Bode de la Impedancia Operacional Z_{ds} con el devanado de campo en cortocircuito.	54
Figura 11: Diagrama de Bode de la impedancia operacional Z_{ds} (valores teóricos vs simulados mediante SSFR).....	55
Figura 12: Diagrama de Bode de la impedancia operacional $L_d(s)$ (valores teóricos vs simulados mediante SSFR).....	56
Figura 13: Diagrama de Bode de $G(s)$ – Función de transferencia armadura-campo (eje directo).....	58
Figura 14: Diagrama de Bode de $s \cdot G(s)$ – Función de transferencia armadura-campo (eje directo).....	59
Figura 15: Diagrama de Bode de la Impedancia Operacional $Z_q(s)$ con el devanado de campo en cortocircuito.	65

Figura 16: Diagrama de Bode de la impedancia operacional $Z_q(s)$ (valores teóricos vs simulados mediante SSFR).....	66
Figura 17: Diagrama de Bode de la inductancia operacional $L_q(s)$ (valores teóricos vs simulados mediante SSFR).....	67
Figura 18: Inductancia operacional del eje directo $L_d(s)$. Comparación del modelo teórico, medidas simuladas con SSFR y modelo empírico con LLS.....	75
Figura 19: Inductancia operacional del eje de cuadratura $L_q(s)$. Comparación del modelo teórico, medidas simuladas y modelo empírico.	75
Figura 20: Modelo de Simulink aplicando la PRBS a la identificación de parámetros	77
Figura 21: Señal PRBS en el eje directo.....	78
Figura 21: Diagrama de Bode de la impedancia operacional Z_{ds} (valores teóricos vs simulados mediante SSFR).....	86
Figura 22: Diagrama de Bode de la impedancia operacional $Z_q(s)$ (valores teóricos vs simulados mediante SSFR).....	87
Figura 23: Diagrama de Bode de la impedancia operacional $L_d(s)$ (valores teóricos vs simulados mediante SSFR).....	87
Figura 24: Diagrama de Bode de la inductancia operacional $L_q(s)$ (valores teóricos vs simulados mediante SSFR).....	88

Índice de tablas

Tabla 1: Parámetros del turbogenerador.....	37
Tabla 2: Ensayo real vs simulación	39
Tabla 3: thetapos en eje directo y eje de cuadratura	44
Tabla 4: Valores de la impedancia operacional Z_{ds} obtenidos mediante simulación SSFR en el eje directo.....	51
Tabla 5: Valores de la inductancia operacional L_{ds} obtenidos mediante simulación SSFR en el eje de directo.....	53
Tabla 6: Valores de la inductancia operacional $Z_q(s)$ obtenidos mediante simulación SSFR en el eje de cuadratura	63
Tabla 7: Valores de la inductancia operacional $L_q(s)$ obtenidos mediante simulación SSFR en el eje de cuadratura	65
Tabla 8: Comparación de parámetros identificados del generador síncrono: valores teóricos de Kundur y resultados del método LLS sin ponderar	72
Tabla 9: Comparación de parámetros identificados del generador síncrono: valores teóricos de Kundur y resultados del método LLS con ponderación	74
Tabla 10: Valores de la impedancia operacional $Z_d(s)$ obtenidos mediante simulación PRBS en el eje directo.....	82
Tabla 11: Valores de la impedancia operacional $Z_q(s)$ obtenidos mediante simulación PRBS en el eje de cuadratura	83
Tabla 12: Valores de la inductancia operacional $L_d(s)$ obtenidos mediante simulación PRBS en el eje directo.....	84
Tabla 13: Valores de la inductancia operacional $L_q(s)$ obtenidos mediante simulación PRBS en el eje de cuadratura	84
Tabla 14: Tabla de error de módulo y de fase de la PRBS con respecto la SSFR	85
Tabla 15: Valores teóricos de $Z_d(s)$ y $Z_q(s)$ calculados a partir de los parámetros de la Tabla 1	104

Tabla 16: Valores teóricos de $L_d(s)$ y $L_q(s)$ calculados a partir de los parámetros de la Tabla 1	105
---	-----

Glosario

Sigla Significado

ANSI	American National Standards Institute
IEC	International Electrotechnical Commission
CC	Corriente Continua
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
LLS	Linear Least Squares (Mínimos Cuadrados Lineales)
ML	Maximum Likelihood (Máxima Verosimilitud)
PRBS	Pseudo-Random Binary Sequence
SSFR	Standstill Frequency Response (test)

Símbolo	Significado	Unidad
L_{ad}	Inductancia mutua de eje directo	Pu
L_d	Inductancia síncrona de eje directo	Pu
L_{aq}	Inductancia mutua de eje en cuadratura	Pu
L_q	Inductancia síncrona de eje en cuadratura	Pu
r_a	Resistencia de armadura	Pu
Ψ	Flujo magnético	Pu
e_0	Tensión en vacío (fem)	Pu
I_{cc}	Corriente de cortocircuito	Pu

Capítulo 1. INTRODUCCIÓN

1.1 MOTIVACIÓN DEL PROYECTO

Los generadores síncronos son el elemento central de la generación eléctrica. Su comportamiento dinámico determina en gran medida la estabilidad de los sistemas eléctricos de potencia, especialmente ante perturbaciones como cortocircuitos o variaciones bruscas de carga. Para reproducir fielmente ese comportamiento de estabilidad transitoria y oscilatoria, es necesario disponer de modelos matemáticos precisos, y eso requiere conocer con exactitud los parámetros del circuito equivalente de la máquina.

Con la creciente integración de energías renovables, modelar correctamente todos los elementos de la red, incluidos los generadores síncronos, es cada vez más importante. La estabilidad de la red ya no depende solo del despacho de potencia, sino de caracterizar bien cada máquina conectada a ella. Por eso, disponer de herramientas de simulación accesibles y metodologías bien validadas resulta clave para el análisis de sistemas eléctricos.

El interés por el tema surgió gracias a mi tutor Luis Díez Maroto, que propuso este proyecto como una oportunidad para profundizar en un área con aplicación directa en la industria de Sistemas de Energía Eléctrica.

Aunque este trabajo se centra en un turbogenerador de gran potencia, la máquina síncrona no se limita a la generación eléctrica convencional térmica e hidráulica. El mismo principio de funcionamiento aparece en los generadores de las turbinas eólicas conectados a la red mediante convertidores electrónicos de potencia, en los motores síncronos de imanes permanentes y de reluctancia de los vehículos eléctricos o en los accionamientos de eléctricos de los compresores de los sistemas de climatización, entre otras aplicaciones. Por ello, la metodología de identificación de parámetros descrita en este proyecto es aplicable, en principio, a cualquier máquina síncrona.

Disponer de un procedimiento normalizado resulta clave para poder producir los resultados con fiabilidad. Un estándar como la norma IEEE Std 115A-1987 [2] fija las condiciones del ensayo, el circuito de medida y el rango de frecuencias, de modo que los parámetros obtenidos resulten comparables entre distintos laboratorios y máquinas, con independencia de quien realice el ensayo. Esto es lo que permite emplear los parámetros identificados como datos de entrada fiables en los estudios de estabilidad del sistema eléctrico.

1.2 ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO

La memoria se organiza de la siguiente manera:

El Capítulo 1. presenta la introducción, incluyendo la motivación del proyecto y la estructura del documento.

El Capítulo 2. describe las metodologías empleadas, abarcando el ensayo SSFR, la norma [2] las herramientas utilizadas en MATLAB/Simulink y el ensayo PRBS.

El Capítulo 3. Recoge el estado de la cuestión, revisando los métodos clásicos y el ensayo SSFR según la norma [2] y los métodos alternativos.

El Capítulo 4. Presenta la definición del trabajo con la justificación, los objetivos, la metodología y la planificación.

El Capítulo 5. Detalla el modelo del generador síncrono en Simulink, incluyendo la descripción de la máquina, las condiciones del ensayo y el código de inicialización.

El capítulo 6 aborda el posicionamiento del rotor y su justificación geométrica.

El Capítulo 7. y el Capítulo 8. Describen la implementación del ensayo SSFR para el eje directo y el eje de cuadratura respectivamente. Se incluyen el circuito de medida, el barrido de frecuencias, el cálculo de $Z_d(s)$ y $L_d(s)$ con sus respectivos diagramas de Bode, y la función de transferencia armadura-campo $G(s)$.

El Capítulo 9. Presenta la identificación de parámetros mediante el método de mínimos cuadrados lineales y la tabla comparativa entre valores teóricos y comparativos.

El Capítulo 10. Introduce la técnica PRBS como alternativa al barrido de frecuencias, su implementación en Simulink y la comparación con el método SSFR.

El Capítulo 11. las conclusiones del proyecto.

Finalmente, el Capítulo 12. Incluye la bibliografía.

Capítulo 2. DESCRIPCIÓN DE LAS TECNOLOGÍAS

En este capítulo se describen las herramientas, normas y publicaciones empleadas en el proyecto.

2.1 ENSAYO SSFR: QUÉ MIDE Y CÓMO FUNCIONA

El ensayo de Respuesta en Frecuencia con Rotor Parado (Standstill Frequency Response Test, SSFR) es un método de identificación de parámetros de generadores síncronos definido en la norma [2]. El ensayo consiste en aplicar una tensión sinusoidal de pequeña amplitud a los terminales del estator con el rotor parado y medir la respuesta en corriente a lo largo de un barrido de frecuencias entre 0,001 Hz y 1000 Hz. A partir de las medidas de tensión y corriente se calculan las impedancias operacionales $Z_d(s)$ y $Z_q(s)$ en ambos ejes, y de ellas las inductancias operacionales $L_d(s)$ y $L_q(s)$, que permiten derivar los parámetros del circuito equivalente del generador.

La corriente de ensayo debe mantenerse por debajo del 0,5% de la corriente nominal de armadura, por tres motivos principales:

- Evitar que el par electromagnético producido por el generador síncrono ponga en movimiento el rotor
- Mantener una temperatura constante en los devanados durante el ensayo
- No superar la potencia máxima del amplificador de potencia utilizado.

El resultado del ensayo es un diagrama de Bode de la impedancia operacional, donde se representa el módulo y la fase frente a la frecuencia. A bajas frecuencias, el módulo tiende al valor de la resistencia de armadura R_a . A medida que aumenta la frecuencia, el módulo crece debido al carácter inductivo de la máquina, y los cambios de pendiente en la curva permiten identificar las constantes de tiempo transitorias del generador como se aprecia en la Figura 1 en el eje directo o en la Figura 2 en el eje de cuadratura.

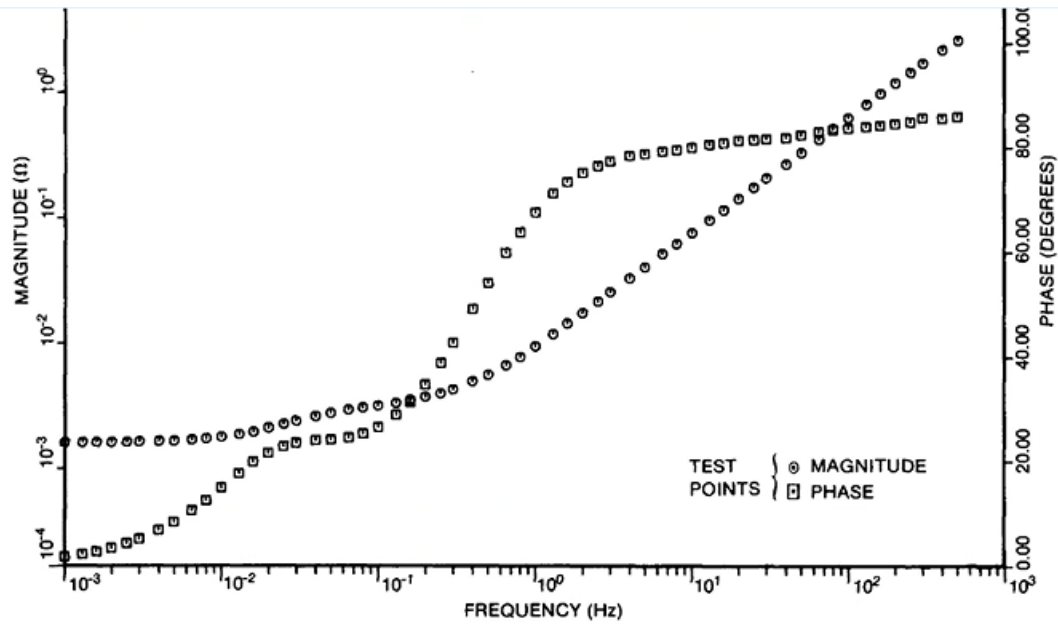


Figura 1: Diagrama de Bode de la impedancia operacional del eje directo $Z_d(s)$ con campo en cortocircuito. Fuente: IEEE Std 115A-1987, Fig. 6 [2]

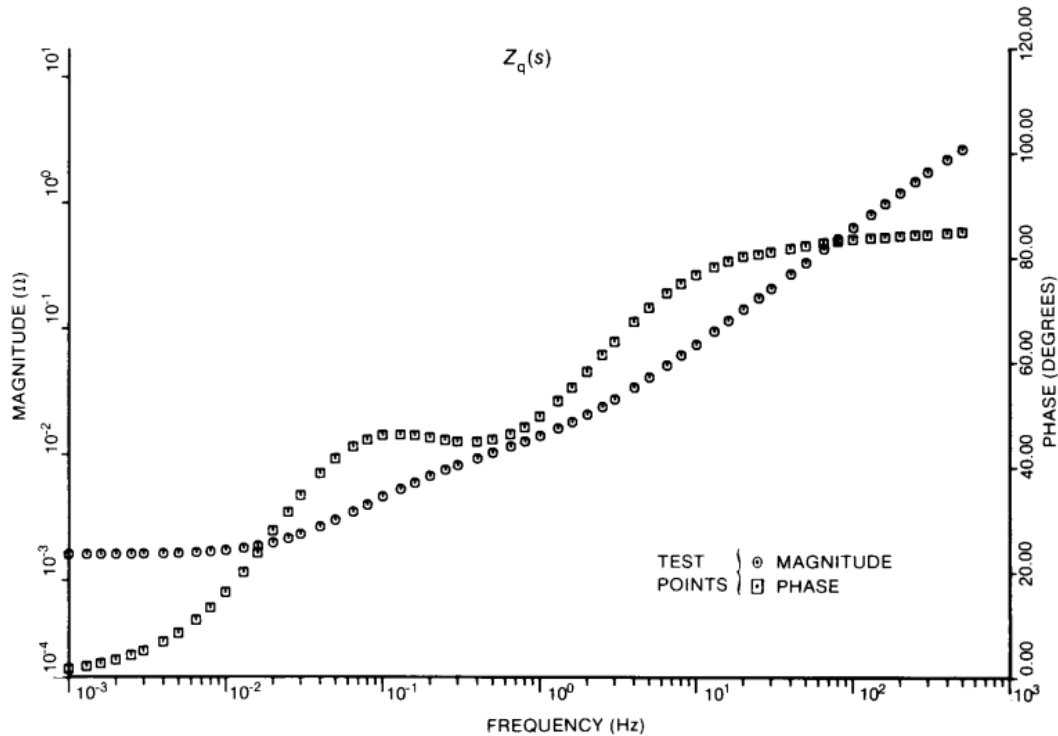


Figura 2: Diagrama de Bode de la impedancia operacional del eje de cuadratura $Z_q(s)$ con campo en cortocircuito. Fuente: IEEE Std 115A-1987, Fig. 7 [2]

2.2 NORMA IEEE STD 115A-1987 [2]

Esta norma constituye la referencia principal de este proyecto. Define el procedimiento estándar para la obtención de parámetros de máquinas síncronas mediante el ensayo SSFR, como suplemento a la norma [1]. Establece las condiciones de la máquina (rotor parado, desconectada del sistema, temperatura estabilizada), el circuito de medida para el eje directo (Figura 5), el rango de frecuencias de ensayo, las expresiones de cálculo de $Z_d(s)$, $Z_q(s)$, $s * G(s)$ y $Z_{d0}(s)$. La norma proporciona el procedimiento completo de la obtención de parámetros del circuito equivalente a partir de los datos de respuesta en frecuencia.

DEFINICIONES DEL EJE DIRECTO:

La **función de transferencia armadura-campo** $G(s)$ es la relación entre los flujos concatenados a través de la armadura en eje directo y la tensión de campo con la armadura en circuito abierto:

$$G(s) = \left. \frac{\Delta e_d(s)}{s \cdot \Delta e_{fd}(s)} \right|_{\Delta i_d=0} \quad (\text{Ecuación 1});$$

donde Δe_d es la variación de tensión de armadura en eje directo y Δe_{fd} es la variación de tensión de campo, con la armadura en circuito abierto ($\Delta i_d = 0$). Alternativamente, $s * G(s)$ puede medirse simultáneamente con $Z_d(s)$ como:

$$s * G(s) = \left. \frac{\Delta i_{fd}(s)}{\Delta i_d(s)} \right|_{\Delta e_{fd}=0} \quad (\text{Ecuación 2});$$

donde Δi_{fd} es la variación de corriente de campo e Δi_d es la variación de corriente de armadura en eje directo, con el devanado de campo en cortocircuito ($\Delta e_{fd} = 0$).

La **impedancia operacional** en eje directo $Z_d(s)$ es la relación entre la tensión de armadura en eje directo y la corriente de armadura en eje directo, con el devanado de campo en cortocircuito:

$$Z_d(s) = - \left. \frac{\Delta e_d(s)}{\Delta i_d(s)} \right|_{\Delta e_{fd}=0} \quad (\text{Ecuación 3})$$

La **inductancia operacional** en eje directo $L_d(s)$ caracteriza la respuesta magnética del generador en la dirección alineada con el eje magnético del devanado de campo del rotor:

$$L_d(s) = \frac{Z_d(s) - R_a}{s} \quad (\text{Ecuación 4})$$

donde $s = j * \omega$ es el operador de Laplace y R_a es la resistencia de corriente continua por fase de armadura, obtenida como el límite de $Z_d(s)$ cuando la frecuencia tiende a cero:

$$R_a = \lim_{s \rightarrow 0} Z_d(s) \quad (\text{Ecuación 5})$$

DEFINICIONES DEL EJE DE CUADRATURA

La **impedancia operacional** en el eje de cuadratura $Z_q(s)$ es la relación entre la tensión de armadura en el eje de cuadratura y la corriente de armadura en el eje de cuadratura:

$$Z_q(s) = -\frac{\Delta e_q(s)}{\Delta i_q(s)} \quad (\text{Ecuación 6})$$

La inductancia operacional en el eje de cuadratura $L_q(s)$ se obtiene a partir de la impedancia operacional para cada frecuencia ($s = j * w$):

$$L_q(s) = \frac{Z_q(s) - R_a}{s} \quad (\text{Ecuación 7})$$

2.3 **MODELO MATEMÁTICO DEL GENERADOR**

El modelo de Simulink de generador síncrono utilizado en este proyecto procede de la librería de la asignatura de Accionamientos Eléctricos [5], utilizada en el laboratorio de dicha asignatura. El generador síncrono se modela con el circuito equivalente en ejes dq solidarios al rotor según la transformada de Park [6]. En régimen permanente, las ecuaciones de la tensión de armadura (o estator) son:

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_a & 0 \\ 0 & -r_a \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{w_0} * \begin{bmatrix} \frac{d\psi_d}{dt} \\ \frac{d\psi_q}{dt} \end{bmatrix} + w_r * \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (\text{Ecuación 8})$$

Las ecuaciones de los devanados del rotor (campo y amortiguadores) son:

$$e_{fd} = r_{fd} * i_{fd} + \frac{1}{w_0} * \frac{d\psi_{fd}}{dt} \quad (\text{Ecuación 9})$$

$$0 = r_{1d} * i_{1d} + \frac{1}{w_0} * \frac{d\psi_{1d}}{dt} \quad (\text{Ecuación 10})$$

$$0 = r_{1q} * i_{1q} + \frac{1}{w_0} * \frac{d\psi_{1q}}{dt} \quad (\text{Ecuación 11})$$

$$0 = r_{2d} * i_{2d} + \frac{1}{w_0} * \frac{d\psi_{2d}}{dt} \quad (\text{Ecuación 12})$$

En el ensayo SSFR el rotor está parado, por lo que la velocidad del rotor se anula ($w_r=0$) y el término asociado a la velocidad del rotor desaparece. Por lo que estas ecuaciones se pueden escribir de manera matricial:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\psi_d}{dt} \\ \frac{d\psi_q}{dt} \\ \frac{d\psi_{fd}}{dt} \\ \frac{d\psi_{1d}}{dt} \\ \frac{d\psi_{1q}}{dt} \\ \frac{d\psi_{2q}}{dt} \end{bmatrix} = [I] \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_{fd} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r_{fd} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -r_{1d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -r_{1q} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -r_{2q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{fd} \\ i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \quad (\text{Ecuación 13})$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_{fd} \\ \psi_{1d} \\ \psi_{1q} \\ \psi_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(L_{ad} + L_l) & 0 & L_{ad} & L_{ad} & 0 & 0 \\ 0 & -(L_{aq} + L_l) & 0 & 0 & L_{aq} & L_{aq} \\ -L_{ad} & 0 & (L_{ad} + L_{ca} + L_{fd}) & (L_{aq} + L_{ca}) & 0 & 0 \\ -L_{ad} & 0 & (L_{aq} + L_{ca}) & (L_{ad} + L_{ca} + L_{1d}) & 0 & 0 \\ 0 & -L_{ad} & 0 & 0 & (L_{aq} + L_{1q}) & L_{aq} \\ 0 & -L_{ad} & 0 & 0 & L_{aq} & (L_{aq} + L_{2q}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{fd} \\ i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2q} \end{bmatrix}$$

(Ecuación 14)

En esa condición, el sistema matricial se puede compactar en el dominio de Laplace como:

$$s * [I] * [\psi] = [I] * [E] + [R] * [I_{vec}] \quad (\text{Ecuación 15})$$

$$[0] = -[I] * [\psi] + [L] * [I_{vec}] \quad (\text{Ecuación 16})$$

Donde $[L]$ es la matriz de inductancias que relaciona los flujos concatenados de cada devanado con las corrientes, e incluye la inductancia magnetizante L_{ad} compartida entre el eje directo y los devanados del rotor, la inductancia de dispersión L_1 del estator, y las inductancias propias de cada devanado del rotor, según el modelo 2:2 [7]

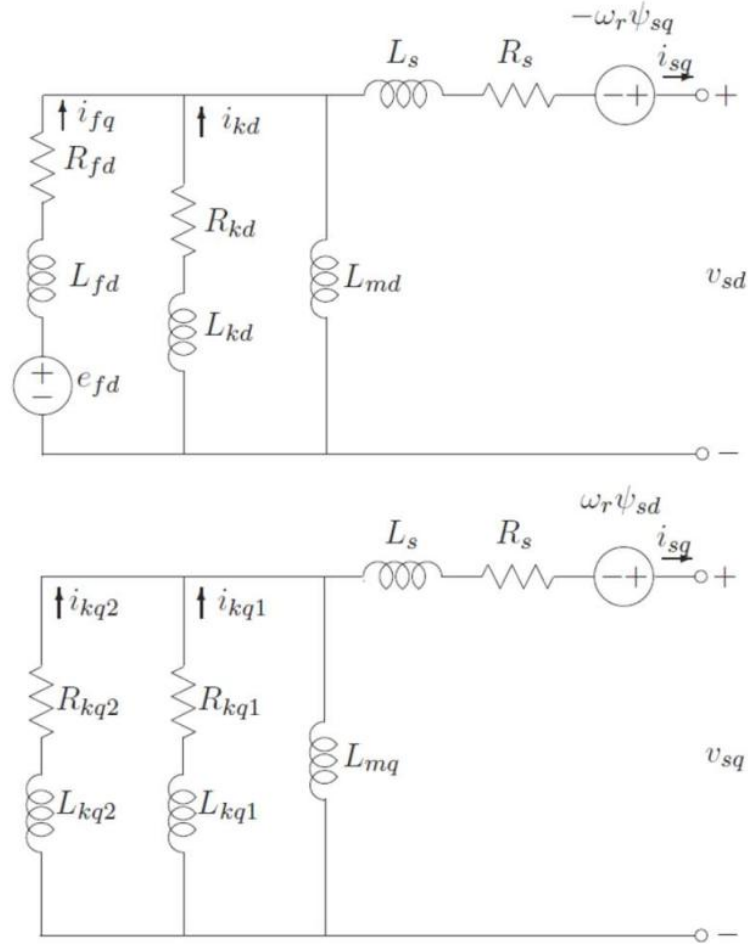


Figura 3: Circuito equivalente del generador síncrono en ejes d y q. Fuente [7]

2.4 CIRCUITO DE MEDIDA

Según la norma [2], los devanados a y b se conectan en serie y el devanado c se deja en vacío. Este proyecto es estrictamente teórico, por lo que el amplificador se simulará como una fuente de tensión senoidal. Este proyecto es estrictamente teórico, por lo que se simulará una fuente de tensión senoidal en los terminales de armadura y la corriente resultante fluye debido a la impedancia de la máquina. Para medir esa corriente, se utiliza un shunt de medida no inductivo conectado en serie con el circuito de armadura, que convierte la corriente en una tensión proporcional, medida por el analizador de respuesta en frecuencia (Figura 5).

El barrido de frecuencias se realiza entre 0,001 Hz y 200 Hz. La duración de cada iteración está condicionada por el periodo de la señal ($T = \frac{1}{f}$), siendo necesario capturar al menos varios periodos completos en régimen permanente para obtener una medida estable de módulo y fase. Esto implica que las frecuencias más bajas requieren tiempos de medida muy elevados (a 0,001 Hz el periodo es de 1000 segundos), por lo que cada punto baja a frecuencia puede requerir decenas de minutos.

Las señales de tensión y corriente de armadura, e_{arm} e i_{arm} , se conectan al analizador de respuesta en frecuencia para obtener directamente $Z_d(s)$ a lo largo del rango de frecuencias requerido. La impedancia operacional se calcula como:

$$Z_d(s) = \frac{1}{2} * \frac{\Delta e_{arm}(s)}{\Delta i_{arm}(s)} \quad (\text{Ecuación 17})$$

El factor $\frac{1}{2}$ se debe a que hay dos fases en serie, por lo que la impedancia medida es el doble de la impedancia por fase.

La instrumentación necesaria para el ensayo real es la siguiente: amplificador de potencia, oscilador de frecuencia variable para el barrido, shunt no inductivo, analizador de respuesta en frecuencia. Todo ello, para medir simultáneamente tensión y corriente y calcular $Z_d(s)$ punto a punto, y osciloscopio para visualizar las señales.

2.5 HERRAMIENTAS UTILIZADAS EN MATLAB/SIMULINK

Es la principal herramienta de simulación del proyecto. Se emplea el bloque Generador Síncrono de la librería de Accionamientos Eléctricos de la ETSII ICAI (modelo P8_alumno.slx), [8] que implementa el modelo dinámico del generador síncrono en ejes dq solidarios con el rotor.

El código de inicialización fija los parámetros del modelo, la posición del rotor y las condiciones de ensayo. Para el barrido de frecuencias se utiliza la función `sim()` de MATLAB, que permite lanzar simulaciones de Simulink variando diferentes parámetros

entre los que se encuentran el paso de integración o la duración de la simulación. Para cada simulación se define una frecuencia de ensayo diferente.

El bloque de Fourier Analysis de Simulink, que como su nombre indica realiza análisis de Fourier en tiempo discreto o continuo. Este bloque extrae el módulo y el argumento de las señales de tensión y corriente en régimen permanente a cada frecuencia.

Para medir mejor las señales se emplean también las funciones de `unwrap()`, para corregir los saltos artificiales de fase (desenvolver la fase), y `mean()` para extraer el valor estabilizado en el último ciclo de cada simulación. Las simulaciones se ejecutan con el solver o integrador de `ode4 fixed-step`, requisito del bloque de Fourier Analysis.

Por último, para la representación gráfica se utilizan las funciones `loglog()` y `semilogx()` de MATLAB, que permiten representar módulo y fase en escala logarítmica y semilogarítmica respectivamente.

2.6 MÉTODOS DE INTEGRACIÓN NÚMERICA Y ELECCIÓN DEL PASO DE SIMULACIÓN

El modelo del generador síncrono en Simulink se describe mediante un sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias. Simulink resuelve de forma numérica. Los métodos numéricos no proporcionan la solución analítica exacta, sino una aproximación calculada en instantes de tiempo discretos separados por un paso de integración Δt . Magnitud del error de esa aproximación depende directamente del paso elegido [9].

Los algoritmos de integración se dividen en métodos de paso fijo y de paso variable. Los de paso fijo mantienen Δt constante durante toda la simulación; el más sencillo es el método de Euler, de primer orden y de mayor error, frente a los métodos de Runge-Kutta, de orden superior y mejor precisión. Los de paso variable ajustan Δt en función de la rapidez con la que cambian las variables de estado. Se emplea pasos pequeños en los transitorios rápidos y

pasos grandes cuando la dinámica es suave, lo que mejora la precisión y reduce el número de puntos almacenados [9]. La elección del método también depende de dificultades como la estabilidad numérica, la rigidez (stiffness) de los sistemas que combinan dinámicas rápidas y lentas, o la presencia de discontinuidades [9]. En el caso concreto de Simulink, el algoritmo empleado por defecto es un Runge-Kutta de órdenes 4-5 de paso variable. Tanto el método como el paso cuando este es fijo, se configura en la ventana de parámetros de solver [5].

En este proyecto para el método de SSFR se ha empleado un integrador de paso fijo (ode4, Runge-Kutta de cuarto orden). EL motivo es que el bloque de Fourier Analysis requiere un tiempo de muestreo uniforme para calcular correctamente el módulo y la fase de las señales, condición que solo garantiza un solver de paso fijo.

La elección del paso de simulación se basa en el criterio de muestreo de Nyquist-Shannon. Según este criterio, para reconstruir sin pérdida de información una señal cuya frecuencia máxima es f_{max} , la frecuencia de muestreo debe ser como mínimo el doble de dicha frecuencia ($2*f_{max}$, la denominada frecuencia de Nyquist) [10]. En la práctica se toman muchas más muestras por periodo que ese mínimo teórico, con el fin de reproducir con fidelidad el módulo y la fase. Por este motivo, el paso de integración t_{step} se fija de manera que se garanticen al menos 1000 puntos por ciclo a la frecuencia de ensayo (muy por encima del límite de Nyquist), asegurando una estimación precisa de la respuesta en frecuencia.

2.7 APLICACIÓN DE LA PRBS A LA IDENTIFICACIÓN DE PARÁMETROS

El ensayo con señales PRBS (Pseudo Random Binary Sequence) es un método de respuesta en frecuencia alternativo al SSFR. Mide las mismas magnitudes, entre ellas la impedancia y la inductancia operacionales en el eje directo y de cuadratura. Parte del mismo principio: con el rotor parado, el bloque PRBS genera una señal de tensión en el devanado de armadura y se obtiene la respuesta como cociente entre la tensión y la corriente medidas. La diferencia

está en la señal alimentada. Mientras que SSFR inyecta una senoide de única frecuencia por simulación y repite el proceso punto a punto a lo largo del barrido, el ensayo PPRBS aplica una sola señal binaria pseudoaleatoria de banda ancha que contiene simultáneamente todo el rango de frecuencias de interés.

Su principal ventaja es la reducción del tiempo de ensayo: un solo ensayo proporciona la respuesta en todo el espectro frente a las decenas de simulaciones que exige el barrido del SSFR. Es especialmente relevante en las frecuencias bajas, que en el SSFR requieren tiempos de medida elevados. Como contrapartida, al inyectar varias frecuencias a la vez, la estimación del bloque de análisis de Fourier podría no converger a un valor fijo, sino que oscila durante toda la inyección. Para recuperar la respuesta, se promedian los fasores en el plano complejo (promediado coherente) en lugar de leer un instante [4].

En el Capítulo 10. Se detalla la implementación de esta técnica sobre el modelo de Simulink PRBSSigGenForOfflineFREDataLogging.slx de MathWorks, la solución adoptada para el promediado coherente y la comparación de sus resultados con los del ensayo SSFR. También se analiza su principal limitación: el rango empleado de 10 a 1000 Hz. Como no alcanza las frecuencias más bajas, no se permite identificar las constante de tiempo transitorias y subtransitorias con fiabilidad ya que es aquella banda de frecuencia que contiene la información de estos parámetros.

Capítulo 3. ESTADO DE LA CUESTIÓN

3.1 MÉTODOS CLÁSICOS (ANSI/IEEE STD 115A-1983)

La base teórica de los modelos de generadores síncronos modernos se asienta en la teoría de las dos reacciones, formalizada por R. H. Park en 1929 [6]. Park demostró que las ecuaciones diferenciales de la máquina síncrona se simplifican al proyectar las variables eléctricas sobre dos ejes ortogonales solidarios con el rotor. El eje directo (d), alineado con el flujo de excitación, y el eje de cuadratura (q), adelantado 90° eléctricos. Esta transformación es la base de todos los modelos de máquinas síncronas utilizados en estudios de estabilidad.

Los métodos tradicionales de obtención de parámetros incluyen el ensayo de cortocircuito trifásico repentino, el ensayo de vacío y el ensayo de bajo deslizamiento, recogidos en la norma [2]. A partir de estos ensayos se obtiene la impedancia síncrona como: $Z_s = \frac{E_0}{I_{cc}}$, donde E_0 es la tensión de vacío e I_{cc} es la corriente de cortocircuito. Sin embargo, como señaló Dandeno [11] estos métodos proporcionan sólo datos del eje directo, no identifican el circuito de campo y limitan el modelo a tres reactancias y dos constantes de tiempo. El valor de Z_s corresponde a la reactancia síncrona no saturada X_s , que junto con la resistencia de armadura R_a forma la impedancia síncrona de la máquina.

Canay [12] identificó además las discrepancias entre los parámetros obtenidos mediante ensayos clásicos y los obtenidos a partir del circuito equivalente detallado, y demostró que el modelo estándar introduce errores sistemáticos en la simulación del devanado de campo. Para corregirlo propuso introducir una reactancia característica x_c adicional en el circuito equivalente que permite representar con mayor precisión el acoplamiento entre el devanado de campo y los amortiguadores.

En este trabajo se emplea el modelo estándar sin esta corrección, siguiendo la formulación de Kundur [3]. Canay aplicó posteriormente este enfoque a la evaluación de ensayos SSFR en turbogeneradores [13]. Coge los datos SSFR reales y prueba ajustarlos con modelos de

distinto orden: uno con 2 circuitos en el rotor, otro con 3 y otro con 4, demostrando que la elección del orden del modelo afecta significativamente a la precisión de los parámetros.

3.2 ENSAYO SSFR (IEEE 115A-1987)

A finales de los años setenta, el Joint Working Group del IEEE inició los trabajos que llevarían al desarrollo del ensayo SSFR. Dandeno [11] publicó las definiciones complementarias y los métodos de ensayo asociados, que constituyeron la base conceptual del nuevo estándar [2].

Coultes y Watson [14] describieron por primera vez la metodología completa del ensayo SSFR: inyectar una señal sinusoidal de baja amplitud entre dos terminales del estator con el rotor parado, y medir la respuesta en tensión y corriente a lo largo de un barrido de frecuencias. A partir de estas medidas se calculan las tres funciones de transferencia $Z_d(s)$, $Z_q(s)$ y $s * G(s)$, y de ellas las inductancias operacionales $L_d(s)$ y $L_q(s)$. La aportación de Coultes y Watson fue demostrar que este procedimiento permite obtener los parámetros del circuito equivalente en ambos ejes (directo y de cuadratura) incluyendo el circuito de campo. Superando la limitación principal de los métodos clásicos que solo proporcionaban datos del eje directo. Estos trabajos sentaron las bases para la publicación de la norma IEEE Std 115A-1987 [2], que estandarizó el procedimiento definiendo las condiciones de ensayo, el circuito de medida, el rango de frecuencias (0,001 Hz a 200 Hz).

En cuanto a los métodos de extracción de parámetros, Henschel y Dommel [15] propusieron un método no iterativo basado en la identificación de parámetros que, a diferencia de los enfoques anteriores, permite obtener los parámetros directamente a partir de los datos de respuesta en frecuencia sin necesidad de un proceso iterativo.

3.3 MÉTODOS ALTERNATIVOS

La revisión de Berdin et al. [16] agrupa los métodos disponibles para la identificación de parámetros. Entre ellos, el ajuste por mínimos cuadrados lineales (Linear Least Squares,

LLS), los métodos de Inteligencia Artificial (algoritmos genéticos, redes neuronales artificiales y algoritmos de enjambre como particle swarm o ant colony [16]) y la secuencia binaria pseudoaleatoria (PRBS). Concluyendo que el ensayo SSFR sigue siendo el método de referencia para la identificación completa de parámetros en ambos ejes.

La norma IEC 60034-4-1:2018 [17] recoge en su sección 6.32 un procedimiento equivalente al SSFR, adaptado al sistema normativo internacional. A diferencia de la norma estándar [2] que fue desarrollada específicamente para el ensayo con rotor parado, la IEC integra este procedimiento dentro de un marco más amplio de métodos de ensayo para máquinas síncronas, incluyendo ensayos en operación.

Keyhani y Tsai [18] propusieron un método de máxima verosimilitud (ML) que incorpora simultáneamente datos SSFR con campo en cortocircuito y en circuito abierto. Obtiene modelos de orden superior con mayor precisión en el ajuste de ambas condiciones de ensayo. A diferencia del método LLS, este enfoque incorpora simultáneamente datos con campo en cortocircuito y en circuito abierto para mejorar la precisión del ajuste, que permite representar el comportamiento de la máquina hasta frecuencias de 1kHz.

La técnica PRBS permite aplicar simultáneamente un amplio rango de frecuencias en un único ensayo, reduciendo el tiempo de medida cuando el rango a caracterizar incluye frecuencias bajas. La identificación se realiza en el dominio de la frecuencia mediante la transformada de Fourier discreta, obteniendo los mismos datos que el barrido punto a punto.

3.4 CONCLUSIÓN

El ensayo SSFR, normalizado en IEEE Std 115A-1987 [2], supera las limitaciones de los métodos clásicos al proporcionar datos completos en ambos ejes con bajo riesgo para la máquina. En este proyecto se propone la técnica PRBS que emerge como alternativa eficiente al reducir el tiempo de ensayo en la caracterización de banda ancha. En este proyecto se implementan ambos métodos en MATLAB/Simulink, adaptando el procedimiento de la norma al modelo de simulación disponible.

Capítulo 4. DEFINICIÓN DEL TRABAJO

4.1 JUSTIFICACIÓN

Los métodos clásicos de obtención de parámetros, recogidos en la Sección 8 de [1], se basan principalmente en el ensayo de cortocircuito trifásico. Este método presenta limitaciones importantes: solo permite obtener datos en el eje directo, proporciona únicamente tres reactancias y dos constantes de tiempo, y no identifica correctamente el circuito de campo. Además, los ensayos de cortocircuito brusco implican condiciones de operación severas que pueden ser perjudiciales para la máquina.

El ensayo SSFR permite obtener modelos de orden superior en ambos ejes (directo y cuadratura), identificar el circuito de campo e incluir más reactancias y constantes de tiempo que los métodos tradicionales. Se realiza con corrientes muy pequeñas y sin necesidad de poner la máquina en marcha, lo que reduce el riesgo tanto para la máquina como para el personal. Sin embargo, su aplicación en campo requiere instrumentación específica (amplificadores de potencia, analizadores de respuesta en frecuencia) y acceso físico al generador.

Dicho esto, el proyecto quiere desarrollar un modelo de simulación que permita estudiar esta metodología en caso de no disponer de un generador físico o como preparación de los ensayos y algoritmos que se utilizarán en un ensayo real. Además, validar la metodología definida en la norma [2] y estudiar la técnica PRBS (Pseudo-Random Binary Sequence) como alternativa al barrido frecuencial clásico.

4.2 OBJETIVOS

Desarrollar un modelo de simulación en MATLAB/Simulink del ensayo SSFR para la obtención de la impedancia operacional $Z_d(s)$ y la inductancia operacional $L_d(s)$ del generador síncrono, siguiendo el procedimiento definido en la norma [2].

Validar la metodología de la norma comparando los parámetros obtenidos en la simulación (reactancias y constantes de tiempo en ejes d y q) con los valores teóricos del modelo utilizado en Simulink.

Superar las limitaciones de los métodos tradicionales, obteniendo datos completos en ambos ejes e identificando el circuito de campo.

Estudiar la técnica PRBS como método alternativo de excitación para la identificación de parámetros del generador síncrono.

4.3 METODOLOGÍA

Los principales objetivos de este proyecto en cuanto a la metodología son:

Implementar el procedimiento de medida de la impedancia operacional del eje directo $Z_d(s)$ y del eje en cuadratura $Z_q(s)$ siguiendo el circuito de medida de la norma, con el devanado de campo en cortocircuito y el rotor posicionado en la posición correcta.

Automatizar el barrido de frecuencias (0,001 Hz a 200 Hz) mediante la función `sim()` de MATLAB, extrayendo el módulo y argumento de tensión y corriente con el bloque Fourier Analysis de Simulink.

El TFG se ha articulado en torno a los siguientes bloques:

4.3.1 BLOQUE 1 – REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA Y ESTUDIO TEÓRICO:

Estudiar en profundidad el estándar IEEE Std 115A-1987 y los estándares complementarios IEEE Std 1110-2002 [7] y IEC 60034-4-1 [17], junto con la teoría de máquinas síncronas

basada en la transformada de Park. Asimismo, el modelo de generador síncrono utilizado en la práctica 8 de accionamientos eléctricos [8] y el proyecto de simulación SSFR del tutor, [19] como punto de partida para la implementación (Stability Project).

4.3.2 BLOQUE 2 – FAMILIARIZACIÓN CON MATLAB/SIMULINK:

Estudiar los bloques necesarios para el ensayo: el bloque Fourier Analysis para la extracción del módulo y del argumento de señales senoidales en régimen permanente, y la función `sim()` para la automatización de simulaciones paramétricas. Implementar en Simulink el modelo de posicionamiento del rotor, analizando `theta_pos` para determinar las posiciones de máxima (`idf max`) y mínima (`idf min`) corriente de campo. Asimismo, justificar los resultados con sus respectivos ángulos mediante geometría, fasores de tensión y campo magnético.

En cuanto a las señales, se estudia la función `unwrap()` de MATLAB para corregir los saltos artificiales de 360° que introduce el bloque Fourier Analysis en el argumento de las señales a bajas frecuencias. Se utiliza también la función `zeros()` para la inicialización de vectores de resultados y `mean()` para extraer el valor estabilizado de módulo y argumento en el último ciclo de la simulación.

4.3.3 BLOQUE 3 – SIMULACIÓN DEL ENSAYO SSF:

Construir en Simulink el circuito de medida de la impedancia operacional $Z_d(s)$ adaptado al modelo disponible en el estándar [2]. Simular el ensayo a distintas frecuencias de 0,001 Hz a 1000 Hz y a continuación sacar las inductancias operacionales $L_d(s)$. De forma análoga se calculan las impedancias operacionales $Z_q(s)$ y las inductancias operacionales $L_q(s)$. Por último, representar los distintos diagramas de Bode mediante MATLAB/Simulink comparando los valores teóricos con los simulados, y en cuanto a $L_d/L_q(s)$, también se incluyen los valores calculados a partir del método LLS, con su módulo y fase.

4.3.4 BLOQUE 4 – SIMULACIÓN DEL ENSAYO CON PRBS:

Implementar el ensayo de identificación de parámetros mediante señales de excitación tipo PRBS, como método alternativo al SSFR. Este método permite excitar simultáneamente un amplio rango de frecuencias y obtener la respuesta en frecuencia mediante técnicas de

correlación y transformada de Fourier. Comparar la eficiencia frente al barrido de frecuencias mediante el método SSFR punto a punto del ensayo.

4.3.5 BLOQUE 5 – ESTIMACIÓN DE PARÁMETROS:

A partir de las inductancias operacionales L_d y L_q obtenidas, se extraen los parámetros del circuito equivalente de generador: resistencias y reactancias en ejes d y q, constantes de tiempo transitorias y subtransitorias. La identificación se realiza mediante un ajuste por mínimos cuadrados lineales (LLS) que determina los polos y los ceros de las funciones de transferencia. Para corregir el sesgo del ajuste a altas frecuencias, se aplica la reponderación iterativa de Sanathanan_Koerner [4]. Este método divide cada ecuación por la magnitud del denominador estimado en la iteración anterior y equilibra así la contribución de todas las frecuencias.

4.3.6 BLOQUE 6 – VALIDACIÓN DE RESULTADOS:

Comparar los parámetros obtenidos con los valores teóricos con los valores simulados calculados mediante el modelo de Simulink, y verificar la coherencia mediante las gráficas de Bode, (módulo y argumento) desde 0,001 Hz a 1000 Hz. Por otro lado, analizar la sensibilidad de los resultados frente a las variaciones del barrido frecuencial y estudiar las diferencias entre métodos SSFR y PBRS.

4.3.7 BLOQUE 7 – REDACCIÓN DE LA MEMORIA:

Redactar la memoria del proyecto paralela a los bloques anteriores, documentando la metodología, los resultados y las conclusiones.

4.3.8 BLOQUE 8 – PREPARACIÓN DE LA PRESENTACIÓN:

Elaborar una presentación para la defensa oral del proyecto, resumiendo los aspectos más relevantes y los resultados obtenidos.

4.4 PLANIFICACIÓN Y ESTIMACIÓN ECONÓMICA

La estimación económica del proyecto se plantea como un estudio de amortización del equipamiento necesario para realizar el ensayo SSFR en una máquina real. Considerando un escenario de producción industrial de 1000 generadores al año.

La duración del ensayo tiene un impacto directo en el coste de operación. El barrido del SSFR implica un ensayo por frecuencia y puede requerir por tanto varias horas, especialmente a bajas frecuencias. Mientras que la técnica PRBS permite obtener la misma información en una adquisición, ventaja que se manifiesta al cubrir un rango amplio que incluya las frecuencias bajas.

Equipamiento:

Para el equipamiento necesario para estos ensayos se ha elegido el **Zurich MFIA** [20], con un rango de 1 mHz a 500 kHz y una precisión básica de 0,1°. El precio de adquisición de segunda mano se sitúa en torno a 13.600 € (precio Ex Works Zúrich, sin IVA incluido ni aduanas). Se asume valor residual nulo al final de la vida útil. El coste de calibración anual de equipamiento, no ha podido determinarse a partir de la información pública disponible. El coste de consumo eléctrico durante los ensayos se considera despreciable y no se incluye en el análisis.

Coste del personal:

El salario promedio de un ingeniero eléctrico en Madrid es de 37.500 €/año, según InfoJobs [21], calculado a partir del valor promedio de 339 salarios declarados por empresas en el último año. El coste real para la empresa es superior al salario bruto, ya que incluye las cotizaciones a la Seguridad Social a cargo del empleador. Según la legislación española vigente, estas cotizaciones suponen aproximadamente un 32% adicional sobre el salario bruto [22]:

$$\text{Coste empresa} = 37.500 * 1,32 = 49.500 \frac{\text{€}}{\text{año}}$$

Para obtener el coste horario, se divide entre las horas laborales anuales establecidas en el Convenio Colectivo de la Industria del Metal de Madrid [23], que fija una jornada de 1760 horas anuales:

$$\text{Coste horario} = \frac{49500}{1760} = 28,07 \frac{\text{€}}{\text{h}}$$

Tiempo de ensayo:

La norma [2] establece un mínimo de 5 ciclos completos en régimen permanente por cada punto de frecuencia. Para un barrido de 30 puntos entre 0,001 Hz y 1000 Hz, el tiempo por ensayo es: $t_{sim} = \sum_i \frac{5}{f_i}$, $f_i = \text{logspace}(-3,3,30)$

Conviene distinguir dos tiempos. El primero es el tiempo de ensayo, es decir, la duración de señal necesaria para adquirir la respuesta en frecuencia; es el que determina el coste y el que permite comparar el SSFR y la PRBS. En el SSFR el ensayo es secuencial, midiendo una frecuencia tras otra, por lo que el tiempo total es la suma de la duración de cada punto: tomando el mínimo de 5 ciclos por punto. Esta suma asciende a 13.193 s por eje (3,66 horas aprox.), es decir, 7,33 horas para ambos ejes. Este es el tiempo que se emplea en la estimación económica, ya que es el que ocupa al equipo y al ingeniero.

El segundo es el tiempo de cómputo de la simulación del ordenador, que no interviene en el coste del ensayo. El barrido del eje directo tardó 2778 segundos (46 mins aprox.) y el eje de cuadratura 2585 segundos (43 mins aprox.). Por lo que 89 minutos en total, medidos con las funciones tic y toc de MATLAB.

la suma total para el eje directo asciende a 13.193 segundos, lo que equivale a aprox. 3,66 horas. Para ambos ejes (d y q) el tiempo se duplica, alcanzando 7,33 horas de ensayo real.

Número de equipos necesarios:

Para una producción de 1000 generadores al año, el total de horas de ensayo asciende a:

$$1000 * 7,33 = 7.330 \text{ h/año}$$

Dado que un ingeniero trabaja 1.760 h/año según convenio, no es realista cubrir esta demanda con un único equipo operado en turnos. En su lugar, se plantea disponer de 5

equipos operados cada uno por un ingeniero en jornada normal, lo que proporciona 8.800 h/año de capacidad disponible, suficiente para cubrir la demanda.

Amortización del equipo:

Se ha elegido el método de amortización lineal o de cuotas constantes. Es el método más sencillo y admitido en contabilidad según el Plan General de Contabilidad (PGC) y las normas fiscales españolas [24]. Asumiendo una vida útil de 10 años y considerando una producción de 1000 generadores al año:

- Valor residual = 0
- Amortización (cuota) anual por equipo = $\frac{\text{Coste} - \text{Valor residual}}{\text{Años de vida útil}} = \frac{13.600 \text{ €}}{10 \text{ años}} = 1.360 \frac{\text{€}}{\text{año}}$
- Amortización total anual (5 equipos) = $1.360 * 5 = 6.800 \frac{\text{€}}{\text{año}}$
- Amortización por hora de uso = $\frac{1.360 \text{ €}}{1.760 \text{ h}} = 0,77 \frac{\text{€}}{\text{h}}$

$$\text{Amortización por ensayo SSFR (7,33 h)} = 0,77 \frac{\text{€}}{\text{h}} * 7,33 \text{ h} = 5,66 \text{ €}$$

Coste total por ensayo:

$$\text{Coste del personal} = 7,33 \text{ h} * 28,07 \frac{\text{€}}{\text{h}} = 206,14 \text{ €}$$

$$\text{Coste fijo del ensayo} = 206,14 \text{ €} + 5,66 \text{ €} = 211,80 \text{ €}$$

Análisis a escala de producción:

Para una producción de 1000 generadores al año, el coste total de operación de ensayos SSFR sería:

- Coste por ensayo SSFR = 211,80€
- Coste anual personal = 206,14 €
- Amortización del equipamiento (5 equipos) $6.800 \frac{\text{€}}{\text{año}}$
- Coste total anual SSFR = $206,14 + 6.800 = 212.944 \frac{\text{€}}{\text{año}}$

Comparación de tiempos: PRBS vs SSFR:

Para que la comparación entre ambas técnicas sea equitativa, conviene plantearla sobre el mismo rango de frecuencias. La duración de un ensayo PRBS la fija el periodo de su componente de frecuencia más baja, ya que la secuencia debe durar lo suficiente para contener varios periodos completos de dicha frecuencia (el bloque PRBS se ha configurado con dos periodos). Por tanto, si se quisiera caracterizar el mismo rango que el SSFR completo, es decir hasta 0,001 Hz, habría que plantear como hipótesis una PRBS cuya frecuencia más baja fuese precisamente 0,001 Hz. Su periodo sería $T = \frac{1}{0,001} = 1000$ s, y con dos periodos, la duración del ensayo sería del orden de $T = 2 * 1000 = 2000$ s.

En consecuencia, con la implementación empleada la PRBS no supone un ahorro de tiempo frente al SSFR. Su ventaja es potencial y solo se materializaría al extender el barrido hacia frecuencias bajas, que es donde el ensayo punto a punto resulta demasiado lento.

Bajo esta hipótesis de igual rango, la PRBS emplearía unos 2000 s frente a los 13.193 s que necesita el barrido SSFR para cubrir el rango de 0,001 a 1000 Hz, que sí supondría una reducción notable del tiempo de ensayo.

No obstante, mantener dos periodos de la señal de 0,001 Hz y, al mismo tiempo, resolver la componente de frecuencia más alta (1000 Hz) obligaría a un número de muestras muy elevado. Con un paso de muestreo fijo para 1000 Hz a lo largo de 2000 s, el registro alcanzaría del orden de millones de puntos. Ese coste de memoria es el que hace inviable cubrir todo el rango en una única secuencia, y el motivo por el que la implementación de este proyecto se ha limitado a la banda de 10 a 1000Hz.

4.5 ODS DE LA AGENDA 2030 DE LAS NACIONES UNIDAS

El proyecto se alinea con tres ODS de la Agenda 2030 de las Naciones Unidas [25], contribuyendo desde la ingeniería eléctrica a los retos de sostenibilidad energética, innovación tecnológica y acción climática.

4.5.1 ODS 7: ENERGÍA ASEQUIBLE Y NO CONTAMINANTE [26]

Los generadores síncronos son los elementos de la generación eléctrica y tienen un papel clave en la estabilidad de la red y en la integración de generación renovable. Disponer de modelos precisos de los generadores síncronos obtenidos mediante el ensayo SSFR sobre máquinas reales, es fundamental para realizar estudios de estabilidad transitoria. De este modo, el proyecto contribuye a garantizar un suministro eléctrico seguro y a facilitar la transición hacia un sistema energético más limpio y sostenible.

4.5.2 ODS 9: INDUSTRIA, INNOVACIÓN E INFRAESTRUCTURA

La identificación de parámetros de máquinas síncronas no se limita a generadores: los motores síncronos también requieren modelos precisos para el diseño de sistemas de control en la industria. En este TFG se simula el ensayo SSFR en MATLAB/Simulink, contribuyendo al desarrollo de infraestructuras eléctricas más resilientes, cuya estabilidad depende directamente de la calidad de los modelos empleados.

4.5.3 ODS 13: ACCIÓN POR EL CLIMA

La identificación de parámetros es necesaria para integrar y controlar generadores síncronos en la red, lo que facilita la integración de generación renovable en aplicaciones eólicas (full converter) y en centrales hidráulicas de bombeo. Al favorecer una mayor integración de renovables, el proyecto contribuye indirectamente a la descarbonización del sistema eléctrico y a la reducción de emisiones.

Capítulo 5. MODELO DEL GENERADOR SÍNCRONO EN SIMULINK

5.1 DESCRIPCIÓN DEL BLOQUE Y PARÁMETROS DE LA MÁQUINA

El modelo empleado en la simulación corresponde a un turbogenerador de 835 MVA y 26 kV cuyos parámetros se recogen en la Tabla 1. Los valores están expresados en pu sobre la base de la máquina y han sido tomados del libro Power Systems & Control de P. Kundur [3]. Un turbogenerador es un generador síncrono accionado por una turbina de vapor o de gas, cuya velocidad de giro es elevada (3000 rpm a 50 Hz para máquinas de un par de polos), lo que determina un rotor cilíndrico de polos lisos.

Este tipo de máquina es característico de centrales nucleares y de ciclo combinado. No obstante, la metodología SSFR descrita en este trabajo es aplicable a cualquier generador síncrono con independencia de su tecnología de accionamiento.

Parámetro	Eje d	Parámetro	Eje q
$x_d(pu)$	1,8000	$x_q(pu)$	1,7000
$x'_d(pu)$	0,3000	$x'_q(pu)$	0,5500
$x''_d(pu)$	0,2500	$x''_q(pu)$	0,2500
$x_l(pu)$	0,2000	$x_l(pu)$	0,2000
$r_a(pu)$	0,0025	$r_a(pu)$	0,0025
$x_{fd}(pu)$	0,1067	$x_{fq}(pu)$	0,4565
$r_{fd}(pu)$	0,0007	$r_{fq}(pu)$	0,0156
$x_{kd}(pu)$	0,1000	$x_{kq}(pu)$	0,0538
$r_{kd}(pu)$	0,0212	$r_{kq}(pu)$	0,0260
$T'_d(s)$	1,3333	$T'_q(s)$	0,1294

$T''_d(s)$	0,0250	$T''_q(s)$	0,0227
$T'_{d0}(s)$	8,0000	$T'_{q0}(s)$	0,4000
$T''_{d0}(s)$	0,0300	$T''_{q0}(s)$	0,0500

Tabla 1: Parámetros del turbogenerador

El bloque Motor_sincrono_(a) de Simulink recibe los parámetros del circuito equivalente en la representación de inductancias mutuas (l_{md} , l_{mq}), reactancia de dispersión (x_l), reactancia de campo (x_{fd}) y reactancias de los devanados amortiguadores en ejes d y q (x_{kd} , x_{kq1} , x_{kq2} , r_a , r_{fd} , r_{kd} , r_{kq1} y r_{kq2}). Estos corresponden a los introducidos directamente en el motor síncrono (a través de los vectores r_{ms} y l_{ms} en el Código de Inicialización).

Sin embargo, los parámetros con los que habitualmente se caracteriza una máquina síncrona (los que aparecen en la Tabla 1) son aquellos parámetros operacionales: reactancias transitorias y subtransitorias, y constantes de tiempo. Estos se obtienen a partir de los anteriores mediante las siguientes relaciones para el eje directo [25]:

$$T'_{d0} = \frac{L_{ad} + L_{fd}}{R_{fd}} \quad \text{Ecuación 18}$$

$$T''_{d0} = \frac{(L_{1d}/R_{1d}) * L_{ad} * L_{fd}}{L_{fd} + L_{ad}} \quad \text{Ecuación 19}$$

$$L_d = L_{ad} + x_l \quad \text{Ecuación 20}$$

$$x'_d = x_l + \frac{L_{ad} * L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} \quad \text{Ecuación 21}$$

$$x''_d = x_l + \frac{L_{ad} * L_{fd} * L_{1d}}{L_{ad} * L_{fd} + L_{ad} * L_{1d} + L_{fd} * L_{1d}} \quad \text{Ecuación 22}$$

Las constantes de tiempo de cortocircuito se obtienen a partir de las de circuito abierto mediante [3]:

$$T'_d = T'_{d0} * \frac{x'_d}{x_d} \text{ Ecuación 23}$$

$$T''_d = T''_{d0} * \frac{x''_d}{x_d} \text{ Ecuación 24}$$

Las mismas relaciones son válidas para el eje de cuadratura sustituyendo los índices d por q, fd por 1q y ld por 2q. Esta correspondencia permite verificar que los parámetros introducidos en el bloque son coherentes con los valores teóricos de referencia de la Tabla 1, que son los empleados en la comparación con el método LLS del Capítulo 9. Estas relaciones no se implementan en el código, sino que sirven para verificar la coherencia entre los parámetros del circuito equivalente introducidos en el bloque y los valores de los parámetros del turbogenerador.

5.2 CONDICIONES DEL ENSAYO SSFR EN SIMULACIÓN VS ENSAYO REAL

En la simulación, el bloque Generador Síncrono de Simulink recibe como entradas las tensiones de fase (V_{rn}, V_{sn}, V_{tn}) y produce como salida la corriente del estator o corriente de armadura. Al conectar el circuito de medida del eje directo, con las fases a y b en serie y c en abierto, se cumple que $i_a = -i_b$ e $i_c = 0$.

Al disponer de acceso directo a todas las variables internas del modelo, no es necesario ningún equipo de medida adicional. La tensión se aplica directamente como entrada al bloque generador síncrono y la corriente de armadura como salida del modelo. La impedancia operacional se calcula de la misma manera que el ensayo real ($Z_d(s) = \frac{1}{2} * \frac{\Delta e_{arm}(s)}{\Delta i_{arm}(s)}$) (Ecuación 17)

Para obtener la respuesta en frecuencia completa, se realizan múltiples simulaciones variando la frecuencia del bloque ab en cada una. Cada simulación a una frecuencia distinta representa un punto del barrido, y el conjunto de todos ellos permite trazar el diagrama de

Bode de módulo y fase de $Z_d(s)$. El módulo y la fase de la tensión y la corriente se extraen mediante los bloques de Fourier Analysis, que calculan la componente fundamental de la señal en régimen permanente.

Aspecto	Ensayo Real	Simulación
Fuente de tensión	Generador de señal y amplificador de potencia	Bloque fuente AC
Medida de corriente	Shunt no inductivo	Salida directa del generador
Medida de tensión	Voltímetro	Señal de entrada al generador
Cálculo del módulo y la fase de las medidas de corriente y tensión	Analizador de respuesta en frecuencia	Bloque Fourier Analysis
Barrido de frecuencias	El equipo incluye una rutina para automatizarlo	Automático con sim()
Posicionamiento rotor	Físico con osciloscopio	Variable del ángulo del rotor (θ_{pos})

Tabla 2: Ensayo real vs simulación

5.3 CÓDIGO DE INICIALIZACIÓN COMENTADO

Para simular las condiciones del ensayo, el código de inicialización Modelo_Zd_codigo carga en Workspace de Matlab todos los parámetros necesarios antes de lanzar la simulación.

Primero, se cargan todos los parámetros en el eje directo: la tensión de red, potencia, frecuencia y velocidad angular nominal. Los valores de la máquina síncrona corresponden a un turbogenerador de 835 MVA 26 kV y vienen de la referencia de Kundur [3]. El bloque Motor_sincrono_(a) recibe los parámetros en los vectores r_{ms} y l_{ms} cuyo orden de elementos viene definido por el propio de Simulink. Los devanados amortiguadores no utilizados en este modelo se parametrizan con valores extremos ($r_k = 1e3 pu$ y $L_k = 1e6 pu$) según la indicación del bloque, de modo que su efecto sobre el modelo resulta despreciable.

La velocidad inicial del rotor es 0 debido a la condición SSFR, y los valores de excitación (resistencia, tensión y corriente) son 0 porque el devanado de campo está en cortocircuito. Por último, se fija la posición del rotor en el eje d, con $\theta_{pos} = 150$ grados y el máximo i_{fd} , demostrado en el Capítulo 6. En el código de barrido_frecuencias se lanzan simulaciones automáticas en Simulink para cada frecuencia del barrido y se calcula la impedancia operacional $Z_d(s)$ y $Z_q(s)$ punto a punto.

Capítulo 6. POSICIONAMIENTO DEL ROTOR

6.1 DESCRIPCIÓN

Para medir la impedancia operacional del eje directo $Z_d(s)$, el eje magnético del devanado de campo debe estar alineado con el eje magnético del circuito de armadura formado por los devanados a y b en serie.

El posicionamiento del rotor se realiza con un circuito diferente del empleado en la medida. Ambos circuitos utilizan el mismo amplificador de potencia, pero con distinto conexionado de los devanados, lo que genera campos magnéticos en direcciones distintas.

El **circuito de posicionamiento** (Figura 4), el amplificador alimenta el circuito resultante del paralelo de los devanados a y b en serie con el devanado c. Se ajusta el amplificador a 100 Hz y se mide la tensión inducida en el devanado de campo con un osciloscopio. El flujo magnético debe atravesar las espiras del devanado de campo para que se induzca tensión en él, por lo que se gira lentamente el rotor del generador, solidario con el devanado de campo, hasta que la tensión de campo observada en el osciloscopio se anule. En ese punto, el eje magnético del devanado de campo queda ortogonal al circuito formado por la serie de c con el paralelo de los devanados a y b.

Positioning the Rotor for Direct-Axis Tests

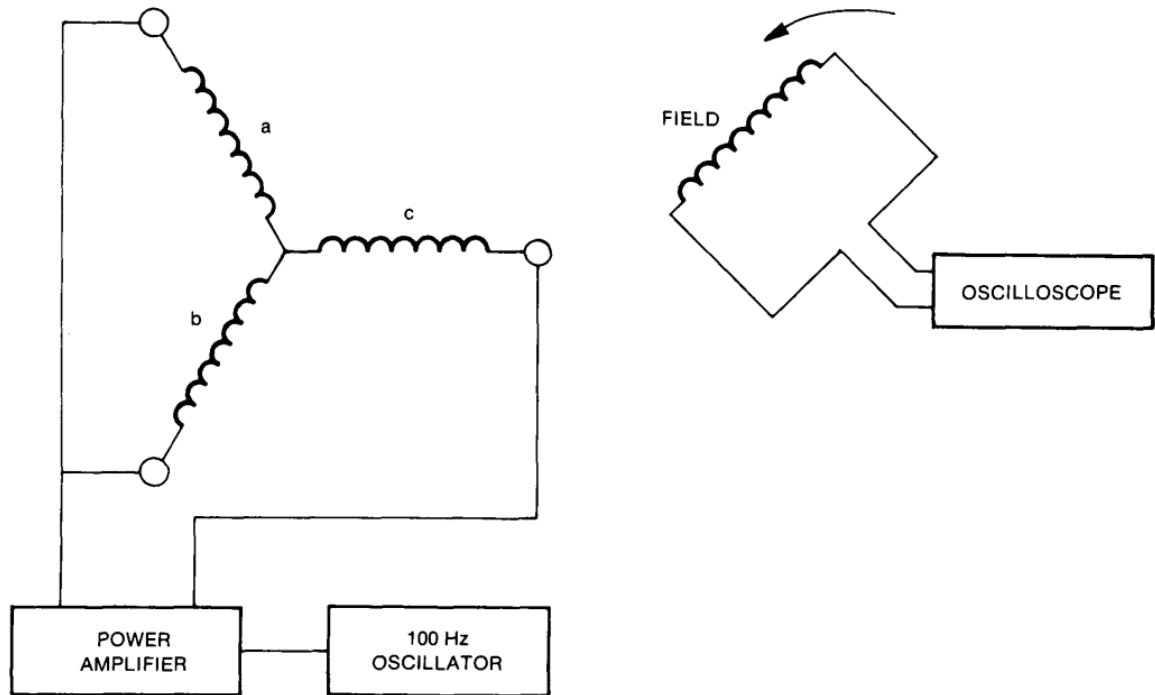


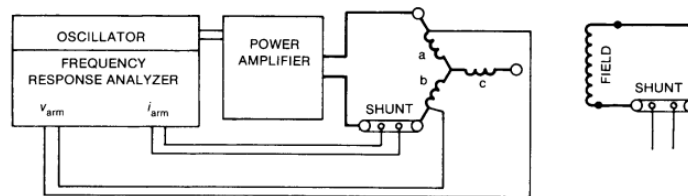
Figura 4: Conexión para el posicionamiento del rotor en el ensayo del eje directo.

Fuente: IEEE Std 115A-1987, Fig. 5. [2]

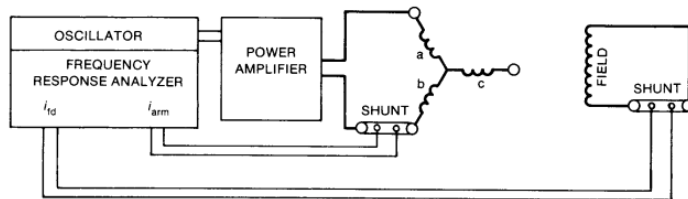
Por otro lado, en el **circuito de medida** (Figura 5), los devanados a y b se conectan en serie y el devanado c se deja en vacío. En esta configuración, el devanado de campo estará alineado con el eje magnético del devanado serie a-b, condición necesaria para medir $Z_d(s)$.

MACHINE PARAMETERS BY STANDSTILL, FREQUENCY RESPONSE TESTING

IEEE
Std 115A-1987



(a) MEASUREMENT OF $Z_d(s)$



(b) MEASUREMENT OF $\Delta I_d / \Delta I_{arm}$

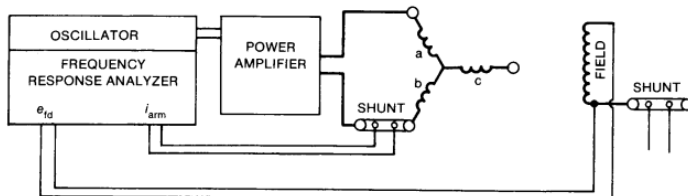


Figura 5 : Conexión para la medida de $Z_d(s)$ en los ensayos del eje directo. Fuente: IEEE Std 115A-1987, Fig. 2 [2]

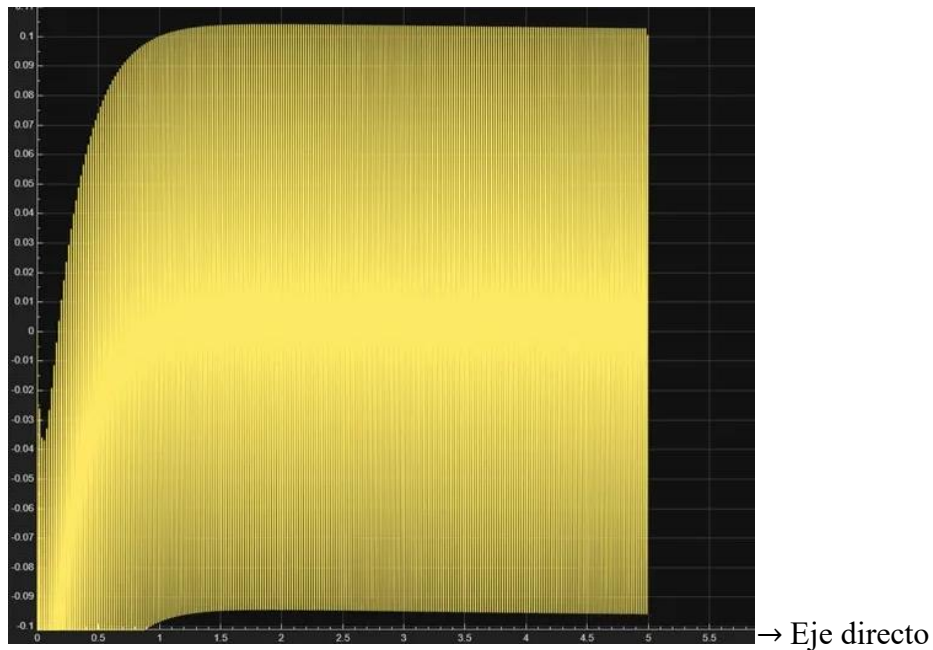
En el **ensayo real**, el posicionamiento se realiza con un circuito diferente al de medida. El amplificador alimenta el circuito resultante del paralelo de los devanados a y b en serie con el devanado c. Se ajusta el amplificador a 100 Hz y se mide la tensión inducida en el devanado de campo con un osciloscopio. El flujo magnético debe atravesar las espiras del devanado de campo para que se induzca tensión en él. Por lo que se gira lentamente el rotor del generador, solidario con el devanado de campo, hasta que la tensión de campo observada en el osciloscopio se anule. En ese punto, el eje magnético del devanado de campo queda ortogonal al circuito formado por la serie de c con el paralelo de los devanados a y b que corresponde a la posición del eje directo. Su ortogonal será el eje de cuadratura.

En la **simulación**, el posicionamiento se realiza directamente fijando la posición del rotor para lo que se asigna el valor de la variable θ_{pos} en el script de MATLAB, sin necesidad de girar físicamente, midiendo la corriente de campo i_{fd} resultante en cada posición como se aprecia en la Figura 6 y en la Figura 7.

6.2 RESULTADOS DE MÁX. Y MÍN. i_{fd}

Caso	θ_{pos}	Condición i_{fd}
Eje Directo (d)	$5\pi/6$ (150°)	i_{fd} máxima
Eje de Cuadratura (q)	$\pi/3$ (60°)	$i_{fd} = 0$

Tabla 3: θ_{pos} en eje directo y eje de cuadratura



45

Capítulo 7. IMPLEMENTACIÓN DEL ENSAYO SSFR:

EJE DIRECTO

7.1 CIRCUITO DE MEDIDA $Z_d(s)$

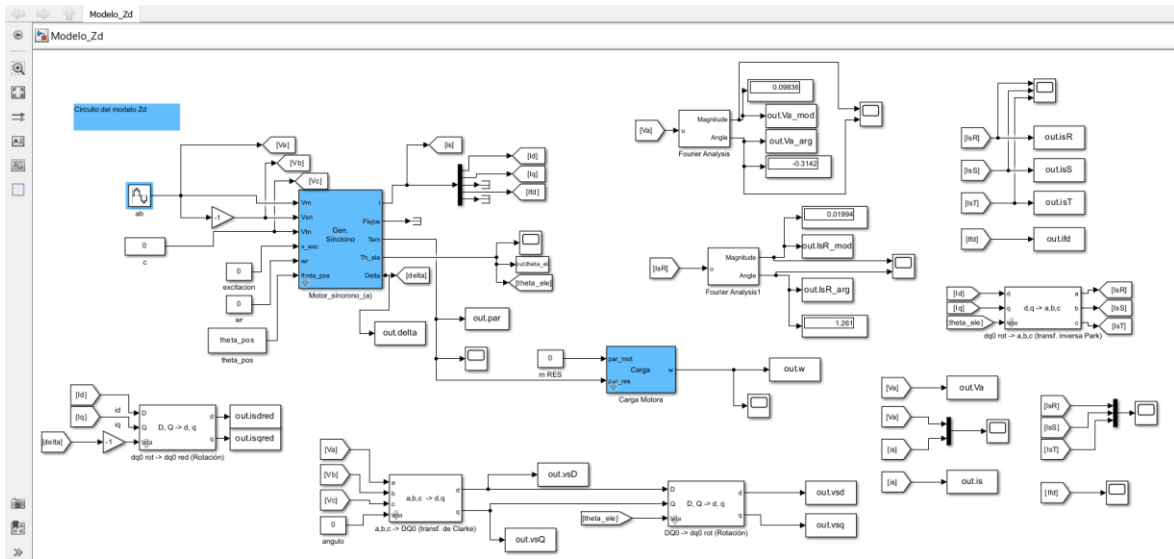


Figura 9: Circuito de medida de Z_d

7.2 BARRIDO DE FRECUENCIAS CON SIM()

Primero se cargan los parámetros de la máquina y condiciones del ensayo mediante el comando `run()`. La norma [2] establece un rango de barrido de 0,001 Hz a 200 Hz, pero en este trabajo se ha ampliado el límite superior hasta 1000 Hz para obtener una caracterización más completa del comportamiento de la impedancia a alta frecuencia. El vector de frecuencias se define mediante `logspace(-3, 3, 30)`, generando 30 puntos distribuidos logaritmicamente entre 0,001 Hz y 1000 Hz, lo que equivale a 5 puntos por década. Se evaluó

también un barrido alternativo de 1000 puntos en el mismo rango, comprobándose que los resultados obtenidos son prácticamente equivalentes a los de 30 puntos. Esto confirma que los 30 son suficientes para caracterizar el comportamiento de la impedancia.

A continuación, se inicializan a cero los vectores que almacenan el módulo y argumento de tensión y corriente para cada frecuencia del barrido, mediante la función de zeros(). Esto es necesario para que cada simulación guarde su resultado sin sobrescribir el anterior, permitiendo calcular $Z_d(s)$ al final con todos los puntos del barrido.

El bucle recorre cada frecuencia del vector. Para cada punto, la duración de la simulación se calcula como $t_{sim} = \frac{20}{f_{test}}$, que garantiza 20 ciclos completos en régimen permanente. La norma [2] establece que deben capturarse al menos 5 ciclos completos en régimen permanente, lo que a 0,001 Hz implicaría 5000 s por punto. En este proyecto se han adoptado 20 ciclos para una buena precisión y la estabilización del bloque de Fourier Analysis a todas las frecuencias. Por otro lado, el paso de simulación se ajusta para garantizar al menos 1000 puntos por ciclo según $t_{step} = \min(\frac{1}{f_{test} \cdot 1000}, \frac{\tau''}{2})$, donde el límite superior de 0,0125 segundos se corresponde con la mitad de la constante de tiempo subtransitoria de la máquina ($T''_{d0} = 0.025$).

El tiempo de muestreo (sample time) del bloque Sine Wave, que se usa para modelar la fuente de tensión que se aplica entre las fases A y B y de los bloques de Fourier Analysis del modelo se parametrizan con la misma variable [4]e t_{step} , de modo que el bloque recalcula correctamente la magnitud y la fase de la señal a cada frecuencia del ensayo. El tiempo total de la simulación de ejecución del barrido de 30 puntos fue de 2778 segundos (46 minutos aprox.), medido mediante las funciones de Matlab tic y toc.

Cada simulación se lanza mediante la función de Matlab sim() y los resultados se recogen en el objeto out, dentro del bloque To Workspace, gracias a la opción de Single simulation output activada en la configuración de Modelling de Simulink. El bloque de Fourier Analysis devuelve el argumento de la señal en el rango $(-\pi, \pi)$ rad, lo que provoca saltos artificiales de 360 grados cuando la fase real supera ese límite (wrapping) y se observa especialmente

en las bajas frecuencias. Para corregirlo, se aplica la función de `unwrap()` a las señales V_{a_arg} e I_{ss_arg} para detectar esos saltos, suma o resta 2π a los valores posteriores al salto y reconstruye la fase continua antes de extraer el valor final. En este código se toma directamente el último valor de la señal para todas las frecuencias, ya que con 20 ciclos de simulación la señal está estabilizada en todos los puntos del barrido.

La corriente de medida utilizada es I_{ss} (fase b), que corresponde al convenio de medida del shunt definido en el diagrama de la norma [2], como se muestra en la Figura 5. En cuanto a las inductancias operacionales Z_d y Z_q , el factor $\frac{1}{2}$ se debe a que las fases a y b están conectadas en serie y el factor 2 de $V_{ab} = 2 * V_a$ se cancelan al ser V_a la tensión fase-neutro (V_{rn}), según se demuestra en la $Z_d(s) = \frac{1}{2} * \frac{2*V_a(s)}{I_{ss}(s)} = \frac{V_a(s)}{I_{ss}(s)}$ (Ecuación 26). La fase se obtiene como la diferencia de argumentos con signo positivo, conforme a la norma [2]

7.3 CÁLCULO DE $Z_d(s)$ Y $L_d(s)$

En este caso, como se muestra en la implementación de Simulink, la señal V_a corresponde a la tensión de fase con respecto al neutro (V_{rn}), no a la tensión total entre los terminales a y b. Dado que $V_{sn} = -V_{rn}$, la tensión total aplicada al circuito serie a-b es:

$$V_{ab} = V_{rn} - V_{sn} = V_a - (-V_a) = 2 * V_a \quad (\text{Ecuación 25})$$

Por tanto, la I_{ss} es la corriente de la fase b, que corresponde al convenio de medida de shunt definido en el diagrama de norma [2] y la expresión queda como:

$$Z_d(s) = \frac{1}{2} * \frac{2*V_a(s)}{I_{ss}(s)} = \frac{V_a(s)}{I_{ss}(s)} \quad (\text{Ecuación 26})$$

Los valores de $Z_d(s)$ obtenidos mediante el barrido de frecuencias simulado en MATLAB/Simulink se recogen en la

f(Hz)	$ Z_d $ (pu)	$\angle Z_d$ (°)
-------	--------------	------------------

0,0010	0,002502	0,83
0,0016	0,002505	1,33
0,0026	0,002512	2,11
0,0042	0,002529	3,31
0,0067	0,002571	4,97
0,0108	0,002656	6,87
0,0174	0,002789	8,33
0,0281	0,002934	8,92
0,0452	0,003042	9,41
0,0728	0,003114	10,95
0,1172	0,003185	14,53
0,1887	0,003314	20,93
0,3039	0,003610	30,61
0,4894	0,004275	42,96
0,7881	0,005638	55,61
1,2690	0,008146	65,90
2,0434	0,012383	72,80
3,2903	0,019116	76,88
5,2983	0,029431	79,49
8,5317	0,045339	81,87
13,7380	0,070733	84,23
22,1220	0,112000	86,12
35,6220	0,179000	87,44
57,3620	0,287360	88,32
92,3670	0,462180	88,93
148,7400	0,743900	89,35
239,5000	1,197700	89,62
385,6600	1,928500	89,79
621,0200	3,105300	89,90
1000,0000	5,000200	89,98

Tabla 4. A partir de estos valores, se calcula la inductancia operacional $L_d(s)$ aplicando la expresión anterior en cada punto del barrido.

f(Hz)	$ Z_d $ (pu)	$\angle Z_d$ (°)
0,0010	0,002502	0,83
0,0016	0,002505	1,33
0,0026	0,002512	2,11
0,0042	0,002529	3,31
0,0067	0,002571	4,97
0,0108	0,002656	6,87
0,0174	0,002789	8,33
0,0281	0,002934	8,92
0,0452	0,003042	9,41
0,0728	0,003114	10,95
0,1172	0,003185	14,53
0,1887	0,003314	20,93
0,3039	0,003610	30,61
0,4894	0,004275	42,96
0,7881	0,005638	55,61
1,2690	0,008146	65,90
2,0434	0,012383	72,80
3,2903	0,019116	76,88
5,2983	0,029431	79,49
8,5317	0,045339	81,87
13,7380	0,070733	84,23
22,1220	0,112000	86,12
35,6220	0,179000	87,44
57,3620	0,287360	88,32
92,3670	0,462180	88,93
148,7400	0,743900	89,35
239,5000	1,197700	89,62

385,6600	1,928500	89,79
621,0200	3,105300	89,90
1000,0000	5,000200	89,98

Tabla 4: Valores de la impedancia operacional $Z_d(s)$ obtenidos mediante simulación SSFR en el eje directo

Los valores de fase obtenidos son positivos, comprendidos entre 0° y 90° , lo cual es coherente con la definición de la norma [2] indicando un comportamiento inductivo.

A partir de los valores obtenidos en el barrido de $Z_d(s)$, se calcula la inductancia operacional $L_d(s)$, aplicando la expresión $Z_d(s) = \frac{1}{2} * \frac{2 * V_a(s)}{I_{ss}(s)} = \frac{V_a(s)}{I_{ss}(s)}$ (Ecuación 26) en cada punto de frecuencia. Los resultados se recogen en la

f(Hz)	$ L_d $ (pu)	$\angle L_d$ ($^\circ$)
0,0010	1,8077	-2,38
0,0016	1,8042	-3,83
0,0026	1,7953	-6,15
0,0042	1,7726	-9,80
0,0067	1,7177	-15,37
0,0108	1,5970	-23,25
0,0174	1,3770	-32,73
0,0281	1,0768	-41,18
0,0452	0,7809	-45,22
0,0728	0,5581	-43,30
0,1172	0,4220	-36,10
0,1887	0,3511	-26,70
0,3039	0,3185	-18,26
0,4894	0,3045	-12,18
0,7881	0,2984	-8,37
1,2690	0,2948	-6,34
2,0434	0,2908	-5,61

3,2903	0,2843	-5,64
5,2983	0,2744	-5,66
8,5317	0,2640	-4,98
13,7380	0,2567	-3,75
22,1220	0,2528	-2,60
35,6220	0,2511	-1,76
57,3620	0,2504	-1,18
92,3670	0,2502	-0,76
148,7400	0,2501	-0,46
239,5000	0,2500	-0,26
385,6600	0,2500	-0,13
621,0200	0,2500	-0,05
1000,0000	0,2500	0,01

Tabla 5. Donde R_a es la resistencia de armadura por fase (0,0025 pu) y $s = jw = j2\pi f$.

$f(\text{Hz})$	$ L_d \text{ (pu)}$	$\angle L_d \text{ (}^\circ\text{)}$
0,0010	1,8077	-2,38
0,0016	1,8042	-3,83
0,0026	1,7953	-6,15
0,0042	1,7726	-9,80
0,0067	1,7177	-15,37
0,0108	1,5970	-23,25
0,0174	1,3770	-32,73
0,0281	1,0768	-41,18
0,0452	0,7809	-45,22
0,0728	0,5581	-43,30
0,1172	0,4220	-36,10
0,1887	0,3511	-26,70
0,3039	0,3185	-18,26
0,4894	0,3045	-12,18
0,7881	0,2984	-8,37

1,2690	0,2948	-6,34
2,0434	0,2908	-5,61
3,2903	0,2843	-5,64
5,2983	0,2744	-5,66
8,5317	0,2640	-4,98
13,7380	0,2567	-3,75
22,1220	0,2528	-2,60
35,6220	0,2511	-1,76
57,3620	0,2504	-1,18
92,3670	0,2502	-0,76
148,7400	0,2501	-0,46
239,5000	0,2500	-0,26
385,6600	0,2500	-0,13
621,0200	0,2500	-0,05
1000,0000	0,2500	0,01

Tabla 5: Valores de la inductancia operacional $L_d(s)$ obtenidos mediante simulación SSFR en el eje de directo

7.4 DIAGRAMAS DE BODE

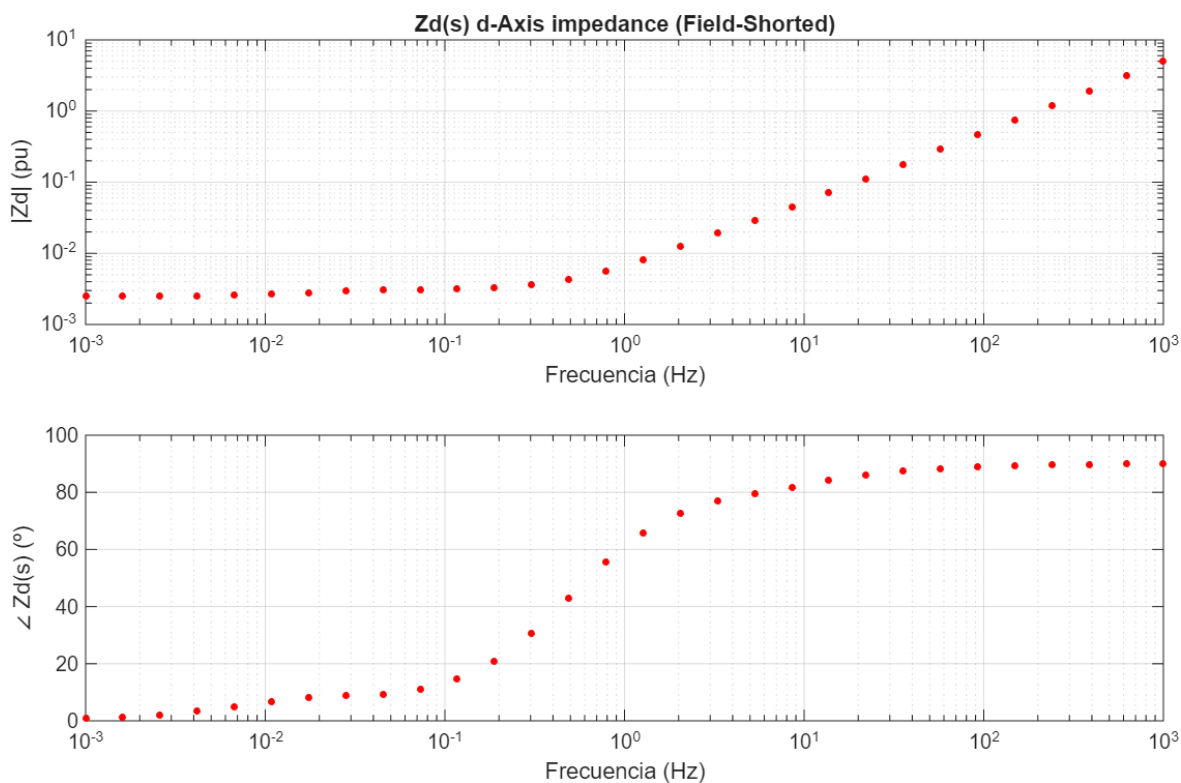


Figura 10: Diagrama de Bode de la Impedancia Operacional $Z_d(s)$ con el devanado de campo en cortocircuito.

En la Figura 10 se observa cómo el módulo parte de valores muy bajos a frecuencias bajas, correspondientes a la resistencia de armadura R_a , y crece con la frecuencia debido al carácter inductivo de la máquina.

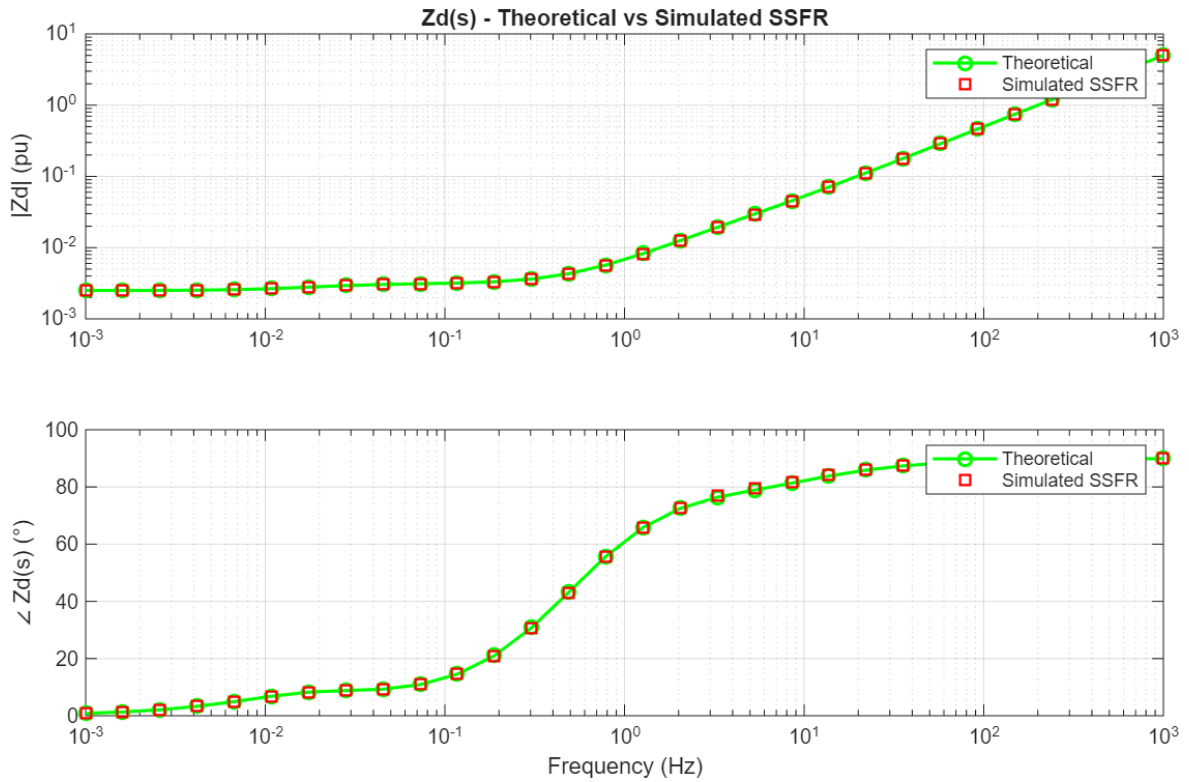


Figura 11: Diagrama de Bode de la impedancia operacional $Z_d(s)$ (valores teóricos vs simulados mediante SSFR)

En la Figura 11 se observa cómo el módulo parte de valores próximos a $R_a = 0,0025$ pu a bajas frecuencias, con argumento cercano a 0° , y crece con la frecuencia debido al carácter inductivo de la máquina, aproximándose a 90° a altas frecuencias.

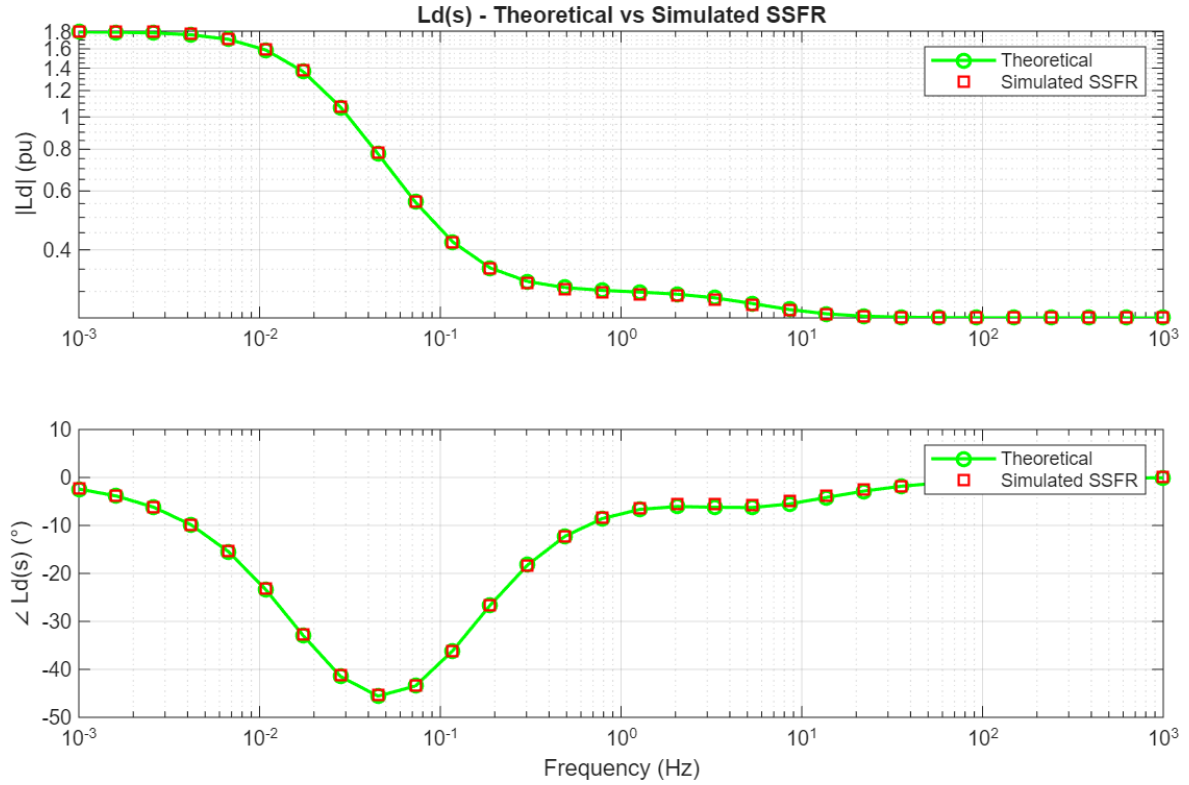


Figura 12: Diagrama de Bode de la impedancia operacional $L_d(s)$ (valores teóricos vs simulados mediante SSFR)

7.5 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA ARMADURA-CAMPO

Además de la impedancia operacional $Z_d(s)$, el ensayo del eje directo permite obtener simultáneamente una segunda función de transferencia: la relación entre la corriente de campo y la corriente de armadura con el devanado de campo en cortocircuito, definida en la norma [2] como:

$$s * G(s) = \left. \frac{\Delta i_{fd}(s)}{\Delta i_d(s)} \right|_{\Delta e_{fd}=0} \quad (\text{Ecuación 27})$$

Esta expresión puede medirse en el mismo ensayo que $Z_d(s)$ sin modificar el circuito, lo que supone una ventaja práctica. A partir de $s * G(s)$ se obtiene $G(s)$ dividiendo entre s .

Analíticamente, $G(s)$ puede expresarse en función de los parámetros del devanado amortiguador del eje directo según [7] como:

$$G(s) = G_0 * \frac{1+s*T_{kd}}{(1+s*T'_{d0})*(1+s*T''_{d0})} = 0,0303 * \frac{1+s*0.01503}{(1+s*8)*(1+s*0.03)} \quad (\text{Ecuación 28})$$

Donde $T_{kd} = \frac{L_{kd}}{r_{kd}}$ es la constante de tiempo del devanado amortiguador en unitarias, pero para pasar a segundos hay que dividir por w_{red} , y $G_0 = G(0)$ es la ganancia estática de la función de transferencia que se define como el valor de la función de transferencia cuando la frecuencia tiende a 0 Hz, obtenido directamente de la simulación a $f=0,001$ Hz como:

$$G_0 = \left. \frac{i_{fd,mod}}{i_{d,mod}} \right|_{f=0,001Hz} \quad (\text{Ecuación 29})$$

A continuación, se muestran los diagramas de Bode de $s*G(s)$ y $G(s)$ obtenidos de los parámetros de la Tabla 1. El valor de $G_0=0,0527$ pu se obtiene directamente de la simulación a $f=0,001$ Hz como el cociente entre la corriente de campo y la corriente de armadura. La constante de tiempo del devanado amortiguador equivale a: $T_{kd} = \frac{L_{kd}}{r_{kd}*w_{red}} = 0,01503s$, calculada a partir de los parámetros del circuito equivalente. Las constantes de tiempo del eje directo son $T'_{d0}=8s$ y $T''_{d0}=0,03s$, tomadas directamente de la fuente de Kundur [3].

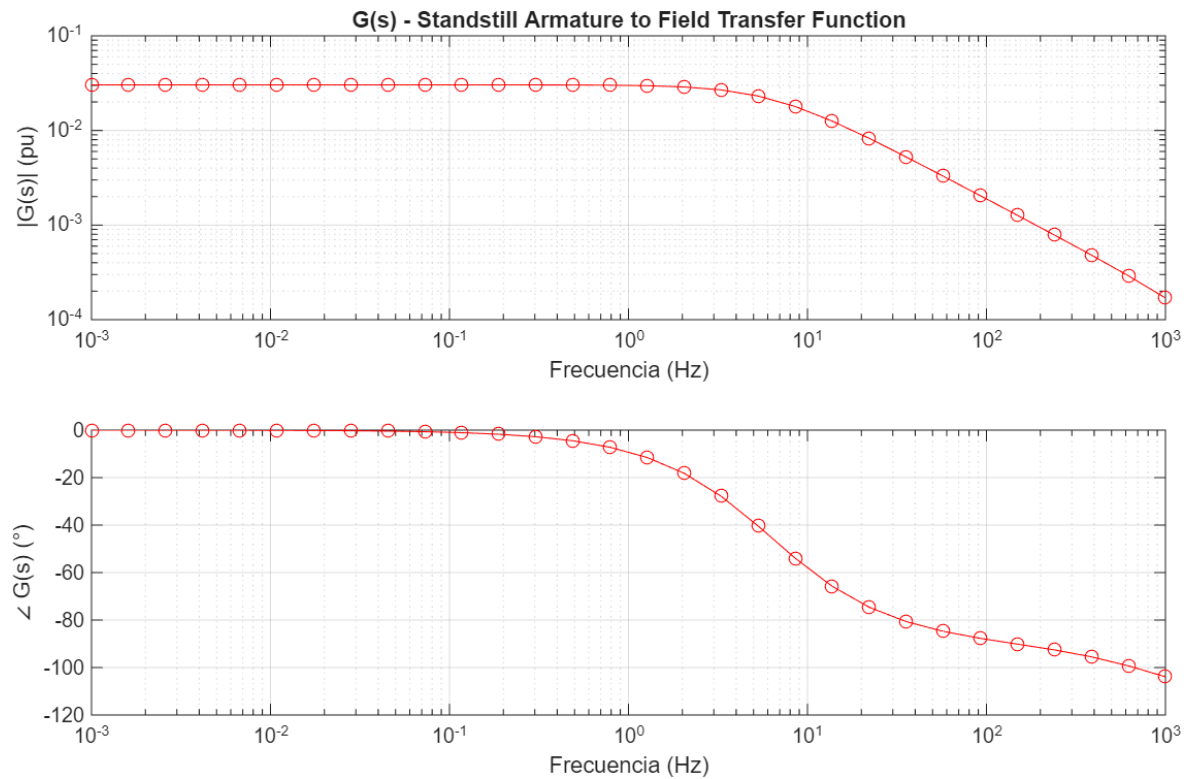


Figura 13: Diagrama de Bode de $G(s)$ – Función de transferencia armadura-campo (eje directo)

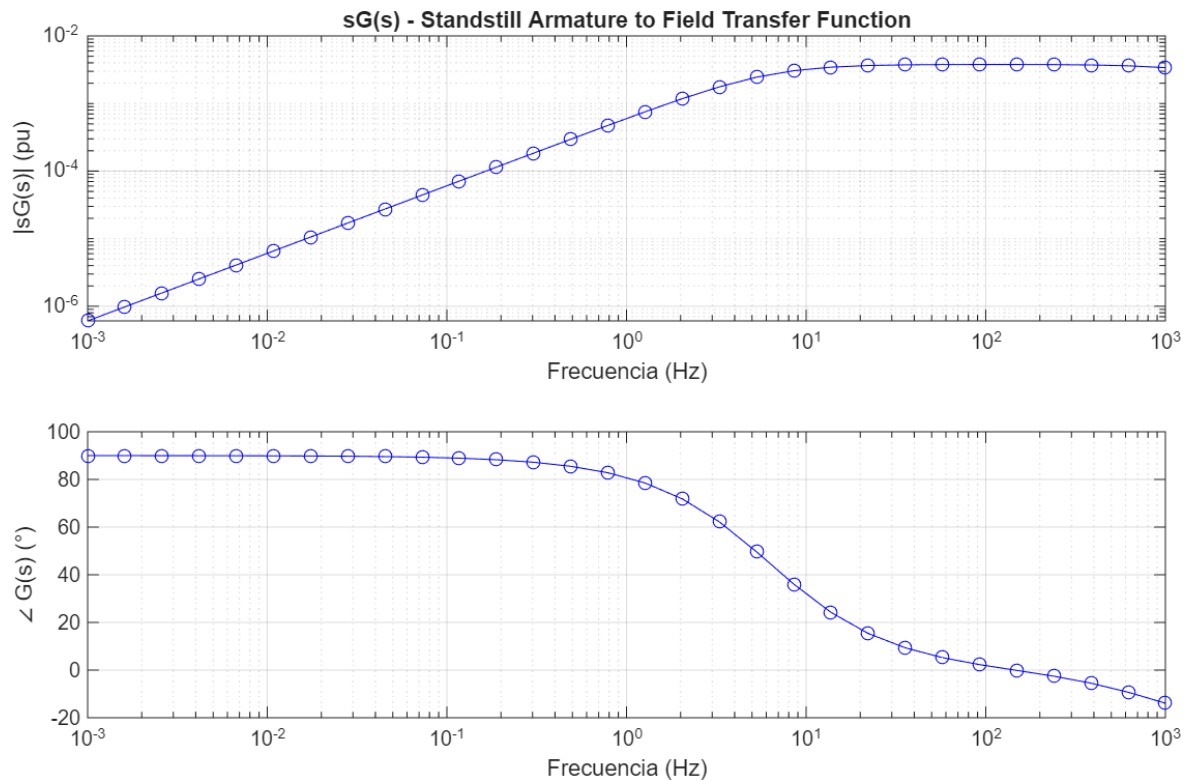


Figura 14: Diagrama de Bode de $s \cdot G(s)$ – Función de transferencia armadura-campo (eje directo)

Capítulo 8. IMPLEMENTACIÓN DEL ENSAYO SSFR:

EJE DE CUADRATURA

8.1 CIRCUITO DE MEDIDA $Z_q(s)$

El ensayo en el eje de cuadratura se realiza con el mismo circuito de medida que el eje directo, como la Figura 9, pero con el rotor posicionado en un ángulo diferente.

8.2 BARRIDO DE FRECUENCIAS CON $SIM()$

El barrido de frecuencias para el eje en cuadratura se realiza de forma análoga al eje directo, utilizando el mismo código y circuito de medida. Los únicos cambios respecto al procedimiento descrito en la sección 7.2 son los siguientes:

En primer lugar, según la norma [2], el rotor se posiciona de forma que el eje de cuadratura quede alineado con el devanado de armadura, asignando al eje directo una $\theta_{pos} = \frac{5\pi}{6}$ (150°) en el código de inicialización. Al inicio del código se modifica este parámetro como se demuestra en el Capítulo 6.

En segundo lugar, los resultados se guardan en un archivo independiente resultados_barrido_q para no sobrescribir los del eje directo. El resto de los parámetros del barrido, ya sean el vector de frecuencias, criterio de t_{sim} , paso t_{step} , señal de corriente IsS, la corrección del paso de simulación y aplicación de unwrap se mantienen idénticos al eje directo.

8.3 CÁLCULO DE $Z_q(s)$ Y $L_q(s)$

De forma análoga al eje directo, la impedancia operacional del eje de cuadratura se calcula como:

$$Z_q(s) = \frac{1}{2} * \frac{V_{ab}(s)}{I_{ss}(s)} \quad \text{Ecuación 30}$$

De forma análoga al eje directo, en la implementación en Simulink Va corresponde a la tensión de fase a con respecto al neutro (V_{rn}). La tensión total entre terminales a y b es Vab y tiene la misma relación demostrada en $V_{ab} = V_{rn} - V_{sn} = V_a - (-V_a) = 2 * V_a$ (Ecuación 25), por lo que la expresión Z_q en la simulación queda como:

$$Z_q(s) = \frac{1}{2} * \frac{2*V_a(s)}{I_{ss}(s)} = \frac{V_a(s)}{I_{ss}(s)} \quad \text{Ecuación 31}$$

A partir de $Z_q(s)$ se obtiene la inductancia operacional $L_q(s)$ según la expresión recogida en la norma [2] demostrada en $L_q(s) = \frac{Z_q(s) - R_a}{s}$ (Ecuación 7). Donde R_a es la resistencia de armadura por fase (0,0025 pu) y $s = j\omega = j2\pi f$.

Los valores de $Z_q(s)$ obtenidos mediante el barrido de frecuencias simulado en MATLAB/Simulink se recogen en la

f(Hz)	$ Z_q $ (pu)	$\angle Z_q$ (°)
0,0010	0,002500	0,78
0,0016	0,002501	1,26
0,0026	0,002502	2,03
0,0042	0,002506	3,27
0,0067	0,002515	5,24
0,0108	0,002538	8,38
0,0174	0,002596	13,24
0,0281	0,002741	20,35
0,0452	0,003079	29,51
0,0728	0,003785	38,74

0,1172	0,005044	44,83
0,1887	0,006874	45,85
0,3039	0,008954	43,13
0,4894	0,010860	40,54
0,7881	0,012718	41,51
1,2690	0,015338	46,41
2,0434	0,019780	52,73
3,2903	0,026789	57,95
5,2983	0,036745	62,35
8,5317	0,051197	67,66
13,7380	0,074507	73,75
22,1220	0,113660	79,14
35,6220	0,178620	83,07
57,3620	0,284760	85,66
92,3670	0,456730	87,28
148,7400	0,734340	88,30
239,5000	1,181800	88,94
385,6600	1,902600	89,31
621,0200	3,063500	89,53
1000,0000	4,932800	89,69

Tabla 6.

f(Hz)	$ Z_q $ (pu)	$\angle Z_q$ (°)
0,0010	0,002500	0,78
0,0016	0,002501	1,26
0,0026	0,002502	2,03
0,0042	0,002506	3,27
0,0067	0,002515	5,24
0,0108	0,002538	8,38
0,0174	0,002596	13,24
0,0281	0,002741	20,35

0,0452	0,003079	29,51
0,0728	0,003785	38,74
0,1172	0,005044	44,83
0,1887	0,006874	45,85
0,3039	0,008954	43,13
0,4894	0,010860	40,54
0,7881	0,012718	41,51
1,2690	0,015338	46,41
2,0434	0,019780	52,73
3,2903	0,026789	57,95
5,2983	0,036745	62,35
8,5317	0,051197	67,66
13,7380	0,074507	73,75
22,1220	0,113660	79,14
35,6220	0,178620	83,07
57,3620	0,284760	85,66
92,3670	0,456730	87,28
148,7400	0,734340	88,30
239,5000	1,181800	88,94
385,6600	1,902600	89,31
621,0200	3,063500	89,53
1000,0000	4,932800	89,69

Tabla 6: Valores de la inductancia operacional $Z_q(s)$ obtenidos mediante simulación SSFR en el eje de cuadratura

Los resultados de la impedancia operacional simulados en Simulink explicados anteriormente se recogen en la Tabla 7.

f(Hz)	$ L_q $ (pu)	$\angle L_q$ (°)
0,0010	1,7100	-0,15
0,0016	1,7099	-0,24

0,0026	1,7099	-0,39
0,0042	1,7098	-0,63
0,0067	1,7095	-1,01
0,0108	1,7088	-1,62
0,0174	1,7070	-2,61
0,0281	1,7023	-4,19
0,0452	1,6893	-6,74
0,0728	1,6563	-10,81
0,1172	1,5849	-16,85
0,1887	1,4404	-24,89
0,3039	1,2062	-33,39
0,4894	0,9304	-39,18
0,7881	0,6962	-39,80
1,2690	0,5412	-36,01
2,0434	0,4496	-31,05
3,2903	0,3883	-27,30
5,2983	0,3365	-24,09
8,5317	0,2948	-19,70
13,7380	0,2688	-14,38
22,1220	0,2559	-9,62
35,6220	0,2503	-6,13
57,3620	0,2481	-3,84
92,3670	0,2472	-2,41
148,7400	0,2468	-1,50
239,5000	0,2467	-0,94
385,6600	0,2467	-0,62
621,0200	0,2467	-0,42

Tabla 7: Valores de la inductancia operacional $L_q(s)$ obtenidos mediante simulación SSFR en el eje de cuadratura

Como se observa en la tabla anterior, a bajas frecuencias, el módulo tiende a 1,7 pu, igual a $l_q=1,70$ pu. A diferencia del eje directo, L_q decrece más rápidamente con la frecuencia, coherente con las constantes de tiempo siendo más pequeñas del eje de cuadratura ($T'_{q0} = 0.4s$ vs $T'_{d0} = 8.0s$) que del eje directo. El comportamiento del ángulo es análogo al eje directo.

8.4 DIAGRAMAS DE BODE

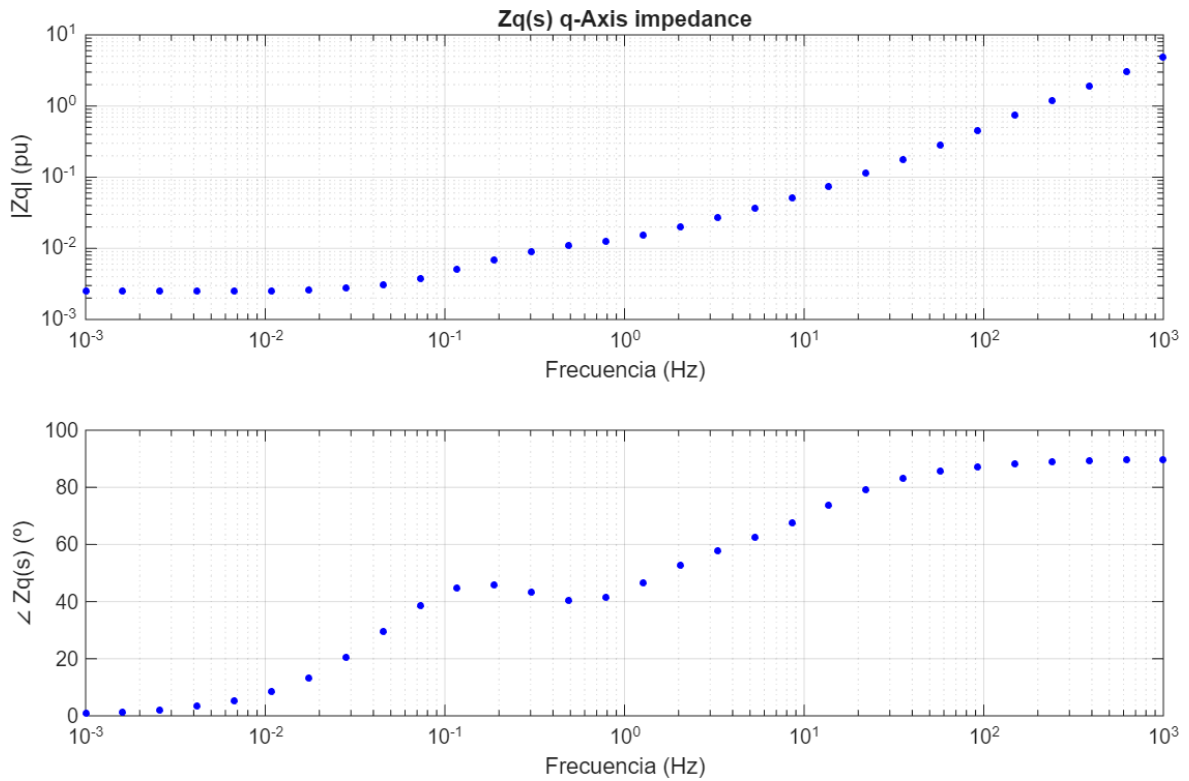


Figura 15: Diagrama de Bode de la Impedancia Operacional $Z_q(s)$ con el devanado de campo en cortocircuito.

Comparando los resultados de ambos ejes, se observa que a frecuencias intermedias $Z_q < Z_d$, coherente con el modelo, ya que los parámetros son $L_q = 1,70$ pu $< L_d = 1,80$ pu.

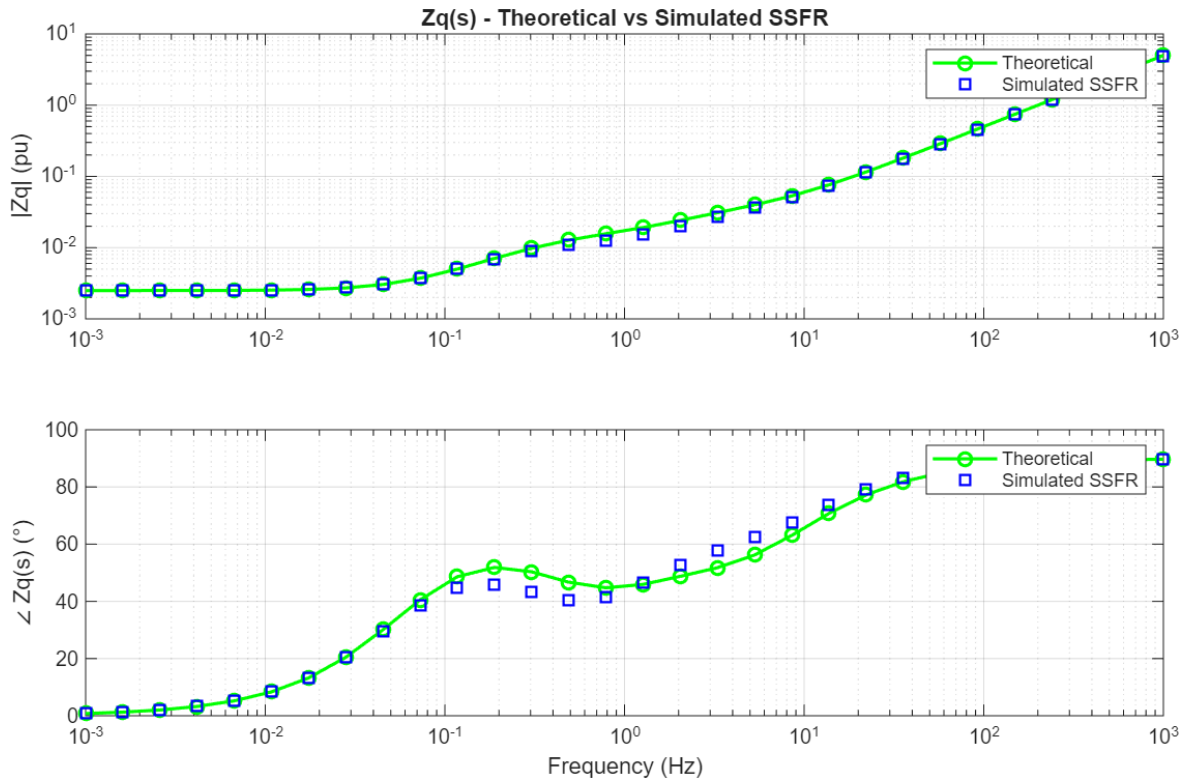


Figura 16: Diagrama de Bode de la impedancia operacional $Z_q(s)$ (valores teóricos vs simulados mediante SSFR)

De forma análoga al eje directo, en la Figura 16 se observa cómo el módulo de Z_q parte de valores próximos a $R_a=0,0025$ pu a bajas frecuencias con argumento cercano a 0° , y crece con la frecuencia aproximándose a 90° a altas frecuencias, confirmando el comportamiento inductivo.

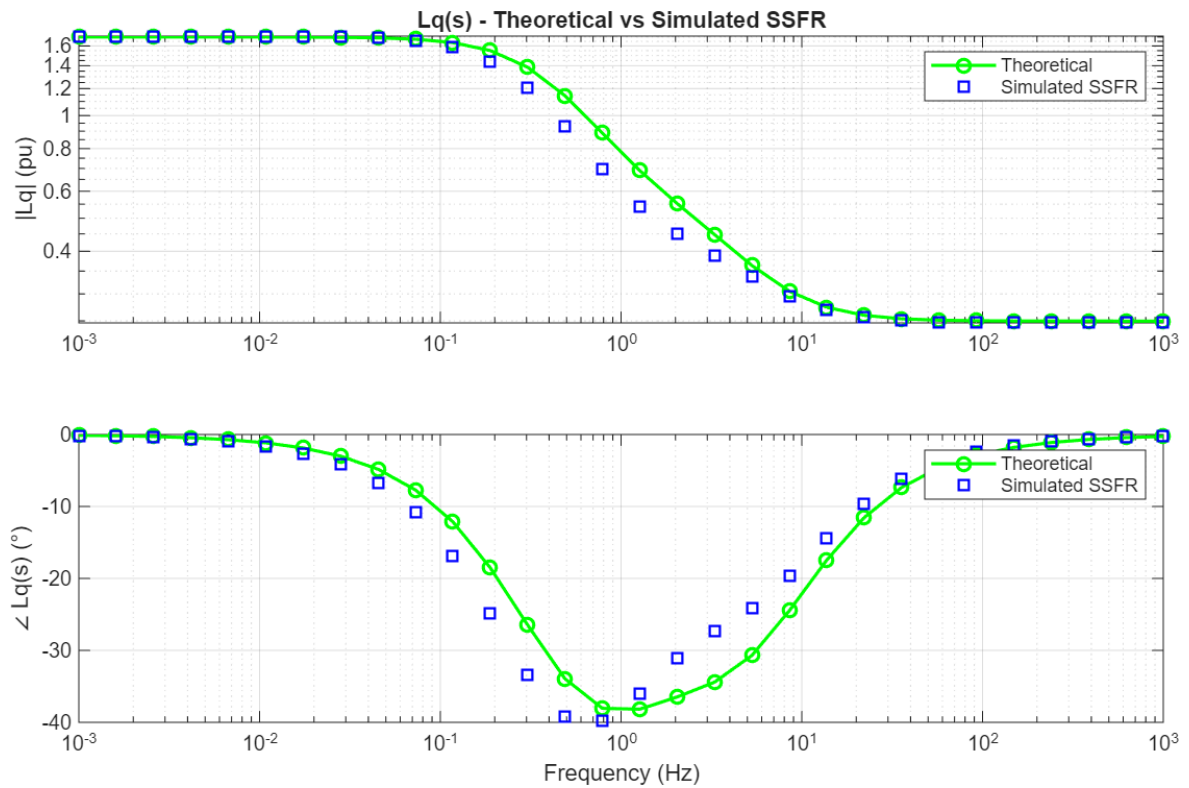


Figura 17: Diagrama de Bode de la inductancia operacional $L_q(s)$ (valores teóricos vs simulados mediante SSFR)

Capítulo 9. IDENTIFICACIÓN DE PARÁMETROS

9.1 PARÁMETROS TEÓRICOS

A partir de las medidas simuladas de respuesta en frecuencia obtenidas en el ensayo SSFR, es posible identificar los parámetros del circuito equivalente del generador síncrono. La resistencia de armadura R_a se obtiene directamente como el límite de la impedancia operacional cuando la frecuencia tiende a cero como se muestra en la siguiente ecuación:

$$R_a = \lim_{s \rightarrow 0} Z_d(s) \quad (\text{Ecuación 5}).$$

Las inductancias operacionales en ambos ejes se expresan en función de las constantes de tiempo transitorias y subtransitorias como:

$$L_d(s) = L_d * \frac{(1+sT'_d)*(1+sT''_d)}{(1+sT'_{d0})*(1+sT''_{d0})} \quad (\text{Ecuación 32})$$

$$L_q(s) = L_q * \frac{(1+sT'_q)*(1+sT''_q)}{(1+sT'_{q0})*(1+sT''_{q0})} \quad (\text{Ecuación 33})$$

Donde $T'_d, T''_d, T'_{d0}, T''_{d0}$ son las constantes de tiempo transitoria y subtransitoria de cortocircuito y de circuito abierto en el eje directo, respectivamente, y de forma análoga en el eje de cuadratura. La identificación de estas constantes de tiempo a partir de la respuesta en frecuencia medida se realiza mediante el método de mínimos cuadrados lineales descrito en la sección 9.2.

Conviene remarcar que estas constantes de tiempo, junto con las reactancias e inductancias del circuito equivalente, constituyen precisamente los parámetros que requieren los estudios dinámicos de la red eléctrica. Son los datos de entrada de los modelos de máquina síncrona empleados en los análisis de estabilidad transitoria y de pequeña señal de sistema de potencia. En los que se estudia la respuesta del generador ante perturbaciones como

cortocircuitos variaciones bruscas de carga u oscilaciones eléctricas. Por tanto, es importante identificarlas con la mayor precisión posible.

A partir de los parámetros recogidos en la Tabla 1, se calculan analíticamente las inductancias operacionales $L_d(s)$ y $L_q(s)$ y las impedancias operacionales se calculan mediante las expresiones en la sección 2.2 evaluadas en cada frecuencia del barrido. Los resultados se recogen en la Tabla 5 y en la Tabla 7.

9.2 MÉTODO DE MÍNIMOS CUADRADOS LINEALES (LLS) (EMPÍRICO)

A lo largo de este proyecto se distinguen tres niveles de parámetros del generador síncrono. Los parámetros teóricos son los tomados directamente de la Tabla 1. Y, los parámetros empíricos son los identificados mediante el método de mínimos cuadrados lineales (LLS) simulado en MATLAB/Simulink a partir de la respuesta en frecuencia.

Para identificar las constantes de tiempo a partir de la respuesta en frecuencia obtenida en el ensayo SSFR, se aplica el método de mínimos cuadrados lineales (Linear Least Squares, LLS) propuesto por Henschel y Dommel en [15]. Este método permite linealizar el problema de identificación mediante un cambio de variable, evitando la necesidad de métodos iterativos que pueden presentar problemas de convergencia.

El punto de partida es la expresión de la inductancia operacional en función de la frecuencia.

Evaluando la ecuación $L_d(s) = L_d * \frac{(1+sT'_d)(1+sT''_d)}{(1+sT'_{d0})(1+sT''_{d0})}$ (Ecuación 32) en $s = j\omega_i$, donde

ω_i es la frecuencia angular de cada punto del barrido, y separando parte real e imaginaria se definen:

$$X_i = \text{Re}\{L(jw_i)\} \quad (\text{Ecuación 34})$$

$$Y_i = \text{Im}\{L(jw_i)\} \quad (\text{Ecuación 35})$$

Donde X_i e Y_i son la parte real e imaginaria de la inductancia operacional medida a cada frecuencia w_i . Operando algebraicamente sobre la expresión de $L(jw_i)$ se obtiene la siguiente relación por cada punto de frecuencia:

$$[(1 - w_i^2 * T_3 * T_4) + jw_i * (T_3 + T_4)] * (X_i + jY_i) = L * [(1 - w_i^2 * T_1 * T_2) + jw_i * (T_1 + T_2)] \quad (\text{Ecuación 36})$$

Esta expresión es no lineal en los parámetros L, T_1, T_2, T_3 y T_4 . Para linealizarla, se introduce el siguiente cambio de variable:

$$\theta_1 = L \quad (\text{Ecuación 37})$$

$$\theta_2 = L * (T_1 + T_2) \quad (\text{Ecuación 38})$$

$$\theta_3 = L * T_1 * T_2 \quad (\text{Ecuación 39})$$

$$\theta_4 = L * (T_3 + T_4) \quad (\text{Ecuación 40})$$

$$\theta_5 = L * T_3 * T_4 \quad (\text{Ecuación 41})$$

Con este cambio de variable, el problema se vuelve lineal en los nuevos parámetros $\theta_1 \dots \theta_5$.

Para cada frecuencia w_i , la ecuación puede escribirse en forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & -w_i^2 & w_i * Y_i & w_i^2 * X_i \\ 0 & w_i & 0 & -w_i * X_i & w_i^2 * Y_i \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \\ \theta_4 \\ \theta_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_i \\ Y_i \end{bmatrix} \quad (\text{Ecuación 42})$$

Repitiendo este proceso para cada uno de los N puntos de frecuencia del barrido, y apilando todas las ecuaciones, se obtiene un sistema sobredeterminado ($N \gg 5$ ecuaciones, 5 incógnitas):

$$[A] * [\theta] = [b] \quad (\text{Ecuación 43})$$

Este sistema no tiene solución exacta, pero puede resolverse en el sentido de mínimos cuadrados mediante la pseudoinversa:

$$\theta = ([A]^T * [A])^{-1} * [A]^T * [b] \quad (\text{Ecuación 44})$$

La solución obtenida minimiza el error cuadrático medio entre la inductancia operacional medida y la calculada con el modelo paramétrico. Según la teoría, cuanto mayor sea el número de puntos de frecuencia N utilizado en el barrido, más robusto será el ajuste frente al ruido en las medidas. Pero en el caso de este proyecto los resultados no han cambiado usando 30 o 1000 puntos.

9.3 OBTENCIÓN DE PARÁMETROS

Una vez obtenido el vector θ , los parámetros del circuito equivalente se recuperan de la siguiente manera. La inductancia síncrona se obtiene directamente igualando a θ_1 :

$$\theta_1 = L \quad (\text{Ecuación 37})$$

Las constantes de tiempo de cortocircuito T_1 y T_2 (que corresponden a T'_d y T''_d en el eje directo), se obtienen como las raíces del polinomio de segundo grado:

$$T_{1,2} = \frac{\theta_2 \pm \sqrt{\theta_2^2 - 4 * \theta_1 * \theta_3}}{2 * \theta_1} \quad (\text{Ecuación 45})$$

Y las constantes de tiempo de circuito abierto T_3 y T_4 (que corresponden a T'_{d0} y T''_{d0} en el eje directo):

$$T_{3,4} = \frac{\theta_4 \pm \sqrt{\theta_4^2 - 4 * \theta_5}}{2} \quad (\text{Ecuación 46})$$

Los resultados sin ponderar obtenidos tras la aplicación del método se presentan en la sección 9.4, una vez completado el barrido de frecuencias.

9.4 TABLA COMPARATIVA

Una vez aplicado el método LLS a los datos de respuesta en frecuencia obtenidos en el ensayo SSFR, los parámetros identificados se comparan con los valores teóricos de referencia de la Tabla 1 (sección 5.1). La Tabla 8 recoge esta comparación para ambos ejes.

Parámetro	Teórico	LLS
$L_d(pu)$	1,8000	0,9383
$T'_d(s)$	1,3333	0,1149
$T''_d(s)$	0,0250	-0,000
$T'_{d0}(s)$	8,0000	0,4595
$T'''_{d0}(s)$	0,0300	-0,000
$L_q(pu)$	1,7000	1,5410
$T'_{q0}(s)$	0,1294	0,0378
$T''_q(s)$	0,0227	0,0001
$T'_{q0}(s)$	0,4000	0,1530
$T''_{q0}(s)$	0,0500	0,0001

Tabla 8: Comparación de parámetros identificados del generador síncrono: valores teóricos de Kundur y resultados del método LLS sin ponderar

Los resultados de la Tabla 8 son claramente deficientes: la inductancia síncrona del eje directo se identifica en 0,9383 pu frente a los 1,8 pu de referencia, y las constantes de tiempo subtransitorias y de circuito abierto colapsan a valores nulos o negativos, sin sentido físico. El origen de este comportamiento está en la propia formulación del método. El LLS de Henschel ajusta la ecuación de la inductancia operacional multiplicada por su denominador, cuyo módulo crece con w^2 . Como consecuencia, el coste de mínimos cuadrados queda dominado por las frecuencias altas, y la información de las bajas frecuencias (precisamente donde quedan determinadas las constantes de tiempo lentas $T'_{d0}(s)$ y $T'''_{d0}(s)$) pierde peso

en el ajuste. El resultado es una identificación sesgada hacia las frecuencias altas que no recupera correctamente los polos lentos.

Conviene señalar que este sesgo no procede de un error de simulación. Para verificarlo, se reconstruyó la inductancia operacional con los valores exactos de Kundur y se comparó con los datos simulados del barrido, obteniéndose un error

medio del 0,6%. Esto confirma que la respuesta en frecuencia simulada es correcta y que la discrepancia se debe al método de ajuste.

9.5 PONDERACIÓN ITERATIVA [4]

Para corregir este sesgo en frecuencia de LLS sin ponderar, se aplica el método de ponderación iterativa de Sanathanan y Koerner (SK) [4]. Consiste en repetir el ajuste por mínimos cuadrados varias veces, dividiendo en cada iteración cada ecuación por el módulo del denominador obtenido en la iteración anterior. De este modo se compensa el crecimiento del denominador con la frecuencia y todas las frecuencias del barrido contribuyen de forma equilibrada al ajuste. En la primera iteración el denominador se inicializa a la unidad, lo que equivale al LLS sin ponderar; en las siguientes, el peso de cada punto es el inverso del módulo del denominador previo.

Los parámetros identificados con el método LLS+SK se recogen en la Tabla 9.

Parámetro	Teórico	LLS
$L_d(pu)$	1,8000	1,8072
$T'_d(s)$	1,3333	1,3096
$T''_d(s)$	0,0250	0,0253
$T'_{d0}(s)$	8,0000	4,3815
$T''_{d0}(s)$	0,0300	0,0302

$L_q(pu)$	1,7000	1,7072
$T'_{q0}(s)$	0,1294	0,1369
$T''_{q0}(s)$	0,0227	0,0210
$T'_{d0}(s)$	0,4000	0,3085
$T''_{d0}(s)$	0,0500	0,0377

Tabla 9: Comparación de parámetros identificados del generador síncrono: valores teóricos de Kundur y resultados del método LLS con ponderación

La ponderación iterativa mejora de forma notable los resultados como se puede apreciar anteriormente respecto al LLS sin ponderar. La única constante que no se identifica con precisión es la transitoria del circuito abierto del eje directo T'_{d0} , que resulta de 4,3815 frente a los 8,0000 teóricos. Esta limitación es coherente con el propio Henschel en [15]: el polo lento asociado a T'_{d0} es más débil en los datos de respuesta en frecuencia, y su identificación precisa exigiría un barrido con muchos más puntos en la zona de baja frecuencia. Se trata de una limitación basada en la respuesta en frecuencia para los polos más lentos.

Los parámetros del eje directo presentan una buena concordancia con los valores teóricos de referencia. Los mayores errores se concentran en las constantes de tiempo del eje de cuadratura, especialmente T'_{q0} y T''_{q0} . Este resultado es coherente con lo señalado en el documento de suplementos de Dandeno [11], donde se indica que la discrepancia entre los parámetros definidos analíticamente y los obtenidos del circuito equivalente es más pronunciada en el eje de cuadratura. Esto ocurre debido a que el ratio entre las resistencias de los dos devanados equivalentes es significativamente menor que en el eje directo.

Asimismo, Berdin et al. [16] también explica que las mayores desviaciones en la identificación de parámetros mediante métodos basados en respuesta en frecuencia corresponden sistemáticamente a las constantes de tiempo del eje de cuadratura.

Por ello, se adopta el método LLS+SK como método de identificación definitivo, manteniéndose la comparación con el LLS sin ponderar para evidenciar la mejora aportada por la ponderación iterativa.

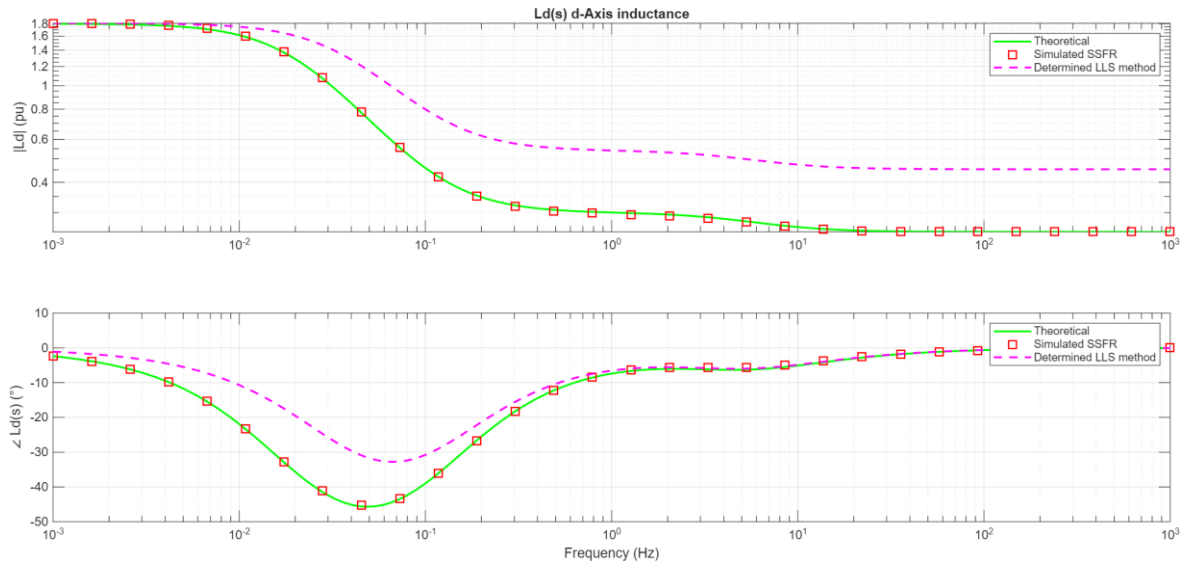


Figura 18: Inductancia operacional del eje directo $L_d(s)$. Comparación del modelo teórico, medidas simuladas con SSFR y modelo empírico con LLS.

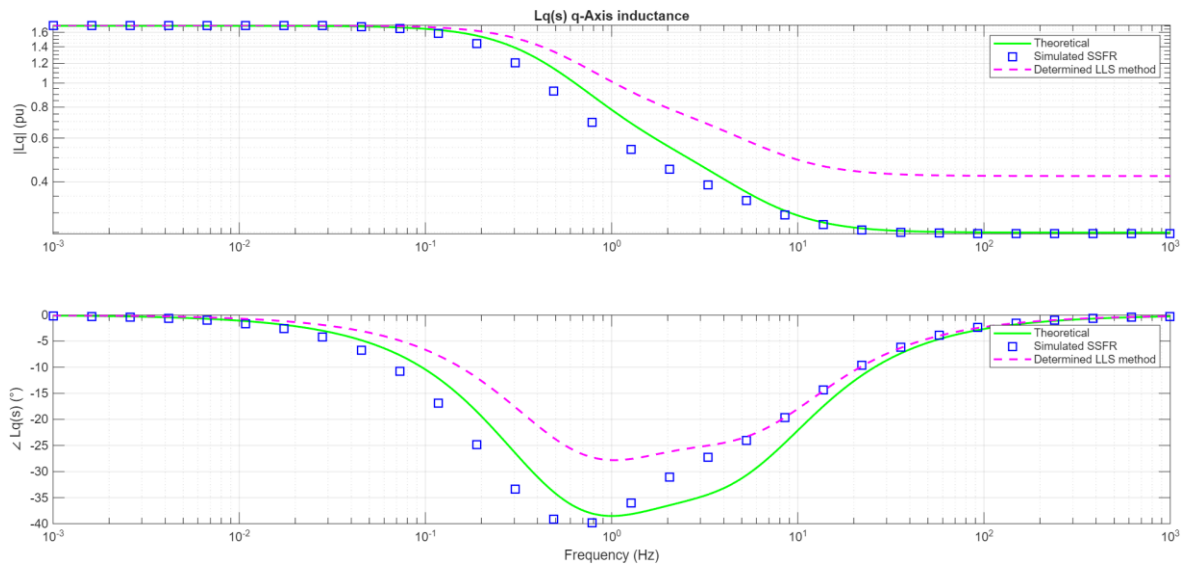


Figura 19: Inductancia operacional del eje de cuadratura $L_q(s)$. Comparación del modelo teórico, medidas simuladas y modelo empírico.

Capítulo 10. TÉCNICA PRBS

10.1 FUNCIONAMIENTO

La técnica PRBS (Pseudo-Random Binary Sequence) es un método alternativo al barrido de punto a punto por ensayo del ensayo SSFR. A diferencia del SSFR, que inyecta una señal sinusoidal a una única frecuencia por simulación y repite el proceso para cada punto del barrido, el PRBS inyecta las frecuencias simultáneamente en una sola simulación. La señal es una secuencia binaria pseudoaleatoria que, por su naturaleza, tiene un espectro plano y cubre todas las frecuencias a la vez. La respuesta en frecuencia se extrae posteriormente mediante el bloque de Fourier Analysis de Simulink.

La principal ventaja frente al SSFR es la reducción del tiempo de ensayo: en lugar de lanzar una simulación para cada frecuencia de barrido, basta con una única simulación para obtener la respuesta en todo el rango. Este ahorro es tanto mayor cuanto más bajas son las frecuencias del barrido; en una banda alta y estrecha la ventaja desaparece.

10.2 IMPLEMENTACIÓN EN SIMULINK

La implementación se realiza sobre el modelo de Simulink PRBSSigGenForOfflineFREDataLogging.slx, disponible en la librería de MathWorks a partir de R2024a. De este modelo se toma el bloque PRBS Signal Generator y se conecta su salida en el modelo de medida al estátor del generador y a un bloque Fourier Analysis que extrae el módulo y argumento de las señales V_a y corriente I_{SS} a las frecuencias elegidas.

Cabe señalar que no se ha incorporado ningún filtro antes del bloque Fourier Analysis. En un ensayo sobre una máquina real, las señales de tensión y corriente medidas llevarían asociado el ruido de los sensores, del amplificador y del entorno. En ese caso, sí sería recomendable un filtrado previo para no degradar la estimación de la respuesta en frecuencia. Sin embargo, en este trabajo el ensayo se reproduce por simulación, ante la falta de

disponibilidad de una máquina física, por lo que las señales están libres de ruido y el filtro no resulta necesario. La simulación cumple precisamente la función de validar metodología y detectar posibles problemas antes de llevar el ensayo a un montaje real.

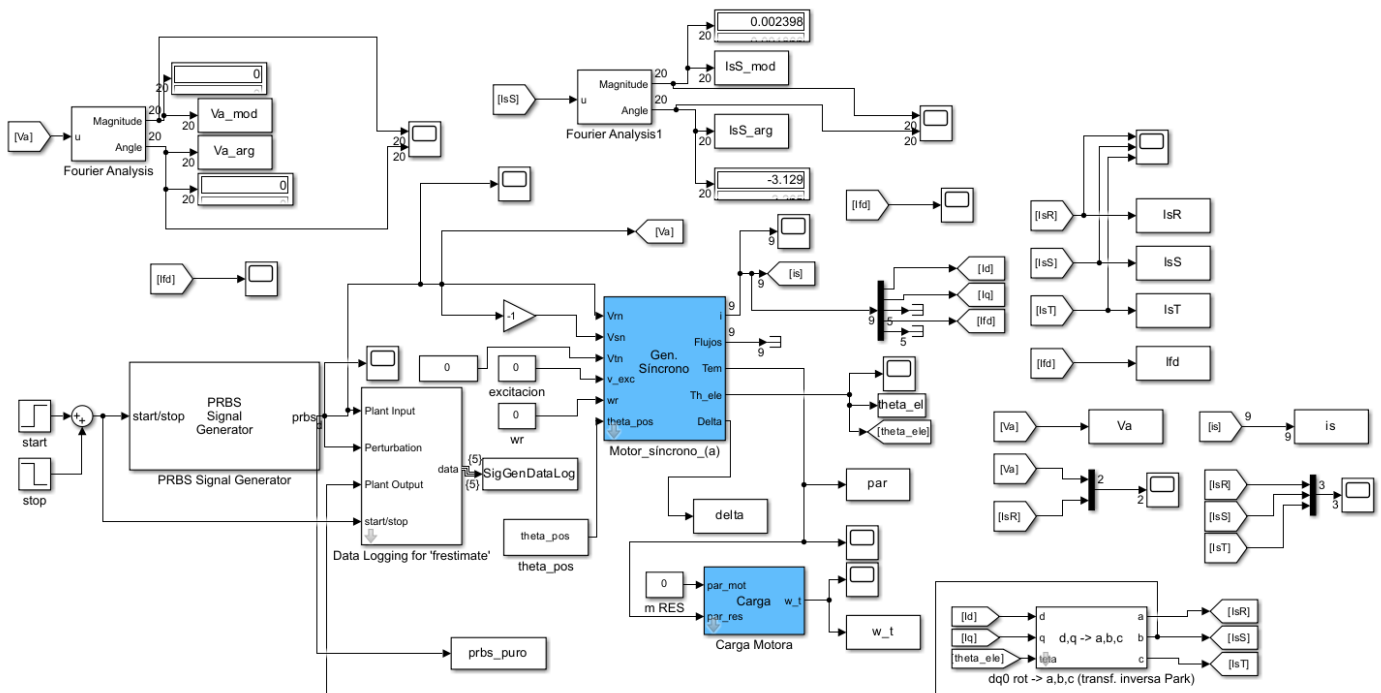


Figura 20: Modelo de Simulink aplicando la PRBS a la identificación de parámetros

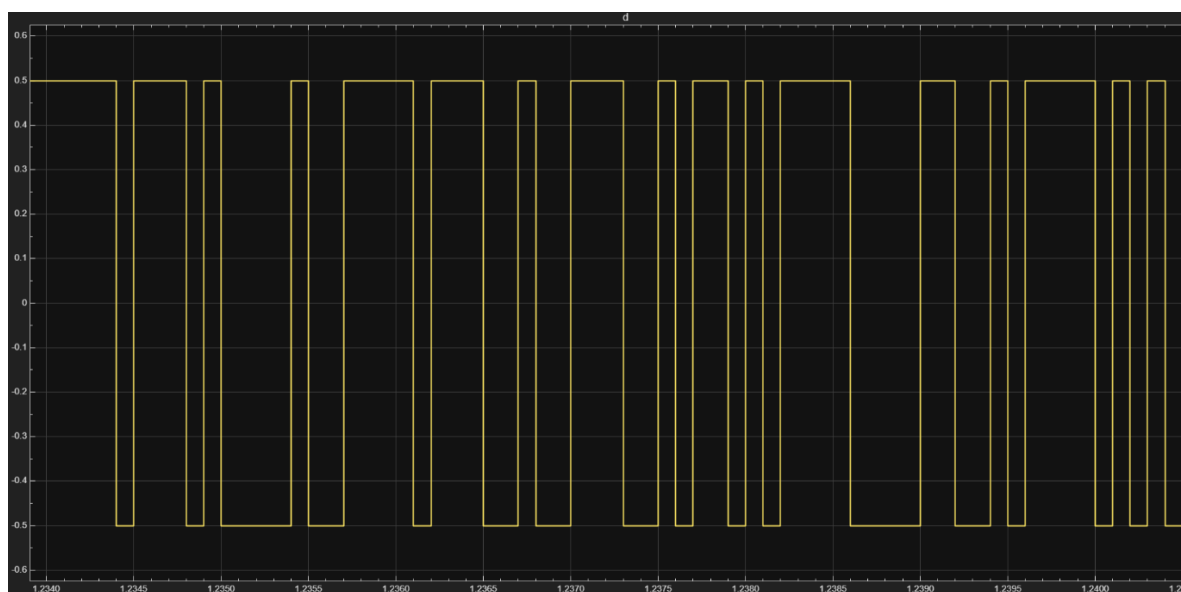


Figura 21: Señal PRBS en el eje directo

El rango de frecuencias usado es de 10 Hz a 1000 Hz, con 20 puntos ($\text{logspace}(1,3,20)$). No se ha llegado a las frecuencias bajas ya que el tiempo de simulación aumenta considerablemente a medida que descende la frecuencia, y el plazo disponible no permitía ampliar el barrido. Esta limitación se desarrolla en el apartado 10.4.

Los parámetros de configuración clave son:

1. $T_s = 1 * 10^{-4}$: paso de muestreo fijo. Se reduce respecto al valor inicial para mejorar la resolución temporal en alta frecuencia. A 1000 Hz (la frecuencia más alta del barrido) el periodo de la señal es de 1 ms, por lo que con este paso se obtienen 10 muestras por periodo. Un paso más fino mejora la resolución temporal de las componentes de alta frecuencia y la estimación de su fase.
2. *Start time* > 0: El inicio de la inyección de la PRBS que se fija en 1 s (debe ser estrictamente mayor que 0 para la correcta inicialización del bloque). La simulación se extiende hasta stop time de 15 s, suficiente para cubrir la secuencia completa, que termina en torno a 14,1 s.
3. *Number of periods* = 2.
4. *Frecuencias de ensayo*: se definen mediante la variable *w* en el Simulink directamente.
5. *Variable step*: solver de paso variable
6. *Signal lenght* = 13,1069: duración total de la secuencia PRBS generada. Este valor lo fija la configuración del propio bloque (longitud del registro de la secuencia y número de periodos) y no se elige libremente.
7. *Stop time* = 15: el tiempo de simulación debe ser suficiente para inyectar la secuencia completa. Con $t_{start} = 1$ segundo y una duración de 13,1069 segundos, la inyección termina en $t_{end} = 14,1069$ segundos; se fija en 15 para cubrir toda la secuencia con un pequeño margen.

La impedancia se calcula igual que en el ensayo de SSFR: $Z_d(s) = \frac{1}{2} * \frac{2*V_a(s)}{I_{SS}(s)} = \frac{V_a(s)}{I_{SS}(s)}$

(Ecuación 26), donde V_a es la tensión de fase del estátor e I_{SS} es la corriente medida en la fase S.

10.3 SOLUCIÓN IMPLEMENTADA

El bloque Fourier Analysis no entrega un valor fijo, su estimación oscila durante toda la inyección, ya que la PRBS excita muchas frecuencias y el bloque va actualizando su estimación en cada paso. No basta con leer un único instante, como se haría con una señal sinusoidal pura.

La solución adoptada es promediar los fasores complejos de V_a e I_{SS} a lo largo de una ventana de tiempo en vez de leer un instante puntual. Esta técnica se conoce como promediado coherente (**coherent averaging**) y es un método estándar de procesamiento de señal. La estimación no converge a un valor único, sino que oscila en torno al valor verdadero; al promediar muchas muestras, la componente coherente con la señal conserva su amplitud, mientras que las desviaciones de fase aleatoria tienden a cancelarse [10].

El promediado se hace en el plano complejo y no por separado en módulo y fase. Al promediar la fase directamente falla cuando hay un salto de 360° (wrapping), mientras que, reconstruir el fasor complejo antes de promediar evita esa discontinuidad [10].

Como ventana de promediado se descarta el primer 25% de la inyección PRBS, donde la estimación arrastra el mayor error de transitorio inicial, y se promedia el 75% restante. El valor del 25% se ha fijado de forma empírica tras probar distintas ventanas. El número de muestras promediadas es $idx_fin - idx_ini + 1$ del orden de $9,8 * 10^4$ con esta ventana y este paso de muestreo.

El código usado para extraer Z_d es el siguiente:

$idx_ini = find(t \geq t_start + 0.25 * (t_end - t_start), 1)$; Calcula el índice del vector tiempo
Donde empieza la ventana de promediado, descartando el primer 25% de la inyección.

$idx_fin = find(t \leq t_end, 1, 'last')$; Calula el índice donde termina el último instante de la inyección PRBS.

$Va_complex = Va_mod .* exp(1j * Va_arg)$;

$IsS_complex = IsS_mod .* exp(1j * IsS_arg)$; Reconstruye los fasores complejos de Va e IsS a partir del módulo y la fase que entrega el Fourier Analysis, antes de promediar.

$Vaavg = mean(Va_complex(idx_ini:idx_fin, :), 1)$;

$IsS_avg = mean(IsS_complex(idx_ini:idx_fin, :), 1)$; Promedia los fasores complejos en la ventana, columna a columna.

$Zd_complex = Va_arg ./ IsS_arg$; $Zd_mod_prbs = abs(Zd_complex)$; $Zd_arg_prbs = angle(Zd_complex) * 180/pi$; Calcula Z_d como cociente de los fasores promediados, y obtiene su modulo y su fase en grados.

10.4 LIMITACIONES

El barrido de PRBS usado va de 10 a 1000 Hz. No incluye las frecuencias bajas (por debajo de 1Hz), que son aquellas con la información de las constantes de tiempo transitorias del generador, como T'_d y T'_{d0} . El ensayo SSFR sí llega hasta esas frecuencias, porque su barrido baja hasta 0,001 Hz.

Por eso, al aplicar el ajuste de mínimos cuadrados lineales (LLS) a los datos de la PRBS para extraer L_d y las constantes de tiempo, el ajuste se desestabiliza y los parámetros se alejan mucho de los valores teóricos.

Ampliar el barrido a las frecuencias bajas habría permitido extraer también esos parámetros, pero el tiempo de simulación necesario es mayor y no resultaba compatible con el plazo del proyecto. Con el rango de 10 a 1000 Hz, la técnica PRBS, tal como se ha planteado en este trabajo es válida para validar la impedancia operacional $Z_d(s)$ y $Z_q(s)$ y la inductancia operacional $L_d(s)$ y $L_q(s)$.

La razón por la que no se alcanzan las frecuencias bajas es de memoria, y no de solver. Al inyectarse todas las frecuencias a la vez en una secuencia de periodo $T=N*\Delta t$, la frecuencia más alta (100 Hz) fija un paso de muestreo Δt muy pequeño (del orden de $1e-4$ s). Mientras que alcanzar 0,001 Hz exigiría un periodo del orden de 2000 s. Con la configuración empleada, la banda de 10 a 1000 Hz cubre un stop time de 15 s (del orden de 15.000 muestras). Pero extenderla hasta 0,001 Hz manteniendo ese mismo Δt supondría del orden de decenas de millones de muestras, lo que agota la memoria disponible. El solver de paso variable no evita este problema: los bloques discretos del modelo (generador de PRBS y Fourier Analysis) fuerzan una muestra en cada instante de su rejilla temporal, y la señal PRBS conmuta de forma continua, sin tramos suaves que permitan ampliar el paso.

10.5 TABLAS COMPARATIVAS

Se comparan los resultados del PRBS con los del ensayo SSFR para las 20 frecuencias de validación de 10-1000 Hz.

Los resultados de la impedancia operacional en el eje directo obtenidos son:

f(Hz)	$ Z_d $ (pu)	$\angle Z_d$ (°)
10,000	0,0522	83,88
12,743	0,0696	83,88
16,238	0,0795	85,92
20,691	0,1052	83,72
26,367	0,1327	86,66
33,598	0,1677	87,01
42,813	0,2140	87,29
54,556	0,2785	89,90
69,519	0,3466	90,89
88,587	0,4433	88,81
112,884	0,5568	92,03

143,845	0,7183	93,10
183,298	0,9050	92,50
233,572	1,1863	94,59
297,635	1,4571	96,43
379,269	1,8746	96,47
483,293	2,4002	98,56
615,848	3,0595	100,95
784,760	3,8925	104,02
1000,000	4,9000	107,54

Tabla 10: Valores de la impedancia operacional $Z_d(s)$ obtenidos mediante simulación PRBS en el eje directo

Los resultados de la impedancia operacional en el eje de cuadratura obtenidos son:

f(Hz)	$ Z_q $ (pu)	$\angle Z_q$ (°)
10,000	0,0573	71,16
12,743	0,0737	72,79
16,238	0,083	76,62
20,691	0,1072	76,71
26,367	0,1336	80,83
33,598	0,1679	82,42
42,813	0,2134	83,56
54,556	0,2769	86,33
69,519	0,3443	88,53
88,587	0,4387	87,22
112,884	0,5506	90,46
143,845	0,7092	91,88
183,298	0,8939	91,57
233,572	1,1696	93,84
297,635	1,4358	95,75
379,269	1,8493	96,09
483,293	2,367	98,2

615,848	3,0189	100,69
784,760	3,8395	103,81
1000,000	4,8382	107,41

Tabla 11: Valores de la impedancia operacional $Z_q(s)$ obtenidos mediante simulación PRBS en el eje de cuadratura

Los resultados de la inductancia operacional en el eje directo obtenidos son:

f(Hz)	$ L_d $ (pu)	$\angle L_d$ (°)
10,000	0,2598	-3,38
12,743	0,2721	-4,06
16,238	0,2444	-2,28
20,691	0,2536	-4,92
26,367	0,2515	-2,26
33,598	0,2494	-2,14
42,813	0,2497	-2,04
54,556	0,2552	0,41
69,519	0,2493	1,30
88,587	0,2502	-0,87
112,884	0,2467	2,29
143,845	0,2497	3,29
183,298	0,2469	2,66
233,572	0,2540	4,71
297,635	0,2448	6,53
379,269	0,2472	6,55
483,293	0,2484	8,62
615,848	0,2484	10,99
784,760	0,2480	14,06
1000,000	0,2450	17,57

Tabla 12: Valores de la inductancia operacional $L_d(s)$ obtenidos mediante simulación PRBS en el eje directo

Los resultados de la inductancia operacional en el eje de cuadratura obtenidos son:

f(Hz)	$ L_q $ (pu)	$\angle L_q$ (°)
10,000	0,2826	-16,44
12,743	0,2864	-15,33
16,238	0,2538	-11,69
20,691	0,2578	-11,98
26,367	0,2527	-8,11
33,598	0,2494	-6,74
42,813	0,2489	-5,78
54,556	0,2536	-3,15
69,519	0,2476	-1,05
88,587	0,2475	-2,46
112,884	0,2439	0,72
143,845	0,2466	2,09
183,298	0,2439	1,73
233,572	0,2504	3,96
297,635	0,2412	5,85
379,269	0,2438	6,17
483,293	0,2449	8,26
615,848	0,2451	10,73
784,760	0,2447	13,85
1000,000	0,2419	17,44

Tabla 13: Valores de la inductancia operacional $L_q(s)$ obtenidos mediante simulación PRBS en el eje de cuadratura

Para validar la técnica PRBS se comparan sus resultados con los del ensayo SSFR sobre las 20 frecuencias de validación (10-1000 Hz). Como ambos ensayos emplean frecuencias

distintas, los valores SSFR se interpolan en escala logarítmica de frecuencia sobre aquellas frecuencias de PRBS antes de calcular el error.

La concordancia en módulo es muy buena: el error medio se sitúa en torno al 1,3% en las 4 magnitudes. Los mayores errores de módulo (alrededor del 5%) aparece en el extremo inferior (más sensible al ruido). La fase presenta una desviación media de unos 4, 4° en ambos ejes. Esta desviación crece de forma sistemática con la frecuencia y alcanza su máximo en 1000 Hz donde su fase supera los 90° inductivos. Este comportamiento se corresponde con el error de fase a alta frecuencia, característico de la técnica PRBS y no con una discrepancia del modelo de simulación.

Magnitud	Error módulo medio (%)	Error módulo máx (%)	Desv. Fase media (°)	Desv. Fase máx (°)
$Z_d(s)$	1,32	5,55	4,44	17,56
$Z_q(s)$	1,27	4,95	4,40	17,72
$L_d(s)$	1,30	5,53	4,44	17,56
$L_q(s)$	1,26	5,01	4,41	17,86

Tabla 14: Tabla de error de módulo y de fase de la PRBS con respecto la SSFR

10.6 BODE

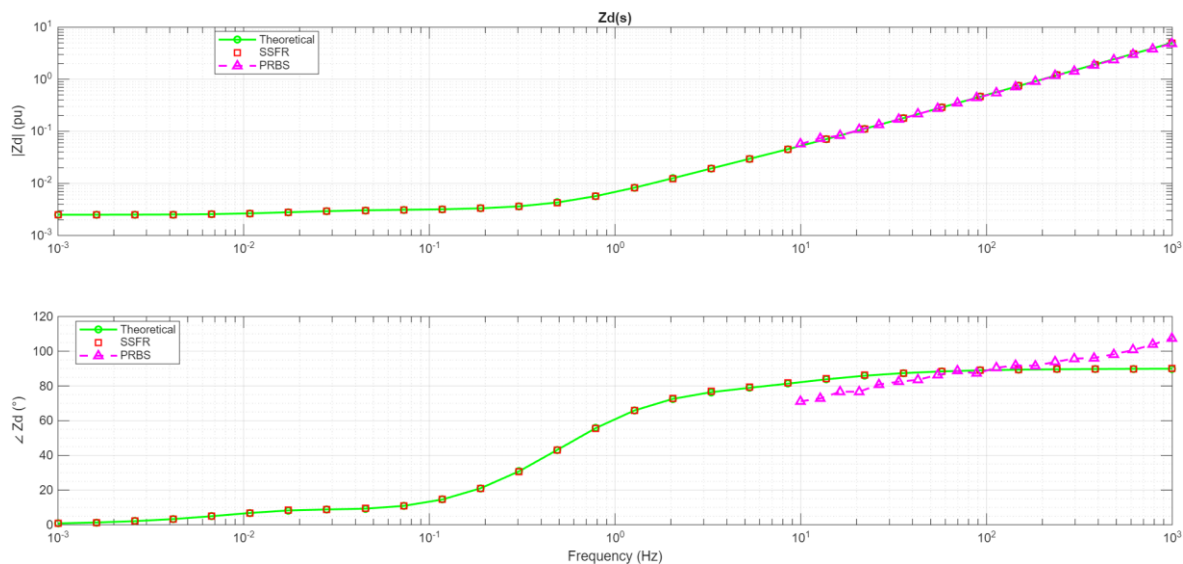


Figura 22: Diagrama de Bode de la impedancia operacional $Z_d(s)$ (valores teóricos vs simulados mediante SSFR)

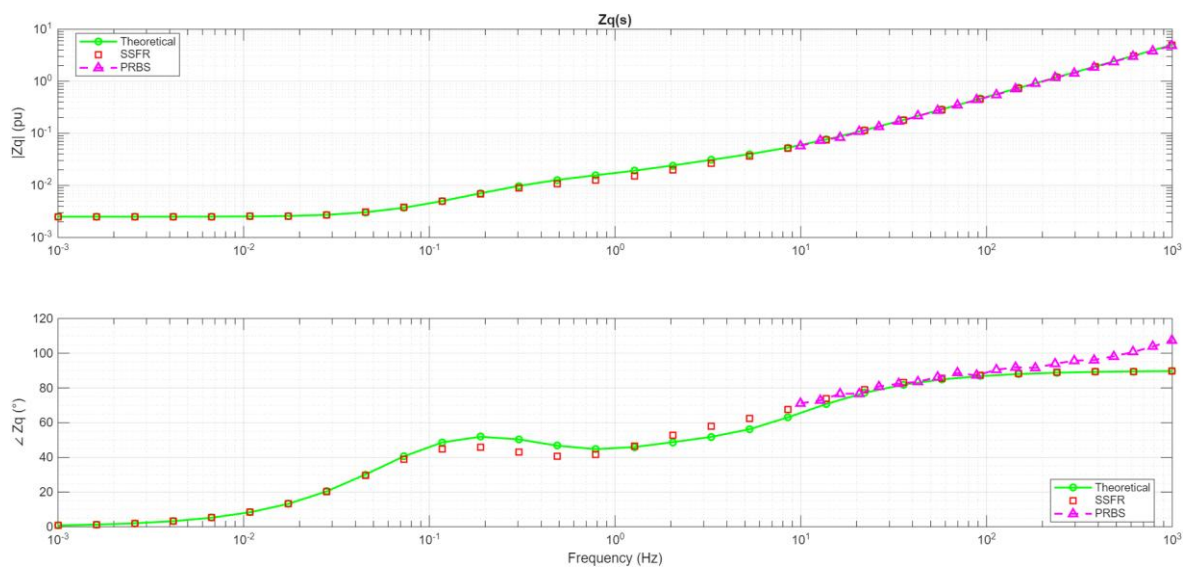


Figura 23: Diagrama de Bode de la impedancia operacional $Z_q(s)$ (valores teóricos vs simulados mediante SSFR)

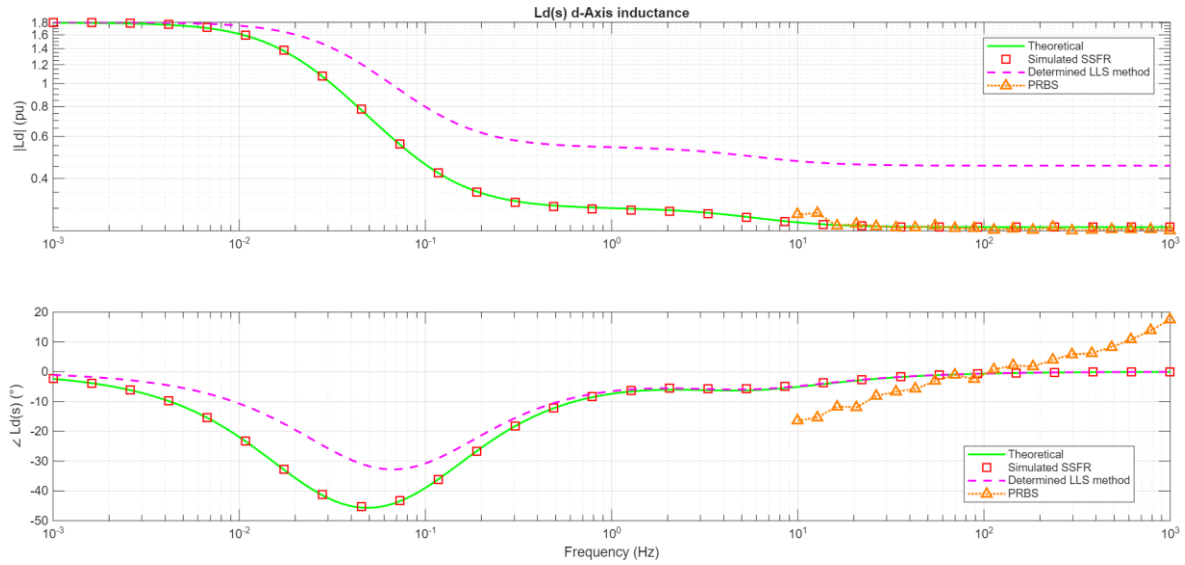


Figura 24: Diagrama de Bode de la impedancia operacional $L_q(s)$ (valores teóricos vs simulados mediante SSFR)

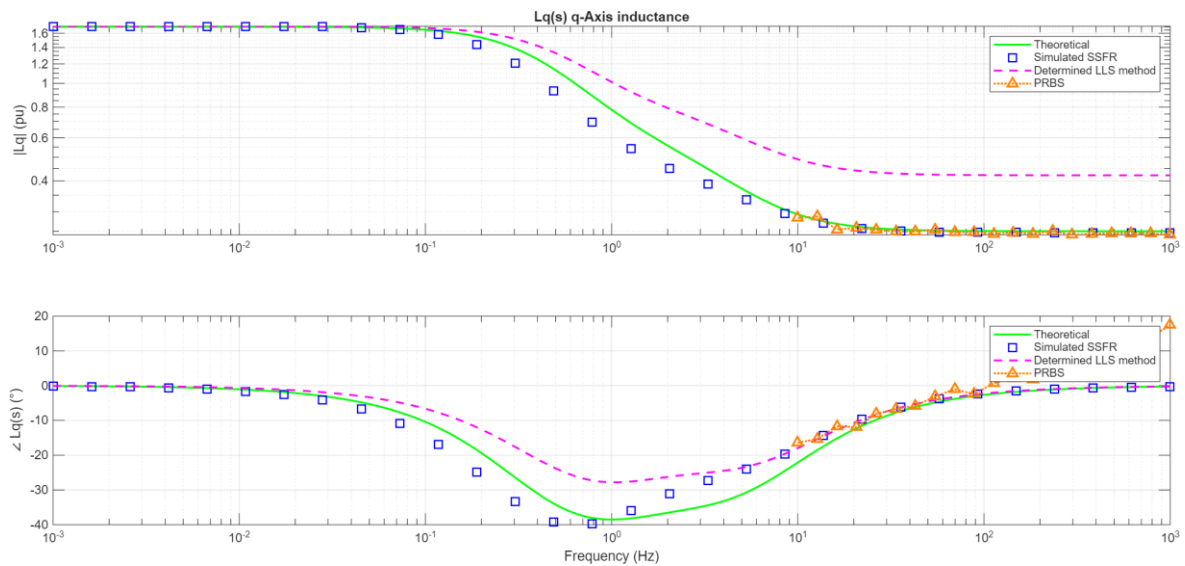


Figura 25: Diagrama de Bode de la inductancia operacional $L_q(s)$ (valores teóricos vs simulados mediante SSFR)

Capítulo 11. CONCLUSIONES

Este capítulo recoge las conclusiones del trabajo. Se recapitula en qué medida se han cumplido los objetivos planteados, se resumen los principales resultados de la simulación del ensayo SSFR y de la identificación de parámetros. Se valora la viabilidad de la técnica PRBS como alternativa y se apuntan algunas líneas de trabajo futuro.

El objetivo principal de este trabajo es desarrollar un modelo de simulación en MATLAB/Simulink que reprodujera el ensayo SSFR definido en la norma IEEE Std 115A-1987 y aplicarlo a la obtención de los parámetros del circuito equivalente de un generador síncrono de 835 MVA y 26 kV. Este objetivo se ha alcanzado. El modelo construido, junto con las herramientas desarrolladas en MATLAB para automatizar el barrido de frecuencias y procesar las señales, permite obtener la impedancia y la inductancia operacionales en los ejes directo y de cuadratura a lo largo de todo el ensayo.

En cuanto a la identificación de parámetros, la aplicación directa del método mínimos cuadrados lineales sin ponderar produjo resultados no físicos. La inductancia síncrona del eje directo se identificó en 0,9383 pu frente a los 1,8 pu de referencia y varias constantes de tiempo resultaron negativas o prácticamente nulas. Este sesgo se debe al mayor peso que adquieren las frecuencias en el ajuste, asociado a los polos lentos. Al incorporar la ponderación iterativa [4], el ajuste mejora de forma notable:

- En el eje directo, la inductancia síncrona (1,8072 pu) y las constantes de tiempo transitoria y subtransitoria de cortocircuito, así como la subtransitoria de circuito abierto, se identifican con errores menores del 2%. La desviación más significativa corresponde a la constante de tiempo transitoria de circuito abierto, que corresponde con 4,3815 s frente a los 8 s teóricos.
- En el eje de cuadratura, la inductancia síncrona vuelve a identificarse con gran precisión (1,7072 pu), pero las constantes de tiempo de circuito abierto presentan errores mayores, del orden de 23-25%.

Estos errores no son un fallo de implementación, sino una limitación conocida de los métodos basados en respuesta en frecuencia. Los polos lentos de circuito abierto y las constantes del eje de cuadratura tienen una firma débil en el dominio de la frecuencia, por lo que son difíciles de estimar con precisión. Por ello se adopta el método LLS+SK como procedimiento de identificación definitivo, conservando la comparación con el LLS sin ponderar para evidenciar la mejora aportada.

Respecto a la técnica PRBS, se ha comprobado que una única simulación permite recuperar la respuesta en frecuencia en todo el rango ensayado, frente al enfoque punto a punto del SSFR. La comparación muestra una concordancia en módulo muy buena, con un error medio en torno al 1,3%, y una desviación de fase media de unos 4, 4° que crece de forma sistemática con la frecuencia y alcanza su máximo a 1000 Hz. En cambio, al no cubrir la señal de PRBS las frecuencias más bajas, la técnica no permite identificar con fiabilidad las constantes de tiempo más lentas de la máquina. En cuanto al tiempo, la ventaja de la PRBS es potencial. En la banda ensayada (10-1000 Hz) no supone un ahorro frente al SSFR, y solo se materializaría al extender el barrido a las frecuencias bajas, donde el SSFR se vuelve más lento y la PRBS sí logra una reducción de tiempo. Pero esto no fue posible debido al elevado coste de memoria. Su aportación real en este trabajo es que una única simulación produce con precisión las impedancias e inductancias operacionales.

Como líneas de trabajo a futuro, sería de interés ampliar el rango de la excitación PRBS hacia frecuencias bajas para poder identificar también las constantes de tiempo transitorias, explorar la identificación de modelos de orden superior y validar la metodología sobre datos de un ensayo real cuando se disponga de acceso a un laboratorio con generadores síncronos y equipos de medida como los descritos en la norma.

Capítulo 12. BIBLIOGRAFÍA

- [1] IEEE Power Engineering Society, «IEEE Guide: Test Procedures for Synchronous Machines,» IEEE, Nueva York, 1983.
- [2] IEEE Power Engineering Society, «IEEE Standard Procedures for Obtaining Synchronous Machine Parameters by Standstill Frequency Response Testing,» IEEE Std 115A-1987, Nueva York, 1987.
- [3] P. Kundur, Power System Stability and Control, Nueva York: McGraw-Hill, 1994.
- [4] C. K. S. a. J. Koerner, «Transfer function synthesis as a ratio of two complex polynomials,» *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vols. %1 de %2vol. 8, no. 1, pp. 56-58, 1963.
- [5] F. F. Bernal, «P1: Introducción a Simulink y a los modelos dinámicos de máquinas eléctricas rotativas. Guía del alumno,» Madrid, 2011.
- [6] R. H. Park, «Two-reaction theory of synchronous machines – Generalized method of analysis, Part I,» *Transactions of the AIEE*, vol. 48, p. 716–727, 1929.
- [7] IEEE Power Engineering Society, «IEEE Guide for Synchronous Generator Modeling Practices in Stability Analyses and Applications in Power System Stability Analyse,» IEEE, Nueva York, 2002.
- [8] F. F. y. L. Sigrist, «P8: Transitorios en máquina síncrona. Ejes dq y cambio de sistemas de referencia,» Departamento de Ingeniería Eléctrica, Escuela Técnica Superior de Ingeniería (ICAI), Universidad Pontificia Comillas, Madrid, 2023.

- [9] A. Dòria-Cerezo, «Lecture 4: Simulación,» 2006.
- [10] R. G. Lyons, Understanding Digital Signal Processing, P. Hall, Ed., Upper Saddle River, NJ, 2011, pp. 589-621.
- [11] P. L. Dandeno, «Supplementary definitions and associated test methods for obtaining parameters for synchronous machine stability study simulations,» *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 99, nº 4, p. 1625–1633, 1980.
- [12] I. M. Canay, «Causes of discrepancies on calculation of rotor quantities and exact equivalent diagrams of the synchronous machine,» *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 88, nº 7, 1969.
- [13] I. M. Canay, «Determination of the Model Parameters of Machines from the Reactance Operators $x_d(p)$, $x_q(p)$ — Evaluation of Standstill Frequency Response Test,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 8, nº 2, p. 272–279, 1993.
- [14] M. E. y. W. W. Coultes, «Synchronous machine models by standstill frequency response tests,» *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* 1981, Vols. %1 de %2PAS-100, nº 4, pp. 1480-1489.
- [15] S. y. D. H. W. Henschel, «Noniterative synchronous machine parameter identification from frequency response tests,» *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 14, nº 2, p. 553–560, 1999.
- [16] A. S. Berdin, «Review of Methods for Determining Parameters of Synchronous Generators Computational Model,» de *XVIII International Scientific and Technical Conference on Alternating Current Electric Drives (ACED)*, Ekaterinburg, 2021.
- [17] IEC, «Rotating electrical machines – Part 4-1: Methods for determining,» IEC, Ginebra, 2018.

- [18] A. y. T. H. Keyhani, «Identification of High-Order Synchronous Generator Models from SSFR Test Data,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, nº 3, p. 593–603, 1994.
- [19] L. Díez Maroto, «Standstill Frequency Response Testing of a Synchronous Generator,» Instituto de Investigación Tecnológica, Universidad Pontificia Comillas, Madrid, 2012.
- [20] Zurich Instruments, «MFIA Impedance Analyzer,» [En línea]. Available: <https://www.zhinst.com/europe/en/products/mfia-impedance-analyzer/>. [Último acceso: 29 junio 2026].
- [21] InfoJobs, «¿Cuánto cobra un Ingeniero eléctrico en Madrid?,» 2025. [En línea]. Available: <https://salarios.infojobs.net/ingeniero-electrico-ingeniera-electrica/madrid>. [Último acceso: 15 junio 2026].
- [22] Factorial, «Coste de un trabajador para la empresa,» 2026. [En línea]. Available: <https://factorial.es/blog/coste-empresa-trabajador/>. [Último acceso: 15 junio 2026].
- [23] UGT-FICA Madrid, «Nuevo Convenio Colectivo de Industria, Servicios e Instalaciones del Metal de Madrid,» 2024. [En línea]. Available: <https://ugtficamadrid.com/nuevo-convenio-colectivo-de-industria-servicios-e-instalaciones-del-metal-de-madrid/>. [Último acceso: 15 junio 2026].
- [24] A. D. Río, «Métodos de amortización contable: guía completa con ejemplos,» 26 octubre 2025. [En línea]. Available: <https://www.ruralcaja.es/metodos-de-amortizacion-contable-guia-completa-con-ejemplos/>. [Último acceso: 17 06 2026].
- [25] Naciones Unidas, «Objetivos y metas de desarrollo sostenible,» [En línea]. Available: <https://www.un.org/sustainabledevelopment/es/sustainable-development-goals/>. [Último acceso: 13 July 2026].

- [26] IEA (International Energy Agency), «Access to electricity stagnates, leaving globally 730 million in the dark,» [En línea]. Available: <https://www.iea.org/commentaries/access-to-electricity-stagnates-leaving-globally-730-million-in-the-dark>. [Último acceso: 13 July 2026].

Capítulo 13. CÓDIGO FUENTE DE PROGRAMAS

Código de inicialización: Modelo_Zd_codigo

```
% Inicializar modelo Z_d(s)
clc;
% Nominales
Vred = 26000;
Snom = 835e6;
fred = 50;
wred = 2*pi*fred;

% MS
% r's (pu) = [rs r_exc rkd1 rkd2 rkq1 rkq2 rkq3]
%      [ra rfd rkd - rkq1 rkq2 -]
r_ms = [0.0025 0.0007 0.0212 1e3 0.0156 0.0260 1e3];

% l's (pu) = [lmd lmq ldis_s ldis_exc lkd1 lkd2 lkq1 lkq2 lkq3]
%      [xd-xl=1.60 xq-xl=1.50 xl xfd(*) xkd - xkq1 xkq2 -]
% (*): confirmar q ldis_exc = xfd es la equivalencia correcta
l_ms = [1.60 1.50 0.20 0.1067 0.1000 1e6 0.4565 0.0538 1e6];p = 1;
SCR = 0.65;

% Rotor+Carga pu
J_pu = 2*5.6;
B_pu = 0;
winicial = 0;      % ROTOR PARADO

% Excitación
rexc = r_ms(2);
iexc = 0;
vexc = 0;      % Field en cortocircuito

% Simulación
tsimulacion = 5;      % duración simulación
```

```
%f_test = 50;      % frecuencia de ensayo (Hz)
%t_step = 0.0001;  % paso de simulación
```

```
% Posición del rotor - EJE DIRECTO
theta_pos = 5*pi/6;  % 150° -> eje d (máximo ifd)
%theta_pos = pi/3;   % 60° -> eje q (mínimo ifd)
```

Código de barrido de frecuencias para Zd y Zq: barrido_frecuencias

```
% barrido de frecuencias
tic
run('Modelo_Zd_codigo.m')

freq_vec = logspace(-3, 3, 30);
N = length(freq_vec);

Va_mod_vec = zeros(1, N);
Va_arg_vec = zeros(1, N);
IsS_mod_vec = zeros(1, N);
IsS_arg_vec = zeros(1, N);
ifd_mod_vec = zeros(1, N);

for i = 1:N
    f_test = freq_vec(i);
    t_sim = min(2500, max(10, 50/f_test));
    k = max(1, ceil(0.0001 * f_test * 100));
    t_step = 0.0001 / k;
    fprintf('freq = %.4f Hz | t_sim = %.1f s\n', f_test, t_sim);

    out = sim('Modelo_Zd', 'StopTime', num2str(t_sim));

    Va_arg_unwrap = unwrap(out.Va_arg);
    IsS_arg_unwrap = unwrap(out.IsS_arg);

    if f_test >= 0.1
        Va_mod_vec(i) = out.Va_mod(end);
        IsS_mod_vec(i) = out.IsS_mod(end);
        Va_arg_vec(i) = Va_arg_unwrap(end);
        IsS_arg_vec(i) = IsS_arg_unwrap(end);
    end
end
```

```

else
    n = max(1, floor(0.95 * length(out.Va_mod)));
    Va_mod_vec(i) = mean(out.Va_mod(n:end));
    IsS_mod_vec(i) = mean(out.IsS_mod(n:end));
    Va_arg_vec(i) = mean(Va_arg_unwrap(n:end));
    IsS_arg_vec(i) = mean(IsS_arg_unwrap(n:end));
    ifd_mod_vec(i) = mean(out.ifd_mod(n:end));
end
end

Zd_mod = Va_mod_vec ./ IsS_mod_vec
Zd_arg = (Va_arg_vec - IsS_arg_vec) * 180/pi
Zbase = 26000^2 / 835e6;
Zd_real = Zd_mod * Zbase
G0 = ifd_mod_vec(1) / IsS_mod_vec(1)
fprintf('G0 = %.4f pu\n', G0);

save('resultados_barrido', 'freq_vec', 'Zd_mod', 'Zd_arg', ...
    'Va_mod_vec', 'Va_arg_vec', 'IsS_mod_vec', 'IsS_arg_vec');
fprintf('Guardado en resultados_barrido.mat\n');

save('resultados_G0', 'G0', 'ifd_mod_vec', 'IsS_mod_vec');
fprintf('Guardado en resultados_G0.mat\n');
toc

```

El código anterior corresponde al eje directo. Para el eje de cuadratura, el procedimiento es idéntico, con los siguientes cambios:

- $\text{Theta_pos} = \pi/3$
- Los resultados se guardan en resultados_barrido_q.mat

Cálculo de Ld y Lq: SSFR Ld

```

clc;

ra = 0.0025;
wred = 2*pi*50;

% cargar resultados del barrido
load('resultados_barrido.mat'); % carga freq_vec, Zd_mod, Zd_arg

```

```
load('resultados_barrido_q.mat'); % carga freq_vec, Zq_mod, Zq_arg

omega = 2*pi*freq_vec;
s_vec = 1j * omega / wred;

% Ld complejo
Zd_sim = Zd_mod .* exp(1j * deg2rad(Zd_arg));
Ld_sim = (Zd_sim - ra) ./ s_vec;

% Lq complejo
Zq_sim = Zq_mod .* exp(1j * deg2rad(Zq_arg));
Lq_sim = (Zq_sim - ra) ./ s_vec;

fprintf('%-8s %-10s %-10s %-10s %-10s\n', 'f(Hz)', '|Ld|(pu)', '<Ld(deg)', '|Lq|(pu)', '<Lq(deg)');
fprintf('%s\n', repmat('-',1,50));
for k = 1:length(freq_vec)
    fprintf('%-8.3g %-10.4f %-10.2f %-10.4f %-10.2f\n', ...
        freq_vec(k), abs(Ld_sim(k)), angle(Ld_sim(k))*180/pi, ...
        abs(Lq_sim(k)), angle(Lq_sim(k))*180/pi);
end

% save
save('resultados_Ld.mat', 'freq_vec', 'Zd_sim', 'Ld_sim');
save('resultados_Lq.mat', 'freq_vec', 'Zq_sim', 'Lq_sim');
fprintf('\nGuardado en resultados_Ld.mat y resultados_Lq.mat\n');
```

Cálculo de los parámetros: Método de los cuadrados lineales

```
clc;
load('resultados_barrido.mat');
Ra = 0.0025;

N = length(freq_vec);
wred = 2*pi*50;
w = 2*pi*freq_vec / wred;
% Inductancia operacional Ld a partir de Zd medido
Zd_comp = Zd_mod .* exp(1j * Zd_arg * pi/180);
Ld_data = (Zd_comp - Ra) ./ (1j * w);
X = real(Ld_data);
Y = imag(Ld_data);
```

```
% Ajuste iterativo Sanathanan-Koerner
% 5 parametros: [th1 t2 t3 t4 t5]
% Modelo: Ld_data*(1 + t4*s + t5*s^2) = th1 + t2*s + t3*s^2 (s = j*w)
% Real: th1 + t3*(-w^2) + t4*(w*Y) + t5*(w^2*X) = X
% Imag: t2*w + t4*(-w*X) + t5*(w^2*Y) = Y
den_prev = ones(N,1); % denominador inicial = 1
for it = 1:8
    A = zeros(2*N, 5); b = zeros(2*N, 1);
    for i = 1:N
        wi = w(i); Xi = X(i); Yi = Y(i);
        p = 1/den_prev(i); % peso de esta frecuencia
        % Parte real
        A(2*i-1, :) = p*[1, 0, -wi^2, wi*Yi, wi^2*Xi];
        b(2*i-1) = p*Xi;
        % Parte imaginaria
        A(2*i, :) = p*[0, wi, 0, -wi*Xi, wi^2*Yi];
        b(2*i) = p*Yi;
    end
    sc = vecnorm(A); sc(sc==0)=1; % escalado de columnas
    theta = (A./sc) \ b; theta = theta ./ sc(:);

    % denominador con los parametros nuevos para la siguiente vuelta
    th1 = theta(1); t4 = theta(4); t5 = theta(5);
    den_prev = abs((1 - w.^2*(t5/th1)) + 1j*w*(t4/th1));
    den_prev(den_prev<1e-6) = 1e-6;
end

% Constantes de tiempo a partir de theta
th1=theta(1); t2=theta(2); t3=theta(3); t4=theta(4); t5=theta(5);
Ld_estimado = th1; % Ld(0) estimado

disc12 = t2^2 - 4*th1*t3;
T1=(t2+sqrt(disc12))/(2*th1); T2=(t2-sqrt(disc12))/(2*th1);
disc34 = t4^2 - 4*th1*t5;
T3=(t4+sqrt(disc34))/(2*th1); T4=(t4-sqrt(disc34))/(2*th1);

% Paso a segundos
Tdp=max(T1,T2)/wred; Tdpp=min(T1,T2)/wred;
Td0p=max(T3,T4)/wred; Td0pp=min(T3,T4)/wred;
```

% Valores de referencia (Kundur)

Ld_ref=1.8; Tdp_ref=1.3333; Tdpp_ref=0.0250; Td0p_ref=8.0000; Td0pp_ref=0.0300;

% Errores como variables

err_Ld = abs(Ld_estimado-Ld_ref)/Ld_ref*100;

err_Tdp = abs(Tdp-Tdp_ref)/Tdp_ref*100;

err_Tdpp = abs(Tdpp-Tdpp_ref)/Tdpp_ref*100;

err_Td0p = abs(Td0p-Td0p_ref)/Td0p_ref*100;

err_Td0pp = abs(Td0pp-Td0pp_ref)/Td0pp_ref*100;

disp('LLS + Sanathanan-Koerner (Ld como incognita)')

disp(' ajuste Kundur error%')

fprintf('Ld =%9.4f %9.4f %5.1f\n', Ld_estimado, Ld_ref, err_Ld);

fprintf('Tdp =%9.4f %9.4f %5.1f\n', Tdp, Tdp_ref, err_Tdp);

fprintf('Tdpp =%9.4f %9.4f %5.1f\n', Tdpp, Tdpp_ref, err_Tdpp);

fprintf('Td0p =%9.4f %9.4f %5.1f\n', Td0p, Td0p_ref, err_Td0p);

fprintf('Td0pp =%9.4f %9.4f %5.1f\n', Td0pp, Td0pp_ref, err_Td0pp);

% Comprobacion: curva con Kundur exacto vs datos simulados

s = 1j*2*pi*freq_vec;

Ld_kundur = Ld_ref .* (1+s*Tdp_ref).*(1+s*Tdpp_ref) ./ ((1+s*Td0p_ref).*(1+s*Td0pp_ref));

err_k = abs(Ld_kundur - Ld_data)./abs(Ld_data)*100;

fprintf('Comprobacion Kundur vs simulado: error medio %.2f%% max %.2f%%\n', mean(err_k), max(err_k));

El código anterior corresponde al eje directo. Para el eje de cuadratura, el procedimiento es idéntico, con los siguientes cambios:

- Load() → el barrido de Zq simulado
- Los resultados se guardan en resultados_barrido_q.mat

Código de G0: curvas teóricas de G(s) y s*G(s):

clc

load('resultados_G0.mat');

% Parametros Kundur (Tabla 1)

wred = 2*pi*50;

Td0p = 8.0000;

Td0pp = 0.0300;

```
xkd = 0.1000;
rkd = 0.0212;
Tkd = (xkd/wred) / rkd;

% Frecuencias
freq_vec = [0.001, 0.01, 0.1, 1, 10, 100, 1000];
w_vec = 2*pi * freq_vec;
s_vec = 1j * w_vec / wred;

% Curva teorica sG(s)
sGs_teo = zeros(1, length(freq_vec));
for i = 1:length(freq_vec)
    s = s_vec(i);
    sGs_teo(i) = G0 * s * (1 + s*Tkd) / ((1 + s*Td0p) * (1 + s*Td0pp));
end

% Curva teorica G(s)
Gs_teo = zeros(1, length(freq_vec));
for i = 1:length(freq_vec)
    s = s_vec(i);
    Gs_teo(i) = G0 * (1 + s*Tkd) / ((1 + s*Td0p) * (1 + s*Td0pp));
end

% Plot sG(s)
figure;
subplot(2,1,1);
loglog(freq_vec, abs(sGs_teo), 'b-o');
xlabel('Frecuencia (Hz)'); ylabel('|sG(s)| (pu)');
title('sG(s) - Standstill Armature to Field Transfer Function');
grid on;

subplot(2,1,2);
semilogx(freq_vec, angle(sGs_teo)*180/pi, 'b-o');
xlabel('Frecuencia (Hz)'); ylabel('Fase (°)');
grid on;

% Plot G(s)
figure;
subplot(2,1,1);
loglog(freq_vec, abs(Gs_teo), 'r-o');
```

```
xlabel('Frecuencia (Hz)'); ylabel('|G(s)| (pu)');
title('G(s) - Standstill Armature to Field Transfer Function');
grid on;
```

```
subplot(2,1,2);
semilogx(freq_vec, angle(Gs_teo)*180/pi, 'r-o');
xlabel('Frecuencia (Hz)'); ylabel('Fase (°)');
grid on;
```

Código de PRBS:

```
%% Extraccion de Zd de la PRBS (eje directo)
w = logspace(1, 3, 20);

% Ventana de promediado (descartar primer 25%)
t = SigGenDataLog.PlantInput.Time;
t_start = 1;
t_end = 14.1069;
idx_ini = find(t >= t_start + 0.25*(t_end - t_start), 1);
idx_fin = find(t <= t_end, 1, 'last');

% Reconstruir fasores complejos ANTES de promediar
Va_complex = Va_mod .* exp(1j * Va_arg);
IsS_complex = IsS_mod .* exp(1j * IsS_arg);

% Promediar en el plano complejo
Va_avg = mean(Va_complex(idx_ini:idx_fin, :), 1);
IsS_avg = mean(IsS_complex(idx_ini:idx_fin, :), 1);

% Zd como cociente complejo
Zd_complex = Va_avg ./ IsS_avg;
Zd_mod_prbs = abs(Zd_complex);
Zd_arg_prbs = angle(Zd_complex) * 180/pi;

% Mostrar valores en columna
fprintf('%-10s %-12s %-12s\n', 'f(Hz)', 'Zd_mod', 'Zd_arg(deg)');
for i = 1:length(w)
    fprintf('%-10.3f %-12.4f %-12.2f\n', w(i), Zd_mod_prbs(i), Zd_arg_prbs(i));
end

% Guardar
```

```
save('resultados_prbs_d.mat', 'w', 'Zd_mod_prbs', 'Zd_arg_prbs');  
fprintf('Guardado en resultados_prbs_d.mat\n');
```

IMPEDANCIAS E INDUCTANCIAS OPERACIONALES DEL ENSAYO SSFR

f(Hz)	$ Z_d $ (pu)	$\angle Z_d$ (°)	$ Z_q $ (pu)	$\angle Z_q$ (°)
0,0010	0,002502	0,83	0,002500	0,78
0,0016	0,002505	1,33	0,002501	1,26
0,0026	0,002512	2,11	0,002502	2,03
0,0042	0,002529	3,31	0,002506	3,27
0,0067	0,002571	4,97	0,002515	5,24
0,0108	0,002656	6,87	0,002538	8,38
0,0174	0,002789	8,33	0,002596	13,24
0,0281	0,002934	8,92	0,002741	20,35
0,0452	0,003042	9,41	0,003079	29,51
0,0728	0,003114	10,95	0,003785	38,74
0,1172	0,003185	14,53	0,005044	44,83
0,1887	0,003314	20,93	0,006874	45,85
0,3039	0,003610	30,61	0,008954	43,13
0,4894	0,004275	42,96	0,010860	40,54
0,7881	0,005638	55,61	0,012718	41,51
1,2690	0,008146	65,90	0,015338	46,41
2,0434	0,012383	72,80	0,019780	52,73
3,2903	0,019116	76,88	0,026789	57,95
5,2983	0,029431	79,49	0,036745	62,35
8,5317	0,045339	81,87	0,051197	67,66
13,7380	0,070733	84,23	0,074507	73,75
22,1220	0,112000	86,12	0,113660	79,14
35,6220	0,179000	87,44	0,178620	83,07
57,3620	0,287360	88,32	0,284760	85,66

92,3670	0,462180	88,93	0,456730	87,28
148,7400	0,743900	89,35	0,734340	88,30

Tabla 15: Valores teóricos de $Z_d(s)$ y $Z_q(s)$ calculados a partir de los parámetros de la

Tabla 1

f(Hz)	$ L_d $ (pu)	$\angle L_d$ (°)	$ L_q $ (pu)	$\angle L_q$ (°)
0,0010	1,8077	-2,38	1,7100	-0,15
0,0016	1,8042	-3,83	1,7099	-0,24
0,0026	1,7953	-6,15	1,7099	-0,39
0,0042	1,7726	-9,80	1,7098	-0,63
0,0067	1,7177	-15,37	1,7095	-1,01
0,0108	1,5970	-23,25	1,7088	-1,62
0,0174	1,3770	-32,73	1,7070	-2,61
0,0281	1,0768	-41,18	1,7023	-4,19
0,0452	0,7809	-45,22	1,6893	-6,74
0,0728	0,5581	-43,30	1,6563	-10,81
0,1172	0,4220	-36,10	1,5849	-16,85
0,1887	0,3511	-26,70	1,4404	-24,89
0,3039	0,3185	-18,26	1,2062	-33,39
0,4894	0,3045	-12,18	0,9304	-39,18
0,7881	0,2984	-8,37	0,6962	-39,80
1,2690	0,2948	-6,34	0,5412	-36,01
2,0434	0,2908	-5,61	0,4496	-31,05
3,2903	0,2843	-5,64	0,3883	-27,30
5,2983	0,2744	-5,66	0,3365	-24,09
8,5317	0,2640	-4,98	0,2948	-19,70
13,7380	0,2567	-3,75	0,2688	-14,38
22,1220	0,2528	-2,60	0,2559	-9,62
35,6220	0,2511	-1,76	0,2503	-6,13
57,3620	0,2504	-1,18	0,2481	-3,84
92,3670	0,2502	-0,76	0,2472	-2,41

148,7400	0,2501	-0,46	0,2468	-1,50
----------	--------	-------	--------	-------

Tabla 16: Valores teóricos de $L_a(s)$ y $L_q(s)$ calculados a partir de los parámetros de la

Tabla 1