

TESIS DOCTORAL

DISEÑO DE UN ESTABILIZADOR DE
SISTEMAS ELÉCTRICOS DE POTENCIA
ADAPTATIVO PREDICTIVO EXPERTO

RICARDO REQUENA PÉREZ

INGENIERO INDUSTRIAL

TESIS PRESENTADA EN EL

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE CONTROL
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES
UNIVERSIDAD NACIONAL DE EDUCACIÓN A DISTANCIA

MADRID, 2013

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE CONTROL
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES
UNIVERSIDAD NACIONAL DE EDUCACIÓN A DISTANCIA

TÍTULO DE LA TESIS

DISEÑO DE UN ESTABILIZADOR DE
SISTEMAS ELÉCTRICOS DE POTENCIA
ADAPTATIVO PREDICTIVO EXPERTO

AUTOR

RICARDO REQUENA PÉREZ
INGENIERO INDUSTRIAL

DIRECTOR DE LA TESIS

DR. D. JUAN MANUEL MARTÍN SÁNCHEZ

CODIRECTOR DE LA TESIS

DR. D. JOSÉ CARPIO IBÁÑEZ

A Patricia y a mis padres

Agradecimientos

Quiero expresar mi sincero agradecimiento a D. Juan Manuel Martín Sánchez, director de esta tesis, y a D. José Carpio Ibañez, codirector de esta tesis, por su constante apoyo y asesoramiento, así como por la confianza que siempre han depositado en mí.

A la empresa *Adaptive Predictive Expert Control, S.L.* y a sus trabajadores, por facilitarme el acceso a diferentes procesos industriales en operación, los cuales han servido como motivación para desarrollar una tesis que pueda tener una aplicación práctica dentro del ámbito industrial.

A la Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales de la UNED, por poner a mi disposición los medios necesarios para el avance y la consecución de esta tesis y, en particular, al Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Control, en cuyo ambiente amistoso y motivador se ha efectuado el desarrollo de este trabajo.

A mi familia, por ser el pilar fundamental en todo lo que soy, en toda mi educación, tanto académica, como de la vida, por su incondicional apoyo perfectamente mantenido a través del tiempo y por la motivación que me han dado en los momentos difíciles que se presentaron en la realización de esta tesis.

No quiero terminar sin agradecer infinitamente a mi compañera Patricia todo el amor y el apoyo recibido, así como todas las horas de compañía y cariño robadas para poder realizar esta tarea. Espero que a partir de ahora pueda recuperar el terreno perdido.

Resumen

Los sistemas eléctricos de potencia constituyen una de las construcciones más complejas y sofisticadas que ha conseguido la ingeniería eléctrica. Los sistemas eléctricos se encargan del suministro de energía conectando los centros productores con los centros de consumo, a través de una gran número de redes eléctricas a diferentes niveles de tensión.

Para que el sistema funcione adecuadamente, todos los generadores deben de estar interconectados entre sí de forma que se asegure el suministro eléctrico. La conexión sólo es posible cuando todos los generadores se mantienen girando a la misma velocidad, es decir, en sincronismo; garantizando así el valor constante de la frecuencia de la tensión de salida. Para controlar estos sistemas se disponen de reguladores automáticos que mantienen constantes los valores de tensión y frecuencia generadas por el alternador.

En la realización de estas interconexiones se han observado inestabilidades en el comportamiento dinámico del sistema, apareciendo oscilaciones mantenidas de muy baja frecuencia en un rango que va desde 0,2 a 3 Hz. Estas oscilaciones limitan la capacidad de transmisión de potencia entre los generadores y las cargas y, por dicha causa, se han diseñado los *Estabilizadores de Sistemas de Potencia (Power System Stabilizer-PSS)* como elementos adicionales que permiten amortiguar las oscilaciones y estabilizar los sistemas eléctricos de potencia.

La mayor parte de los PSS empleados en aplicaciones reales son reguladores de adelanto-retraso de tipo analógico con parámetros fijos. El diseño y la selección de la mejor estructura del PSS, así como el valor de sus parámetros es un proceso iterativo y muy complejo, optimizándose en el punto de trabajo habitual de la máquina. El comportamiento del PSS empeora cuando debido a cambios topológicos de la red, cambios en la demanda de carga o cualquier otro tipo de perturbaciones, se modifica el punto de funcionamiento del sistema y los parámetros del estabilizador dejan de ser óptimos.

Con objeto de mejorar el rendimiento del sistema, se han introducido estabilizadores adaptativos basados en la teoría de los reguladores auto-ajustables, que permiten identificar el punto de operación del sistema de potencia y diseñar el PSS más adecuado. Los inconvenientes de estos sistemas radican en la necesidad de implementar un sistema de identificación en tiempo real y la posibilidad de producir acciones de control desestabilizadoras debido a errores en la identificación. En los últimos años se han propuesto nuevos esquemas de control basados en las técnicas de los sistemas expertos, tales como algoritmos genéticos, reguladores borrosos y redes neuronales; aunque apenas se han desarrollado en aplicaciones prácticas debido a la complejidad de dichos esquemas y a la necesidad de emplear como datos de entrada, variables que en la operación real no se encuentran disponibles.

El objetivo principal de esta Tesis Doctoral consiste en diseñar un sistema de estabilización adaptativo predictivo experto que, mejorando el rendimiento de los estabilizadores de potencia actuales, sea fácilmente configurable por un usuario que no sea un experto en el área del control. El diseño del estabilizador se divide en cuatro fases: la primera consiste en determinar como es la variación de los coeficientes del modelo que representa el sistema eléctrico en función del nivel de potencia activa del generador, y de aquí hallar sus valores máximos y mínimos; la segunda es la definición de las regiones de trabajo en la cual se puede encontrar operando el sistema de control, fijando los valores máximos globales y mínimos globales que pueden tomar los coeficientes estudiados en la fase anterior; en la tercera fase se definen los bloques que componen el estabilizador de potencia y se fijan los límites superior e inferior en la adaptación de los parámetros, basándose en los resultados obtenidos en la segunda fase; por último, en la cuarta fase se presenta la configuración óptima de los parámetros del estabilizador, basada en la minimización de una función de coste que toma en consideración el desvío con respecto a la consigna, y el esfuerzo de control necesario para corregirlo.

Para validar el rendimiento del sistema de control propuesto, se han efectuado una serie de casos de estudio que permiten comparar este esquema de control con los esquemas clásicos, los cuales representan a la mayoría de los existentes en la industria.

Summary

Electrical power systems are among the most complex and sophisticated produced by electrical engineering. Electrical systems are responsible for the supply of power by connecting power plants with consumers through a large number of electrical networks at various voltages.

In order that the systems function correctly, all the generators must be interconnected in such a way that electricity supply is assured. The connection is only possible if all of the generators rotate at the same speed, that is to say, synchronously, in order to guarantee a constant value of output voltage frequency. The control of these systems relies on automatic regulators which maintain voltage and frequency generated by the alternator at constant values.

Within these interconnections, instabilities in the dynamic performance of the system have been observed in the form of very low frequency oscillations in the range 0,2 to 3 Hz. These oscillations limit the power which can be transmitted between the generators and the consumers. As a result of this, Power System Stabilizers (PSS) have been designed to damp these oscillations and stabilise the electrical power systems.

The majority of the PSS used in current applications are analogue push-pull regulators with fixed parameters. The design and selection of the most suitable configuration of PSS, such as parameter values, is a very complex, iterative process, optimising around the most common operating point of the machine. The performance of the PSS deteriorates when, as a result of topological changes in the grid, changes of load demand, or any other kind of disturbance, the operating point of the system changes, and the stabilizer parameters cease to be optimal.

In order to improve system performance, adaptive stabilizers have been introduced based on the theory of auto-adjustable regulators which enable the identification of the operating point of the power system and the design of a more suitable PSS. The problem with these systems arises from the need to implement an identification system in real time giving rise to the production of destabilizing control actions due to identification errors. In recent years, new control schemes based on expert systems such as genetic algorithms, fuzzy logic and neural networks have been proposed, although very few have been applied in practice due to the complexity of these schemes, and the need for data from actual operations which is not usually available.

The main objective of this Doctoral Thesis is the design of an adaptive predictive expert stabilization system which improves the performance of current power stabilizers, and is easily configurable by a user who is not an expert in the area of control. The design of the stabilizer is divided in four phases. The first consists in determining the nature of the variation in model coefficients representing the electrical system according to the level of active generator power and

from there extract the maximum and minimum values. The second phase is the definition of the work areas in which the control system operates, determining the maximum and minimum global values of the coefficients studied in the previous phase. In the third phase, the blocks which constitute the power stabilizer are defined and the upper and lower limits achieved by the parameter adaptations are established based on results from the second phase and finally, in the fourth phase, the optimal configuration of the stabilizer parameters is presented based on the minimization of a cost function which takes into account the deviation from the set point and the control effort required to correct it.

In order to validate the performance of the control system proposed, a series of case studies has been carried out which enables a comparison between this control system and classical control systems typically employed currently in industry.

Índice general

Resumen	I
Summary	III
Índice general	V
Índice de figuras	XIII
Índice de tablas	XXV
1. Introducción y Objetivos de la Tesis	1
1.1. Introducción	1
1.2. Evolución Histórica de los Sistemas Eléctricos de Potencia	1
1.3. Estabilidad de los Sistemas Eléctricos de Potencia	3
1.3.1. Clasificación de la estabilidad de un sistema eléctrico de potencia	3
1.3.1.1. Estabilidad del ángulo del rotor	5
1.3.1.2. Estabilidad de la tensión	7
1.3.1.3. Estabilidad de la frecuencia	9
1.3.2. Evolución histórica del estudio de la estabilidad de los sistemas eléctricos de potencia	10
1.4. Objetivos y Estructura de la Tesis	13
2. Estabilidad de Pequeña Señal en un Sistema Eléctrico de Potencia	15
2.1. Introducción	15

2.2. Modelo del sistema eléctrico de potencia	17
2.2.1. Modelo de la máquina síncrona	17
2.2.1.1. Simplificaciones en estudios a gran escala de estabilidad de pequeña señal	19
2.2.2. Modelo de la red eléctrica	20
2.2.3. Modelos del sistema de excitación	24
2.2.3.1. Representación de los sistemas de excitación	24
2.2.3.2. Modelos del transductor de tensión y el compensador de carga	25
2.2.3.3. Modelo del sistema de excitación estático ST1	26
2.3. Análisis en pequeña señal	28
2.3.1. Introducción	28
2.3.2. Generador representado mediante el modelo clásico	28
2.3.3. Generador representado mediante el modelo con devanado de campo	31
2.3.3.1. Resumen del procedimiento para la formulación de la matriz de estado	35
2.3.3.2. Representación del diagrama de bloques	35
2.3.3.3. Expresión de los parámetros K de forma expandida	37
2.3.3.4. Variación de los parámetros K en función del punto de funcionamiento del generador	38
2.3.3.5. Variación de los parámetros K en función de la impedancia del sistema eléctrico de potencia	42
2.3.3.6. Efecto de la variación en el flujo del devanado de campo sobre la estabilidad del sistema	46
2.3.4. Efectos del sistema de excitación	47
2.3.4.1. Representación del diagrama de bloques incluyendo el sistema de excitación	51
2.3.4.2. Variación de los parámetros K_5 y K_6 en función del punto de funcionamiento del generador	52
2.3.4.3. Variación de los parámetros K_5 y K_6 en función de la impedancia del sistema eléctrico de potencia	54
2.3.4.4. Efecto del regulador de tensión (AVR) sobre las componentes de par de sincronización y de par de amortiguamiento	56

2.4. Conclusiones	60
3. Estabilizador de Sistemas de Potencia	61
3.1. Introducción	61
3.2. Descripción del estabilizador de sistemas de potencia	61
3.3. Análisis de estabilidad de pequeña señal	64
3.3.1. Matriz de estado incluyendo el estabilizador de sistemas de potencia	67
3.3.1.1. Bloques de funciones de transferencia de orden elevado	68
3.3.2. Ejemplo de funcionamiento de un estabilizador de sistemas de potencia	70
3.4. Conclusiones	87
4. Estado del Arte en el Diseño de Estabilizadores de Sistemas de Potencia	89
4.1. Introducción	89
4.2. Análisis del estado de arte	90
4.2.1. Sistemas clásicos	90
4.2.1.1. Compensadores adelanto-retraso de fase	90
4.2.1.2. Reguladores óptimos cuadráticos lineales	93
4.2.2. Sistemas adaptativos	95
4.2.2.1. Sistemas adaptativos con modelo de referencia (MRAS)	96
4.2.2.2. Reguladores autoajustables (STR)	99
4.2.3. Algoritmos genéticos	104
4.2.4. Sistemas borrosos	105
4.2.5. Sistemas de control basados en redes neuronales	107
4.2.6. Sistemas híbridos neuro-borrosos	110
4.2.7. Sistemas adaptativos predictivos expertos	113
4.3. Conclusiones	117
5. Diseño de un Estabilizador Adaptativo Predictivo Experto de Sistemas de Potencia	119
5.1. Introducción	119

5.2. Descripción del sistema de control propuesto	119
5.2.1. Bloque conductor	120
5.2.1.1. Cálculo de los parámetros de la trayectoria deseada para un control predictivo básico	121
5.2.1.2. Cálculo de los parámetros de la trayectoria deseada para un control predictivo extendido	124
5.2.2. Modelo predictivo	126
5.2.2.1. Control predictivo básico	126
5.2.2.2. Ejemplos de aplicación de control predictivo básico	126
5.2.2.3. Control predictivo extendido	130
5.2.2.4. Ejemplos de aplicación de control predictivo extendido	137
5.2.3. Mecanismo de adaptación	140
5.2.3.1. Definición del mecanismo de adaptación	140
5.2.3.2. Expresión general para el mecanismo de adaptación	142
5.2.3.3. Ejemplos de aplicación del mecanismo de adaptación	142
5.2.4. Bloque experto	149
5.3. Análisis e identificación de la dinámica de la planta	150
5.3.1. Introducción	150
5.3.2. Determinación de la expresión general para la función de transferencia	151
5.3.3. Variación de los coeficientes de la función de transferencia	155
5.3.3.1. Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0,0 p.u.	156
5.3.3.2. Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.1 p.u.	160
5.3.3.3. Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.2 p.u.	164
5.3.3.4. Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.3 p.u.	168
5.3.3.5. Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.4 p.u.	172

5.3.3.6.	Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.5 p.u.	176
5.3.3.7.	Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.6 p.u.	180
5.3.3.8.	Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.7 p.u.	184
5.3.3.9.	Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.8 p.u.	188
5.3.3.10.	Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.9 p.u.	192
5.3.3.11.	Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 1.0 p.u.	196
5.4.	Definición de las regiones de trabajo	200
5.4.1.	Introducción	200
5.4.2.	Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para cada nivel de potencia	200
5.4.2.1.	Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.0 p.u.	201
5.4.2.2.	Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.1 p.u.	202
5.4.2.3.	Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.2 p.u.	204
5.4.2.4.	Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.3 p.u.	205
5.4.2.5.	Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.4 p.u.	207
5.4.2.6.	Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.5 p.u.	208
5.4.2.7.	Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.6 p.u.	210

5.4.2.8.	Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.7 p.u.	211
5.4.2.9.	Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.8 p.u.	213
5.4.2.10.	Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.9 p.u.	214
5.4.2.11.	Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 1.0 p.u.	216
5.4.3.	Regiones de trabajo	217
5.4.3.1.	Región de trabajo 1	218
5.4.3.2.	Región de trabajo 2	218
5.4.3.3.	Región de trabajo 3	219
5.4.3.4.	Región de trabajo 4	219
5.4.3.5.	Región de trabajo 5	220
5.4.3.6.	Región de trabajo 6	220
5.4.3.7.	Región de trabajo 7	221
5.4.3.8.	Región de trabajo 8	221
5.4.3.9.	Región de trabajo 9	222
5.4.3.10.	Región de trabajo 10	222
5.5.	Ajuste del estabilizador de sistemas de potencia	223
5.5.1.	Introducción	223
5.5.2.	Periodo de control (CP)	223
5.5.3.	Bloque conductor	224
5.5.3.1.	Tiempo de establecimiento (n)	224
5.5.3.2.	Horizonte de predicción (λ)	225
5.5.4.	Modelo predictivo	226
5.5.4.1.	Estructura del modelo	226

5.5.5.	Mecanismo de adaptación	227
5.5.5.1.	Valores iniciales de los parámetros estimados del modelo	227
5.5.5.2.	Velocidad de adaptación (B)	227
5.5.5.3.	Ganancia de la adaptación (γ)	228
5.5.6.	Bloque experto	229
5.5.6.1.	Cálculo de los coeficientes discretos	230
5.5.6.2.	Secuencia de operaciones	230
5.5.7.	Configuración óptima	231
5.6.	Conclusiones	232
6.	Casos de Estudio y Análisis Comparativo de los Resultados	233
6.1.	Introducción	233
6.2.	Descripción del sistema eléctrico de potencia objeto de estudio	233
6.2.1.	Análisis del sistema propuesto	235
6.2.1.1.	Análisis sin considerar el regulador automático de tensión (AVR)	236
6.2.1.2.	Análisis considerando el regulador automático de tensión (AVR)	239
6.3.	Diseño de un PSS con parámetros fijos	243
6.4.	Diseño del PSS adaptativo predictivo experto	246
6.5.	Casos de estudio y resultados	253
6.5.1.	Caso de estudio 1. Variación del par mecánico en un 10 %	254
6.5.1.1.	Reducción del par mecánico en un 10 %	254
6.5.1.2.	Incremento del par mecánico en un 10 %	262
6.5.2.	Caso de estudio 2. Variación del par mecánico en un 20 %	270
6.5.2.1.	Reducción del par mecánico en un 20 %	270
6.5.2.2.	Incremento del par mecánico en un 20 %	278
6.5.3.	Caso de estudio 3. Variación de la impedancia de la línea	286
6.5.4.	Caso de estudio 4. Variación de la tensión en el nudo de potencia infinita	294
6.5.5.	Caso de estudio 5. Cortocircuito en terminales del generador	302

6.5.6. Caso de estudio 6. Tiempos críticos en el despeje de cortocircuitos en terminales del generador	310
6.5.7. Caso de estudio 7. Variación del par mecánico en un $\pm 40\%$	316
6.6. Conclusiones	323
7. Conclusiones y Líneas Futuras de Investigación	325
7.1. Conclusiones	325
7.2. Líneas futuras de investigación	326
Bibliografía	339

Índice de figuras

1.1. Clasificación de la Estabilidad de los Sistemas de Potencia	4
2.1. Diagrama de bloques funcional del sistema de control de la excitación de un generador	16
2.2. Generador conectado a un sistema eléctrico de potencia a través de líneas de transmisión . .	21
2.3. Representación vectorial en los ejes d-q	21
2.4. Transductor de tensión en terminales y compensador de carga	25
2.5. Conversión de bases en por unidad entre el modelo de la excitación y el modelo de la máquina síncrona	26
2.6. Modelo del sistema de excitación Tipo ST1	27
2.7. Modelo reducido del sistema de excitación Tipo ST1	27
2.8. Modelo clásico del generador	29
2.9. Diagrama de bloques de un generador conectado a un nudo de potencia infinita empleando el modelo clásico	30
2.10. Diagrama de bloques incluyendo el devanado de campo con E_{fd} constante	36
2.11. Variación del parámetros K1 en función del punto de funcionamiento del generador	39
2.12. Variación del parámetro K2 en función del punto de funcionamiento del generador	40
2.13. Variación del parámetro K3 en función del punto de funcionamiento del generador	41
2.14. Variación del parámetro K4 en función del punto de funcionamiento del generador	42
2.15. Variación del parámetro K1 en función de la impedancia del sistema eléctrico	43
2.16. Variación del parámetro K2 en función de la impedancia del sistema eléctrico	44
2.17. Variación del parámetro K3 en función de la impedancia del sistema eléctrico	45
2.18. Variación del parámetro K4 en función de la impedancia del sistema eléctrico	46

2.19. Sistema de excitación con el AVR incluido	50
2.20. Diagrama de bloques incluyendo el sistema de excitación y el regulador de tensión	51
2.21. Variación del parámetro K5 en función del punto de funcionamiento del generador	53
2.22. Variación del parámetro K6 en función del punto de funcionamiento del generador	54
2.23. Variación del parámetro K5 en función de la impedancia del sistema eléctrico	55
2.24. Variación del parámetro K6 en función de la impedancia del sistema eléctrico	56
3.1. Diagrama de bloques representando el AVR y el PSS	63
3.2. Diagrama de bloques representando el AVR y el PSS	66
3.3. Función de transferencia de n^{th} orden	69
3.4. Función de transferencia de n^{th} orden en dos bloques	69
3.5. Diagrama del sistema eléctrico de potencia	70
4.1. Esquema de un estabilizador de potencia clásico basado en un compensador adelanto-retraso de fase	91
4.2. Esquema propuesto en [Fleming et al., 1990]	92
4.3. Configuración básica de un sistema adaptativo con modelo de referencia	96
4.4. Aplicación de los MRAS al control adaptativo indirecto	97
4.5. Aplicación de los MRAS al control adaptativo directo	97
4.6. Esquema propuesto en [Zhang y Lin Luo, 2009]	98
4.7. Diagrama de bloques de un regulador autoajutable	99
4.8. Esquema propuesto en [Ozaki et al., 2000]	105
4.9. Sistema borroso adaptativo propuesto en [Hoang y Tomsovic, 1996]	106
4.10. Sistema de control maestro-esclavo propuesto en [Chang et al., 1999]	107
4.11. PSS borroso adaptativo propuesto en [Lakshmi y Khan, 2000]	107
4.12. Control neuronal mediante indentificación de la dinámica inversa de la planta	108
4.13. Entrenamiento específico propuesto en las referencias [Park et al., 1996] [Park y Lee, 1996] [El-Metwally et al., 1997] [Noorgard et al., 2000]	109
4.14. Sistema neuro-borroso propuesto en [Sharaf y Lie, 1994]	110
4.15. Esquema de control propuesto en [Hosseinzadeh y Kalam, 1999]	111

4.16. Esquema de control propuesto en [You et al., 2003]	112
4.17. Esquema de control propuesto en [Fraile Ardanuy y Zufiria, 2005]	112
4.18. Esquema de control propuesto en [Malik y Chaturvedi, 2008]	113
4.19. Diagrama de bloques del control predictivo	114
4.20. Diagrama de bloques del sistema de control adaptativo predictivo	115
4.21. Diagrama de bloques del sistema de control adaptativo predictivo experto	116
5.1. Sistema de control mediante un PSS adaptativo predictivo experto	120
5.2. Variación de los parámetros de la trayectoria deseada al variar el parámetro n	124
5.3. Trayectorias deseadas al variar el parámetro n	124
5.4. Variación de los parámetros de la trayectoria deseada al variar λ para $n=5$	125
5.5. Variación de los parámetros de la trayectoria deseada al variar λ para $n=9$	125
5.6. Evolución de la salida del proceso con un control predictivo básico ($n=5$)	127
5.7. Acción de control generada con un control predictivo básico ($n=5$)	128
5.8. Evolución de la salida del proceso con un control predictivo básico ($n=10$)	128
5.9. Acción de control generada con un control predictivo básico ($n=10$)	129
5.10. Evolución de la salida del proceso con un control predictivo básico ($n=20$)	129
5.11. Acción de control generada con un control predictivo básico ($n=20$)	130
5.12. Respuesta natural de un proceso sobreamortiguado ante una entrada en escalón	132
5.13. Variación de los parámetros de un modelo predictivo sobreamortiguado al variar λ	132
5.14. Respuesta natural de un proceso subamortiguado ante una entrada en escalón	133
5.15. Variación de los parámetros de un modelo predictivo subamortiguado al variar λ	133
5.16. Respuesta natural de un proceso sobreamortiguado con inverso inestable ante una entrada en escalón	134
5.17. Variación de los parámetros de un modelo predictivo sobremortiguado con inverso inestable al variar λ	134
5.18. Respuesta natural de un proceso críticamente estable ante una entrada en escalón	135
5.19. Variación de los parámetros de un modelo predictivo críticamente estable al variar λ	135
5.20. Respuesta natural de un proceso inestable ante una entrada en escalón	136

5.21. Variación de los parámetros de un modelo predictivo inestable al variar λ	136
5.22. Evolución de la salida del proceso con un control predictivo extendido (PH=2)	137
5.23. Acción de control generada con un control predictivo básico extendido (PH=2)	138
5.24. Evolución de la salida del proceso con un control predictivo extendido (PH=5)	138
5.25. Acción de control generada con un control predictivo extendido (PH=5)	139
5.26. Evolución de la salida del proceso con un control predictivo extendido (PH=10)	139
5.27. Acción de control generada con un control predictivo extendido (PH=10)	140
5.28. Señal cuadrada de entrada al proceso y al mecanismo de adaptación	143
5.29. Evolución del proceso y de la estimación a posteriori para un proceso con parámetros constantes	144
5.30. Evolución del error de estimación a posteriori para un proceso con parámetros constantes . .	145
5.31. Evolución de los parámetros estimados para un proceso con parámetros constantes	145
5.32. Evolución de la función $f_1(k)$ para un proceso con parámetros constantes	145
5.33. Evolución de la función $f_2(k)$ para un proceso con parámetros constantes	146
5.34. Evolución del proceso y de la estimación a posteriori para un proceso con parámetros variables	147
5.35. Evolución del error de estimación a posteriori para un proceso con parámetros variables . .	147
5.36. Evolución de los parámetros estimados para un proceso con parámetros variables	148
5.37. Evolución de la función $f_1(k)$ para un proceso con parámetros variables	148
5.38. Evolución de la función $f_2(k)$ para un proceso con parámetros variables	148
5.39. Diagrama de bloques representando el sistema dinámico a estudiar	151
5.40. Variación del coeficiente q_0 para $P=0,0$ p.u.	156
5.41. Variación del coeficiente q_1 para $P=0,0$ p.u.	157
5.42. Variación del coeficiente p_0 para $P=0,0$ p.u.	157
5.43. Variación del coeficiente p_1 para $P=0,0$ p.u.	158
5.44. Variación del coeficiente p_2 para $P=0,0$ p.u.	158
5.45. Variación del coeficiente p_3 para $P=0,0$ p.u.	159
5.46. Variación del coeficiente p_4 para $P=0,0$ p.u.	159
5.47. Variación del coeficiente q_0 para $P=0.1$ p.u.	160
5.48. Variación del coeficiente q_1 para $P=0.1$ p.u.	161

5.49. Variación del coeficiente p_0 para $P=0.1$ p.u.	161
5.50. Variación del coeficiente p_1 para $P=0.1$ p.u.	162
5.51. Variación del coeficiente p_2 para $P=0.1$ p.u.	162
5.52. Variación del coeficiente p_3 para $P=0.1$ p.u.	163
5.53. Variación del coeficiente p_4 para $P=0.1$ p.u.	163
5.54. Variación del coeficiente q_0 para $P=0.2$ p.u.	164
5.55. Variación del coeficiente q_1 para $P=0.2$ p.u.	165
5.56. Variación del coeficiente p_0 para $P=0.2$ p.u.	165
5.57. Variación del coeficiente p_1 para $P=0.2$ p.u.	166
5.58. Variación del coeficiente p_2 para $P=0.2$ p.u.	166
5.59. Variación del coeficiente p_3 para $P=0.2$ p.u.	167
5.60. Variación del coeficiente p_4 para $P=0.2$ p.u.	167
5.61. Variación del coeficiente q_0 para $P=0.3$ p.u.	168
5.62. Variación del coeficiente q_1 para $P=0.3$ p.u.	169
5.63. Variación del coeficiente p_0 para $P=0.3$ p.u.	169
5.64. Variación del coeficiente p_1 para $P=0.3$ p.u.	170
5.65. Variación del coeficiente p_2 para $P=0.3$ p.u.	170
5.66. Variación del coeficiente p_3 para $P=0.3$ p.u.	171
5.67. Variación del coeficiente p_4 para $P=0.3$ p.u.	171
5.68. Variación del coeficiente q_0 para $P=0.4$ p.u.	172
5.69. Variación del coeficiente q_1 para $P=0.4$ p.u.	173
5.70. Variación del coeficiente p_0 para $P=0.4$ p.u.	173
5.71. Variación del coeficiente p_1 para $P=0.4$ p.u.	174
5.72. Variación del coeficiente p_2 para $P=0.4$ p.u.	174
5.73. Variación del coeficiente p_3 para $P=0.4$ p.u.	175
5.74. Variación del coeficiente p_4 para $P=0.4$ p.u.	175
5.75. Variación del coeficiente q_0 para $P=0.5$ p.u.	176
5.76. Variación del coeficiente q_1 para $P=0.5$ p.u.	177

5.77. Variación del coeficiente p_0 para $P=0.5$ p.u.	177
5.78. Variación del coeficiente p_1 para $P=0.5$ p.u.	178
5.79. Variación del coeficiente p_2 para $P=0.5$ p.u.	178
5.80. Variación del coeficiente p_3 para $P=0.5$ p.u.	179
5.81. Variación del coeficiente p_4 para $P=0.5$ p.u.	179
5.82. Variación del coeficiente q_0 para $P=0.6$ p.u.	180
5.83. Variación del coeficiente q_1 para $P=0.6$ p.u.	181
5.84. Variación del coeficiente p_0 para $P=0.6$ p.u.	181
5.85. Variación del coeficiente p_1 para $P=0.6$ p.u.	182
5.86. Variación del coeficiente p_2 para $P=0.6$ p.u.	182
5.87. Variación del coeficiente p_3 para $P=0.6$ p.u.	183
5.88. Variación del coeficiente p_4 para $P=0.6$ p.u.	183
5.89. Variación del coeficiente q_0 para $P=0.7$ p.u.	184
5.90. Variación del coeficiente q_1 para $P=0.7$ p.u.	185
5.91. Variación del coeficiente p_0 para $P=0.7$ p.u.	185
5.92. Variación del coeficiente p_1 para $P=0.7$ p.u.	186
5.93. Variación del coeficiente p_2 para $P=0.7$ p.u.	186
5.94. Variación del coeficiente p_3 para $P=0.7$ p.u.	187
5.95. Variación del coeficiente p_4 para $P=0.7$ p.u.	187
5.96. Variación del coeficiente q_0 para $P=0.8$ p.u.	188
5.97. Variación del coeficiente q_1 para $P=0.8$ p.u.	189
5.98. Variación del coeficiente p_0 para $P=0.8$ p.u.	189
5.99. Variación del coeficiente p_1 para $P=0.8$ p.u.	190
5.100. Variación del coeficiente p_2 para $P=0.8$ p.u.	190
5.101. Variación del coeficiente p_3 para $P=0.8$ p.u.	191
5.102. Variación del coeficiente p_4 para $P=0.8$ p.u.	191
5.103. Variación del coeficiente q_0 para $P=0.9$ p.u.	192
5.104. Variación del coeficiente q_1 para $P=0.9$ p.u.	193

5.105	Variación del coeficiente p_0 para $P=0.9$ p.u.	193
5.106	Variación del coeficiente p_1 para $P=0.9$ p.u.	194
5.107	Variación del coeficiente p_2 para $P=0.9$ p.u.	194
5.108	Variación del coeficiente p_3 para $P=0.9$ p.u.	195
5.109	Variación del coeficiente p_4 para $P=0.9$ p.u.	195
5.110	Variación del coeficiente q_0 para $P=1.0$ p.u.	196
5.111	Variación del coeficiente q_1 para $P=1.0$ p.u.	197
5.112	Variación del coeficiente p_0 para $P=1.0$ p.u.	197
5.113	Variación del coeficiente p_1 para $P=1.0$ p.u.	198
5.114	Variación del coeficiente p_2 para $P=1.0$ p.u.	198
5.115	Variación del coeficiente p_3 para $P=1.0$ p.u.	199
5.116	Variación del coeficiente p_4 para $P=1.0$ p.u.	199
5.117	Evolución dinámica de las funciones de transferencia para $P=0.0$ p.u.	201
5.118	Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para $P=0.0$ p.u.	202
5.119	Evolución dinámica de las funciones de transferencia para $P=0.1$ p.u.	203
5.120	Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para $P=0.1$ p.u.	203
5.121	Evolución dinámica de las funciones de transferencia para $P=0.2$ p.u.	204
5.122	Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para $P=0.2$ p.u.	205
5.123	Evolución dinámica de las funciones de transferencia para $P=0.3$ p.u.	206
5.124	Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para $P=0.3$ p.u.	206
5.125	Evolución dinámica de las funciones de transferencia para $P=0.4$ p.u.	207
5.126	Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para $P=0.4$ p.u.	208
5.127	Evolución dinámica de las funciones de transferencia para $P=0.5$ p.u.	209
5.128	Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para $P=0.5$ p.u.	209
5.129	Evolución dinámica de las funciones de transferencia para $P=0.6$ p.u.	210
5.130	Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para $P=0.6$ p.u.	211
5.131	Evolución dinámica de las funciones de transferencia para $P=0.7$ p.u.	212
5.132	Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para $P=0.7$ p.u.	212

5.133	Evolución dinámica de las funciones de transferencia para $P=0.8$ p.u.	213
5.134	Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para $P=0.8$ p.u.	214
5.135	Evolución dinámica de las funciones de transferencia para $P=0.9$ p.u.	215
5.136	Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para $P=0.9$ p.u.	215
5.137	Evolución dinámica de las funciones de transferencia para $P=1.0$ p.u.	216
5.138	Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para $P=1.0$ p.u.	217
6.1.	Máquina síncrona conectada a un bus de potencia infinita	235
6.2.	Respuesta del ángulo de carga sin regulador automático de tensión (AVR)	238
6.3.	Respuesta de la tensión en terminales sin regulador automático de tensión (AVR)	238
6.4.	Respuesta de la potencia activa sin regulador automático de tensión (AVR)	239
6.5.	Respuesta del ángulo de carga con regulador automático de tensión (AVR)	241
6.6.	Respuesta de la tensión en terminales con regulador automático de tensión (AVR)	242
6.7.	Respuesta de la potencia activa con regulador automático de tensión (AVR)	242
6.8.	Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico	255
6.9.	Tensión suministrada por el PSS ante una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico	255
6.10.	Respuesta del ángulo de carga ante una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico	256
6.11.	Error de estimación a posteriori en el caso de una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico	257
6.12.	Adaptación de los parámetros \hat{a}_1 , \hat{a}_2 , \hat{a}_3 y \hat{a}_4 en el caso de una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico	257
6.13.	Adaptación de los parámetros \hat{b}_1 , \hat{b}_2 , \hat{b}_3 y \hat{b}_4 en el caso de una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico	258
6.14.	Respuesta de la tensión de excitación ante una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico	259
6.15.	Respuesta de la tensión en el eje q del generador ante una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico	259
6.16.	Respuesta de la tensión en terminales del generador ante una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico	260
6.17.	Respuesta de la potencia activa ante una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico	260
6.18.	Respuesta de la potencia reactiva ante una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico	261
6.19.	Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante una variación de $0,1$ p.u. en el par mecánico	262

6.20. Tensión suministrada por el PSS ante una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico	263
6.21. Respuesta del ángulo de carga ante una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico	264
6.22. Error de estimación a posteriori en el caso de una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico	265
6.23. Adaptación de los parámetros \hat{a}_1 , \hat{a}_2 , \hat{a}_3 y \hat{a}_4 en el caso de una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico	265
6.24. Adaptación de los parámetros \hat{b}_1 , \hat{b}_2 , \hat{b}_3 y \hat{b}_4 en el caso de una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico	266
6.25. Respuesta de la tensión de excitación ante una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico	267
6.26. Respuesta de la tensión en el eje q del generador ante una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico	267
6.27. Respuesta de la tensión en terminales del generador ante una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico	268
6.28. Respuesta de la potencia activa ante una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico	268
6.29. Respuesta de la potencia reactiva ante una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico	269
6.30. Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico	271
6.31. Tensión suministrada por el PSS ante una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico	271
6.32. Respuesta del ángulo de carga ante una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico	272
6.33. Error de estimación a posteriori en el caso de una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico	273
6.34. Adaptación de los parámetros \hat{a}_1 , \hat{a}_2 , \hat{a}_3 y \hat{a}_4 en el caso de una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico	273
6.35. Adaptación de los parámetros \hat{b}_1 , \hat{b}_2 , \hat{b}_3 y \hat{b}_4 en el caso de una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico	274
6.36. Respuesta de la tensión de excitación ante una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico	275
6.37. Respuesta de la tensión en el eje q del generador ante una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico	275
6.38. Respuesta de la tensión en terminales del generador ante una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico	276
6.39. Respuesta de la potencia activa ante una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico	276
6.40. Respuesta de la potencia reactiva ante una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico	277
6.41. Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico	278
6.42. Tensión suministrada por el PSS ante una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico	279

6.43. Respuesta del ángulo de carga ante una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico	280
6.44. Error de estimación a posteriori en el caso de una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico	281
6.45. Adaptación de los parámetros \hat{a}_1 , \hat{a}_2 , \hat{a}_3 y \hat{a}_4 en el caso de una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico	281
6.46. Adaptación de los parámetros \hat{b}_1 , \hat{b}_2 , \hat{b}_3 y \hat{b}_4 en el caso de una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico	282
6.47. Respuesta de la tensión de excitación ante una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico	283
6.48. Respuesta de la tensión en el eje q del generador ante una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico	283
6.49. Respuesta de la tensión en terminales del generador ante una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico	284
6.50. Respuesta de la potencia activa ante una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico	284
6.51. Respuesta de la potencia reactiva ante una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico	285
6.52. Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante una variación de la impedancia de la línea	287
6.53. Tensión suministrada por el PSS ante una variación de la impedancia de la línea	287
6.54. Respuesta del ángulo de carga ante una variación de la impedancia de la línea	288
6.55. Error de estimación a posteriori en el caso de una variación de la impedancia de la línea	289
6.56. Adaptación de los parámetros \hat{a}_1 , \hat{a}_2 , \hat{a}_3 y \hat{a}_4 en el caso de una variación de la impedancia de la línea	289
6.57. Adaptación de los parámetros \hat{b}_1 , \hat{b}_2 , \hat{b}_3 y \hat{b}_4 en el caso de una variación de la impedancia de la línea	290
6.58. Respuesta de la tensión de excitación ante una variación de la impedancia de la línea	291
6.59. Respuesta de la tensión en el eje q del generador ante una variación de la impedancia de la línea	291
6.60. Respuesta de la tensión en terminales del generador ante una variación de la impedancia de la línea	292
6.61. Respuesta de la potencia activa ante una variación de la impedancia de la línea	292
6.62. Respuesta de la potencia reactiva ante una variación de la impedancia de la línea	293
6.63. Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita	295
6.64. Tensión suministrada por el PSS ante una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita	295

6.65. Respuesta del ángulo de carga ante una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita	296
6.66. Error de estimación a posteriori en el caso de una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita	297
6.67. Adaptación de los parámetros \hat{a}_1 , \hat{a}_2 , \hat{a}_3 y \hat{a}_4 en el caso de una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita	297
6.68. Adaptación de los parámetros \hat{b}_1 , \hat{b}_2 , \hat{b}_3 y \hat{b}_4 en el caso de una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita	298
6.69. Respuesta de la tensión de excitación ante una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita	299
6.70. Respuesta de la tensión en el eje q del generador ante una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita	299
6.71. Respuesta de la tensión en terminales del generador ante una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita	300
6.72. Respuesta de la potencia activa ante una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita	300
6.73. Respuesta de la potencia reactiva ante una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita	301
6.74. Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante un cortocircuito en terminales del generador	303
6.75. Tensión suministrada por el PSS ante un cortocircuito en terminales del generador	303
6.76. Respuesta del ángulo de carga ante un cortocircuito en terminales del generador	304
6.77. Error de estimación a posteriori en el caso de un cortocircuito en terminales del generador	305
6.78. Adaptación de los parámetros \hat{a}_1 , \hat{a}_2 , \hat{a}_3 y \hat{a}_4 en el caso de un cortocircuito en terminales del generador	305
6.79. Adaptación de los parámetros \hat{b}_1 , \hat{b}_2 , \hat{b}_3 y \hat{b}_4 en el caso de un cortocircuito en terminales del generador	306
6.80. Respuesta de la tensión de excitación ante un cortocircuito en terminales del generador	307
6.81. Respuesta de la tensión en el eje q del generador ante un cortocircuito en terminales del generador	307
6.82. Respuesta de la tensión en terminales del generador ante un cortocircuito en terminales del generador	308
6.83. Respuesta de la potencia activa ante un cortocircuito en terminales del generador	308
6.84. Respuesta de la potencia reactiva ante un cortocircuito en terminales del generador	309
6.85. Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante un cortocircuito en terminales del generador de duración 51 ms	311

6.86. Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante un cortocircuito en terminales del generador de duración 52 ms	312
6.87. Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante un cortocircuito en terminales del generador de duración 133 ms	312
6.88. Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante un cortocircuito en terminales del generador de duración 134 ms	313
6.89. Respuesta del ángulo de carga ante un cortocircuito en terminales del generador de duración 51 ms	313
6.90. Respuesta del ángulo de carga ante un cortocircuito en terminales del generador de duración 52 ms	314
6.91. Respuesta del ángulo de carga ante un cortocircuito en terminales del generador de duración 133 ms	314
6.92. Respuesta del ángulo de carga ante un cortocircuito en terminales del generador de duración 134 ms	315
6.93. Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico	317
6.94. Tensión suministrada por el PSS ante una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico	317
6.95. Respuesta del ángulo de carga ante una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico	318
6.96. Error de estimación a posteriori en el caso de una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico	319
6.97. Adaptación de los parámetros \hat{a}_1 , \hat{a}_2 , \hat{a}_3 y \hat{a}_4 en el caso de una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico	319
6.98. Adaptación de los parámetros \hat{b}_1 , \hat{b}_2 , \hat{b}_3 y \hat{b}_4 en el caso de una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico	320
6.99. Respuesta de la tensión de excitación ante una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico . .	321
6.100 Respuesta de la tensión en el eje q del generador ante una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico	321
6.101 Respuesta de la tensión en terminales del generador ante una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico	322
6.102 Respuesta de la potencia activa ante una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico	322
6.103 Respuesta de la potencia reactiva ante una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico	323

Índice de tablas

2.1. Efecto del regulador de tensión sobre K_S y K_D	59
3.1. Valores en estado estable de las variables del sistema para los casos de estudio 1 y 2 .	75
3.2. Resumen de resultados para un sistema de excitación tipo tiristores con sólo el AVR	87
3.3. Resumen de resultados para un sistema de excitación tipo tiristores con AVR y PSS	87
5.1. Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para $P=0,0$ p.u.	156
5.2. Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para $P=0,1$ p.u.	160
5.3. Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para $P=0,2$ p.u.	164
5.4. Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para $P=0,3$ p.u.	168
5.5. Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para $P=0,4$ p.u.	172
5.6. Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para $P=0,5$ p.u.	176
5.7. Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para $P=0,6$ p.u.	180
5.8. Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para $P=0,7$ p.u.	184
5.9. Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para $P=0,8$ p.u.	188
5.10. Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para $P=0,9$ p.u.	192

5.11. Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para $P=1.0$ p.u.	196
5.12. Valores máximos y mínimos globales de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para la Región de trabajo 1	218
5.13. Valores máximos y mínimos globales de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para la Región de trabajo 2	218
5.14. Valores máximos y mínimos globales de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para la Región de trabajo 3	219
5.15. Valores máximos y mínimos globales de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para la Región de trabajo 4	219
5.16. Valores máximos y mínimos globales de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para la Región de trabajo 5	220
5.17. Valores máximos y mínimos globales de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para la Región de trabajo 6	220
5.18. Valores máximos y mínimos globales de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para la Región de trabajo 7	221
5.19. Valores máximos y mínimos globales de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para la Región de trabajo 8	221
5.20. Valores máximos y mínimos globales de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para la Región de trabajo 9	222
5.21. Valores máximos y mínimos globales de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para la Región de trabajo 10	222
5.22. Rango de posibles valores para el periodo de control	224
5.23. Rango de posibles valores para el tiempo de establecimiento n	225
5.24. Rango de posibles valores para el horizonte de predicción (λ)	225
5.25. Rango de posibles valores para la ganancia de la adaptación (γ)	229
6.1. Datos del sistema eléctrico de potencia objeto de estudio	235
6.2. Valor de los parámetros K y T_3 en el punto de trabajo inicial	235
6.3. Valores de los parámetros de ajuste del PID en función del nivel de potencia	246
6.4. Valores máximos y mínimos globales discretos de los coeficientes $q_{0z}, q_{1z}, q_{2z}, q_{3z},$ $p_{0z}, p_{1z}, p_{2z}, p_{3z}$ y p_{4z}	247
6.5. Valores iniciales de los parámetros estimados del modelo predictivo	247

6.6. Valores óptimos de los parámetros n , λ y γ	248
6.7. Valores máximos y mínimos globales discretos de los coeficientes q_{0z} , q_{1z} , q_{2z} , q_{3z} , p_{0z} , p_{1z} , p_{2z} , p_{3z} y p_{4z} para cada región de trabajo (1)	249
6.8. Valores máximos y mínimos globales discretos de los coeficientes q_{0z} , q_{1z} , q_{2z} , q_{3z} , p_{0z} , p_{1z} , p_{2z} , p_{3z} y p_{4z} para cada región de trabajo (2)	250
6.9. Valores iniciales de los parámetros estimados del modelo predictivo para cada región de trabajo	251
6.10. Valores de los elementos de la matriz diagonal B de velocidad de adaptación para cada región de trabajo	252
6.11. Valores óptimos de los parámetros n , λ y γ para cada región de trabajo (1)	252
6.12. Valores óptimos de los parámetros n , λ y γ para cada región de trabajo (2)	253
6.13. Condiciones iniciales de operación para una variación de $-0,1$ p.u en el par mecánico	254
6.14. Comparativa de resultados para una variación de $-0,1$ p.u en el par mecánico	256
6.15. Condiciones iniciales de operación para una variación de $0,1$ p.u en el par mecánico .	262
6.16. Comparativa de resultados para una variación de $0,1$ p.u en el par mecánico	264
6.17. Condiciones iniciales de operación para una variación de $-0,2$ p.u en el par mecánico	270
6.18. Comparativa de resultados para una variación de $-0,2$ p.u en el par mecánico	272
6.19. Condiciones iniciales de operación para una variación de $0,2$ p.u en el par mecánico .	278
6.20. Comparativa de resultados para una variación de $0,2$ p.u en el par mecánico	280
6.21. Condiciones iniciales de operación para una variación de la impedancia de la línea . .	286
6.22. Comparativa de resultados para una variación de la impedancia de la línea	288
6.23. Condiciones iniciales de operación para una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita	294
6.24. Comparativa de resultados para una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita	296
6.25. Condiciones iniciales de operación ante un cortocircuito en terminales del generador .	302
6.26. Comparativa de resultados para un cortocircuito en terminales del generador	304
6.27. Condiciones iniciales de operación ante un cortocircuito en terminales del generador a plena carga	310
6.28. Comparativa de tiempos críticos de cortocircuito en terminales del generador	311
6.29. Condiciones iniciales de operación para una variación de $\pm 0,4$ p.u en el par mecánico	316

6.30. Comparativa de resultados para una variación de $\pm 0,4$ p.u en el par mecánico	318
--	-----

Capítulo 1

Introducción y Objetivos de la Tesis

1.1. Introducción

En los inicios de los sistemas eléctricos de potencia la corriente continua era la opción líder para su desarrollo, hasta la aparición de la corriente alterna, donde tras una polémica de varios años entre los expertos, esta última se eligió como la ganadora para el desarrollo de los sistemas eléctricos, tal y como los conocemos actualmente. Con el crecimiento de éstos, empezaron a aparecer los primeros problemas de inestabilidad, que daban lugar a la desconexión de los generadores e incluso a la formación de islas eléctricas. Estos fenómenos de inestabilidad dieron lugar a un gran esfuerzo investigador por parte de los ingenieros eléctricos, que finalmente llevó a la conclusión de que los problemas de estabilidad existentes eran debidos a una falta de amortiguamiento, dando así inicio al desarrollo de los estabilizadores de potencia como solución a esos problemas.

En este capítulo la sección 1.2 presenta la evolución histórica de los sistemas eléctricos de potencia. La sección 1.3 define las condiciones en las cuales un sistema eléctrico es estable, así como una clasificación de los diferentes tipos de inestabilidades que pueden aparecer, dependiendo de si la variable en la que se observa la inestabilidad es el ángulo del rotor, la frecuencia o la tensión. La sección 1.4 presenta los objetivos de esta Tesis y como está estructurada.

1.2. Evolución Histórica de los Sistemas Eléctricos de Potencia

Los sistemas eléctricos de potencia comprenden la generación de energía eléctrica en las centrales, el transporte y la distribución de esta energía mediante líneas eléctricas y, finalmente, los consumidores, que pueden ser industrias, comercios o viviendas.

Thomas A. Edison desarrolló el primer sistema eléctrico de potencia en corriente continua en la ciudad de Nueva York en septiembre de 1882 [Kundur, 1994]. Inicialmente las centrales estaban ubicadas en el centro de las áreas de consumo con objeto de minimizar las pérdidas debidas a la disipación de calor, denominadas pérdidas por efecto Joule. Pronto se observó que para transportar la energía eléctrica a grandes distancias mediante corriente continua era necesario recurrir al empleo de altas tensiones, con el fin de disminuir el valor de la corriente para la misma

cantidad de potencia transferida. Esta medida traía consigo inconvenientes técnicos, tales como la inexistencia de elementos capaces de modificar el nivel de tensión de continua y la falta de aislamiento en los terminales de la dinamo.

El desarrollo del transformador y la transmisión de energía eléctrica mediante corriente alterna por L. Gaulard y J. D. Gibbs, Francia, impulsó a la corriente alterna. En 1886, William Stanley, un socio de Westinghouse, desarrolló y puso en operación un transformador y un sistema de transporte en alterna para 150 bombillas en Great Barrington (EE.UU), convirtiéndose en la primera red de transporte de corriente alterna en el mundo. Con el desarrollo de los sistemas polifásicos por Nikola Tesla, los sistemas en alterna llegaron a ser más atractivos. En 1888, Tesla desarrolló patentes sobre motores en alterna, generadores, transformadores y sistemas de transmisión, siendo ésta la base de los sistemas de corriente alterna actuales.

En la década de 1890, se presentó una controversia en relación a si los equipos eléctricos industriales deberían de estar estandarizados en corriente continua o en corriente alterna. Europa fue pionera en la utilización de la corriente alterna trifásica en el transporte de energía eléctrica, desarrollando la primera línea de transporte a gran distancia en Alemania en 1891 con motivo de la Exposición Electrotécnica Internacional de Francfort. Finalmente, la entrada en funcionamiento en 1896 de la Central del Niágara en EE.UU. representó el triunfo definitivo de la corriente alterna frente a la corriente continua.

El transporte de energía eléctrica en corriente continua se ha restringido desde entonces a algunas aplicaciones específicas, cuando las líneas de transporte son muy largas, ya que en estos casos se evitan las caídas de tensión debidas a las autoinducciones de los conductores de la línea y la explotación en la cercanía de su límite de estabilidad.

Con el objetivo de aprovechar mejor los recursos energéticos de un país y debido a la demanda creciente de energía eléctrica, se observó que era necesario interconectar las distintas centrales a través de las redes de transporte. Esto requería una igualdad de las frecuencias y de las tensiones de las corrientes alternas producidas por todas ellas. Inicialmente las centrales estaban dispersas y sin conexión entre sí, de forma que cada una de ellas alimentaba una determinada zona de suministro con su propia frecuencia y tensión; por lo tanto, hubo que proceder a una normalización: Estados Unidos y Canadá eligieron una frecuencia de 60 Hz, mientras que el continente europeo se decidió por 50 Hz [Fraile Mora, 2002].

A medida que los sistemas de potencia fueron creciendo, aparecieron nuevas necesidades de interconexión para asegurar el suministro eléctrico. Al realizar estas interconexiones entre grandes sistemas de potencia, se observó que aparecían oscilaciones espontáneas de muy baja frecuencia (del orden de varios ciclos por minuto) que podían disminuir con el tiempo o ir aumentando hasta obligar a la desconexión entre los sistemas.

El primer ejemplo de oscilaciones de baja frecuencia al realizar interconexiones se observó en EE.UU., durante una interconexión de prueba entre el Northwest Power Pool y el Southwest Power Pool. El sistema interconectado funcionó correctamente los primeros minutos, pero poco a poco aparecieron oscilaciones crecientes de unos 6 ciclos por minuto. Esto obligó a desconectar ambos sistemas que quedaron aislados, el primero oscilando a 3 ciclos por minuto y el segundo a 11. Posteriormente se comprobó que la causa de este comportamiento se debía al predominio claro de centrales hidráulicas en el Northwest Power Pool frente al predominio de las centrales térmicas en el Southwest Power Pool [Kundur, 1994].

Tras investigar estos hechos, los ingenieros eléctricos se dieron cuenta que estas oscilaciones de baja frecuencia se producían por una falta de amortiguamiento del modo mecánico del sistema interconectado. Al producirse pequeñas perturbaciones, como podían ser los cambios aleatorios de la carga eléctrica, se excitaba este modo y el sistema comenzaba a oscilar. Para evitarlo, era necesario introducir un amortiguamiento adicional en el sistema de regulación de tensión. Este amortiguamiento fue aportado por un regulador denominado Estabilizador de Sistemas de Potencia (también conocido por sus siglas en inglés - Power System Stabilizer -PSS).

1.3. Estabilidad de los Sistemas Eléctricos de Potencia

Un sistema eléctrico de potencia es estable si, para una condición inicial de operación dada, tiene la capacidad de alcanzar un nuevo punto de equilibrio tras ser sometido a una perturbación. Siendo este nuevo punto de operación un estado en el cual, las variables del sistema eléctrico se mantienen acotadas de forma que la integridad del sistema es preservada [Grigsby, 2007].

La inestabilidad en un sistema eléctrico puede manifestarse de diferentes formas dependiendo de la configuración del sistema y del modo de operación. Tradicionalmente, el problema de estabilidad se centraba en mantener el sincronismo del sistema. Dado que un sistema eléctrico está formado por máquinas síncronas, una condición necesaria para la operación del sistema es que todas ellas se encuentren en sincronismo, es decir, que sus rotores giren a la misma frecuencia. Este aspecto de la estabilidad está influenciado por las dinámicas de los rotores de los generadores y por las relaciones entre la potencia eléctrica generada y el ángulo de carga.

La inestabilidad puede aparecer sin necesidad de que se produzca una pérdida de sincronismo. Por ejemplo, un sistema compuesto por un generador síncrono alimentando un motor de inducción a través de una línea de transporte puede llegar a ser inestable a causa del colapso de tensión. En este caso, preservar el sincronismo del sistema no es de interés; en vez de eso, el problema de estabilidad se centra en el control de la tensión.

El estudio de la estabilidad de un sistema eléctrico tiene como objetivo el análisis de su comportamiento cuando es sometido a una perturbación transitoria. Esta perturbación puede ser pequeña o grande. Las perturbaciones pequeñas se presentan continuamente en un sistema en forma de cambios de carga, debido a la variación continua de la demanda. Las perturbaciones grandes pueden ser de diferente naturaleza, tales como el cortocircuito en una línea de transporte, la pérdida de un gran generador o de una carga, o la pérdida de una línea de interconexión con un sistema eléctrico de potencia vecino [Kundur, 1994].

La siguiente sección clasifica y describe la estabilidad de un sistema eléctrico en diferentes categorías.

1.3.1. Clasificación de la estabilidad de un sistema eléctrico de potencia

La inestabilidad de un sistema eléctrico puede tomar diferentes formas y está influenciado por un amplio rango de factores. El análisis de los problemas de estabilidad, incluyendo la identificación de los principales factores que contribuyen a ella, se facilita por medio de una clasificación de

la estabilidad en las categorías apropiadas. Éstas están basadas en la siguientes consideraciones [Kundur, 1994] [Kundur y Morison, 1997] [Rogers, 2000]:

- La naturaleza física de la inestabilidad resultante, relacionada con la variable en donde se ha observado la inestabilidad.
- El tamaño de la perturbación indica el método más apropiado de cálculo y predicción de la inestabilidad.
- La determinación de la inestabilidad debe ser efectuada teniendo en cuenta la dinámica de los dispositivos implicados y el intervalo de tiempo.

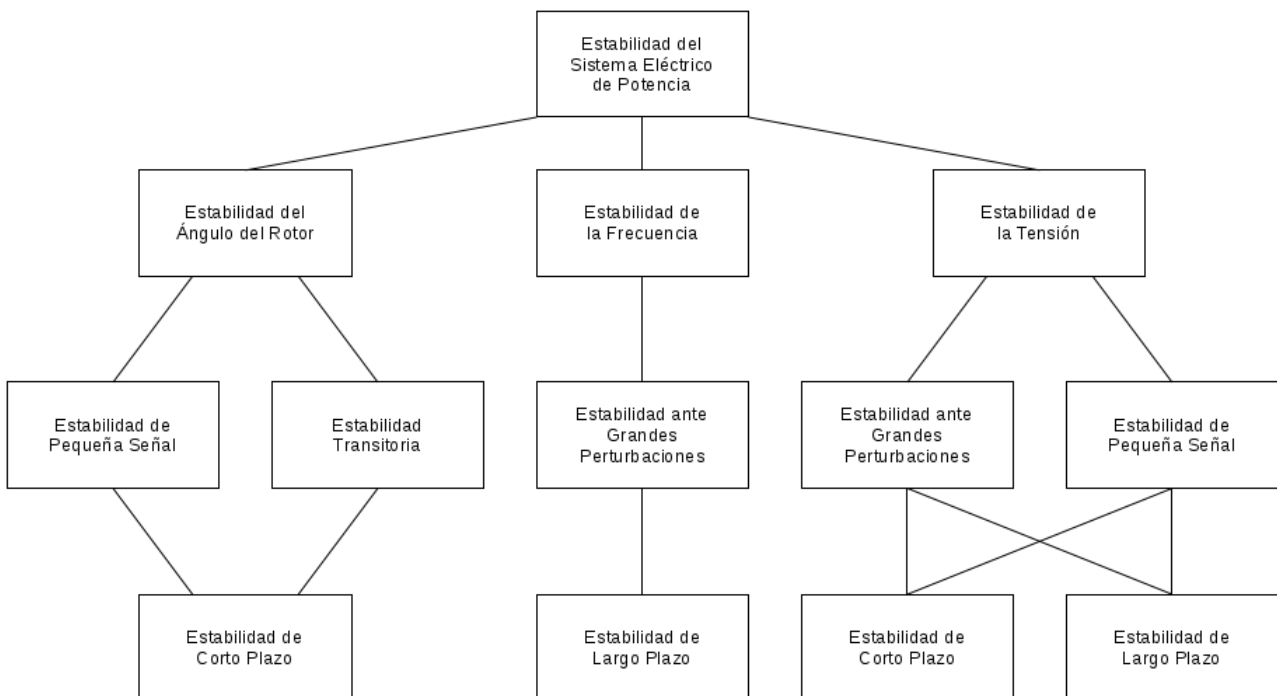


Figura 1.1: Clasificación de la Estabilidad de los Sistemas de Potencia

La figura 1.1 muestra una clasificación posible de la estabilidad de un sistema eléctrico en varias categorías y subcategorías. En un primer nivel se encuentran los parámetros que permiten determinar la inestabilidad resultante, los cuales son el ángulo del rotor, la frecuencia y la tensión. En un segundo nivel, se presenta el tamaño de la perturbación que causa la inestabilidad, la cual puede ser de pequeña señal, transitoria o una gran perturbación. En un último nivel se define el intervalo de tiempo de estudio y relacionado con éste se definen las dinámicas de los dispositivos implicados, dando lugar a estudios de estabilidad de corto plazo y de largo plazo.

Una vez establecida la clasificación de la estabilidad de un sistema eléctrico, se pasa a definir sus diferentes categorías, centrándonos especialmente en el ángulo del rotor, objetivo principal de esta Tesis.

1.3.1.1. Estabilidad del ángulo del rotor

La estabilidad del ángulo del rotor está directamente relacionada con la capacidad de los generadores para mantener el sincronismo bajo condiciones normales de operación y después de ser sometido el sistema eléctrico a una perturbación. El sincronismo de una máquina depende de la capacidad de ésta para mantener/restablecer el equilibrio entre su par electromagnético y su par mecánico. La inestabilidad que puede resultar se presenta en forma de oscilaciones angulares del rotor crecientes, provocando la pérdida de sincronismo del generador con el resto de generadores del sistema.

El problema de la estabilidad del ángulo del rotor implica el estudio de las oscilaciones electromecánicas inherentes en los sistemas eléctricos. Un factor fundamental en este problema es la forma en la cual varían los ángulos de los rotores de los generadores con sus potencias transmitidas. El mecanismo por el cual las máquinas síncronas de un sistema mantienen el sincronismo entre ellas es a través de las fuerzas electromecánicas, las cuales están actuando permanentemente acelerando o decelerando los rotores de una o más máquinas con respecto al resto. Bajo condiciones de estabilidad, en cada máquina existe un equilibrio entre el par mecánico de entrada y el par eléctrico de salida, y por lo tanto, la velocidad permanece constante. Si el sistema eléctrico es perturbado este equilibrio es alterado, resultando en una aceleración o deceleración de los rotores de las máquinas acorde a las leyes físicas del movimiento de un cuerpo en rotación. Temporalmente, si un generador gira más rápido que otro, la posición angular de su rotor se adelantará con respecto a la posición angular del rotor de la máquina más lenta. La diferencia angular resultante se traduce en una transferencia de parte de la generación de la máquina más lenta a la máquina más rápida, dependiendo dicha transferencia de la relación ángulo-potencia del generador, la cual es altamente no lineal. Este efecto tiende a reducir las diferencias de velocidad y por ende, la separación angular. Más allá de un cierto límite, un incremento en la separación angular es acompañado de un decremento en la potencia transferida, provocando que la separación angular se incremente más todavía, llevando a la máquina a la inestabilidad, lo cual implica su desconexión del sistema. Por lo tanto, la estabilidad del sistema depende de si o no las desviaciones en las posiciones angulares de los rotores resultan en pares eléctricos suficientes para devolver las posiciones de los ángulos a un valor estable.

Por otro lado, se debe tener en cuenta que la pérdida de sincronismo puede ocurrir entre una máquina y el resto del sistema, o entre grupos de máquinas. En este último caso, posiblemente se produciría una separación eléctrica entre los grupos de máquinas, quedando zonas operando en isla. Bajo esta situación, el sincronismo se mantendría internamente en cada una de las zonas.

Tras una perturbación, el cambio en el par eléctrico de una máquina síncrona puede ser descompuesto en dos sumandos:

$$\Delta T_e = T_S \Delta \delta + T_D \Delta \omega \quad (1.1)$$

donde:

- $T_S \Delta \delta$ es la componente de par que varía en fase con el desvío del ángulo del rotor, $\Delta \delta$, y es definida como *componente de par sincronizante*; T_S es el coeficiente de par sincronizante.
- $T_D \Delta \omega$ es la componente de par que varía en fase con el desvío de velocidad del rotor, $\Delta \omega$ y es definida como *componente de par de amortiguamiento*; T_D es el coeficiente de par de amortiguamiento.

La estabilidad del sistema depende de la existencia de ambas componentes de par en cada una de las máquinas síncronas. La pérdida suficiente de par sincronizante resulta en una inestabilidad no oscilatoria o aperiódica, mientras que la pérdida de par de amortiguamiento da lugar a la aparición de una inestabilidad oscilatoria.

Con objeto de facilitar el análisis y ganar en el entendimiento de la naturaleza de los problemas de estabilidad, es habitual caracterizar la estabilidad del ángulo del rotor en estabilidad de pequeña señal y estabilidad transitoria.

1. *Estabilidad de pequeña señal*, la cual representa la capacidad del sistema de potencia de mantener el sincronismo cuando es afectado por pequeñas perturbaciones. Para efectuar el análisis, estas perturbaciones se consideran que son lo suficientemente pequeñas como para ser permisible la linealización del sistema de ecuaciones. Tales perturbaciones se producen continuamente en la operación normal de un sistema, tales como cambios en la carga.

La estabilidad de pequeña señal depende del estado inicial de operación del sistema, el tipo de línea de transmisión empleada y el tipo de excitación de la máquina. La inestabilidad que se puede presentar puede ser de dos formas: (i) incremento en el ángulo del rotor a través de un modo no oscilatorio o aperiódico debido a la falta de par sincronizante, u (ii) oscilaciones del rotor de amplitud creciente debido a la insuficiencia de par de amortiguación. En un sistema dotado de un generador conectado radialmente a un gran sistema eléctrico de potencia y que no disponga de un regulador automático de tensión en la excitación, la inestabilidad que se produce es del tipo aperiódico, mientras que si el generador dispone de dicho regulador, la inestabilidad que aparecerá será del tipo oscilatorio.

En los sistemas eléctricos actuales, la estabilidad de pequeña señal es principalmente un problema de falta de amortiguamiento de las oscilaciones. En los estudios de estabilidad de pequeña señal el intervalo de tiempo de análisis es del orden de 10 a 20 segundos después de la perturbación. Dentro de este comportamiento oscilatorio, se distinguen varios tipos:

- *Modos locales o modos máquina-sistema*, asociados con las oscilaciones de las unidades de generación que conforman una central con respecto al resto del sistema. El término local es empleado debido a que las oscilaciones están localizadas en una subestación o una pequeña parte del sistema. Su frecuencia de oscilación está comprendida entre 0,8 y 1,8 Hz.
- *Modos inter-área*, asociados con un grupo de máquinas en una zona del sistema oscilando en oposición a otros grupos de máquinas situados en otras zonas. Este modo aparece cuando dos o más grupos de máquinas se encuentran unidos a través de líneas de interconexión débiles. Las frecuencias de oscilación se encuentran en un rango que va desde 0,2 Hz hasta 0,5 Hz.
- *Modos de control*, asociados con los controles de las unidades de generación, convertidores de corriente continua y elementos de compensación de reactiva. Las causas que provocan la inestabilidad de estos modos son los excitadores, gobernadores de velocidad, convertidores HVDC (Alta Tensión en Corriente Continua) y los compensadores estáticos de reactiva. Estos modos son de naturaleza puramente eléctrica, aunque están relacionados con los modos mecánicos. Esto se debe al hecho de que al instalar un dispositivo que amortigua las oscilaciones electromecánicas, el factor de amortiguamiento eléctrico se deteriora, teniendo que alcanzar un compromiso entre ambos.

- *Modos torsionales*, asociados con las componentes del sistema giratorio eje turbina-alternador. Los turboalternadores empleados en las centrales térmicas y nucleares disponen de un rotor de poco diámetro y gran longitud. Las oscilaciones torsionales que aparecen se producen entre las distintas partes del rotor, dado que éste no es completamente rígido [Anderson et al., 1990]. La inestabilidad de los modos torsionales puede ser causada por la interacción con los controles de los excitadores, los controles de los convertidores de corriente continua de los enlaces HVDC y, las líneas compensadas a través de condensadores en serie.
2. *Estabilidad transitoria o estabilidad del ángulo del rotor ante grandes perturbaciones*, la cual representa la capacidad del sistema de potencia para mantener el sincronismo cuando es sometido a una perturbación severa. La respuesta del sistema resultante se caracteriza por grandes desvíos de los ángulos de los rotores de los generadores y está influenciada por la relación no lineal ángulo-potencia.

La estabilidad transitoria depende del estado inicial de operación del sistema y de la severidad de la perturbación. Normalmente, la perturbación altera el sistema eléctrico de forma tal que la operación en estado estable tras la perturbación será diferente de la que tenía previa a ésta. La inestabilidad producida será de la forma aperiódica, debido al insuficiente par de sincronización, y es definida como *estabilidad de primera oscilación*. En grandes sistemas eléctricos, la inestabilidad transitoria puede no ocurrir siempre como una inestabilidad en el primer ciclo. El resultado podría ser un incremento en la amplitud del ángulo del rotor causado por la superposición de varios modos de oscilación, dando lugar a grandes oscilaciones del ángulo del rotor más allá del primer ciclo.

El intervalo de tiempo en los estudios de estabilidad transitoria se encuentra normalmente en un rango que va desde 3 segundos hasta 5 segundos posteriores a la perturbación. El tiempo de estudio puede extenderse a 10 segundos en el caso de sistemas muy grandes, donde las oscilaciones dominantes corresponden a modos inter-área.

Como se muestra en la figura 1.1, tanto la estabilidad de pequeña señal como la estabilidad transitoria están clasificadas como fenómenos de corta duración.

1.3.1.2. Estabilidad de la tensión

La estabilidad de la tensión es la capacidad que tiene un sistema eléctrico para mantener estables las tensiones en todos los nudos bajo condiciones normales de operación, y después de ser sometido dicho sistema a una perturbación. La inestabilidad puede presentarse como una caída o subida de tensión en algunos nudos. La posible consecuencia de la inestabilidad de la tensión es la pérdida de carga en el área donde la tensión alcanza valores bajos, o una pérdida de integridad en el sistema de potencia.

La progresiva caída de la tensión en los nudos puede deberse también a la pérdida de sincronismo de los generadores. Por ejemplo, cuando los ángulos de los rotores de dos grupos de máquinas se aproximan o exceden entre sí los 180° , el resultado es un valor muy bajo de la tensión en los puntos intermedios de la red cercanos al centro eléctrico [Kundur, 1994]. Por el contrario, el tipo de caída sostenida que está relacionada con la inestabilidad de la tensión, tiene lugar en situaciones donde la estabilidad del ángulo del rotor no es un aspecto importante.

Normalmente, el principal factor que contribuye a este tipo de inestabilidad es la caída de tensión que se produce cuando las potencias activa y reactiva fluyen a través de las reactancias asociadas con la red de transporte, lo cual limita su capacidad. El límite de la potencia transmitida es también alcanzado cuando alguno de los generadores llega a su límite de absorción/generación de potencia reactiva. La causa que provoca la inestabilidad de las tensiones son las cargas; en respuesta a una perturbación, la potencia consumida por éstas tiende a ser restablecida por la acción de los reguladores de tensión del nivel de distribución, los cambiadores de tomas de los transformadores, y los termostatos. Las cargas restablecidas incrementan la inestabilidad en la red de alta tensión causando una mayor reducción de las tensiones. Una situación peligrosa que causa la inestabilidad de la tensión tiene lugar cuando el control de la dinámica asociada a las cargas pretende restablecer el consumo de potencia más allá de la capacidad de la red de transporte y de la generación acoplada [Kundur, 1994] [Taylor, 1994] [Van Cutsem and Vournas, 1998].

Mientras que la forma más común de presentarse ese tipo de inestabilidad es por la caída progresiva de la tensión en los nudos, la posibilidad de que aparezca un fenómeno de inestabilidad por sobretensión también existe y de hecho ha tenido lugar en una ocasión [Van Cutsem and Mailhot, 1997]. Esto puede ocurrir cuando las líneas de transporte de extra alta tensión están cargadas por debajo de su potencia natural y los limitadores de subexcitación impiden a los generadores y/o condensadores síncronos absorber el exceso de potencia reactiva. Bajo tales condiciones, los cambiadores de tomas de los transformadores, en su intento de controlar la tensión de la carga que alimentan, pueden causar la inestabilidad de la tensión.

Los problemas de estabilidad en la tensión pueden también aparecer en los terminales de los enlaces HVDC. Dichos problemas están normalmente asociados con los enlaces HVDC conectados a sistemas de corriente alterna débiles. Por ello, las estrategias de control de los enlaces HVDC tienen una influencia importante en dichos problemas.

Como en el caso de la estabilidad el ángulo del rotor, se clasifica la estabilidad de la tensión en las siguientes subcategorías:

1. *Estabilidad de la tensión ante pequeñas perturbaciones*, asociada con la capacidad del sistema de controlar las tensiones tras ocurrir una pequeña perturbación tal como cambios incrementales en la carga de un sistema. Esta forma de estabilidad se determina mediante las características de las cargas, controles continuos y controles discretos en un instante de tiempo dado. Este concepto es útil en determinar en cualquier instante, como la tensión del sistema responderá ante pequeños cambios. Los procesos básicos que contribuyen a la inestabilidad de la tensión ante pequeñas perturbaciones son de naturaleza estable. Por lo tanto, el análisis estático puede ser empleado para determinar los márgenes de estabilidad, identificar los factores influyentes, y examinar un amplio rango de las condiciones del sistema junto con un número elevado de escenarios postcontingencia [Gao et al., 1992].
2. *Estabilidad de la tensión ante grandes perturbaciones*, asociada con la capacidad del sistema para controlar las tensiones tras ocurrir una gran perturbación tal como faltas, pérdida de generación, o contingencias que impliquen la pérdida de una o varias líneas. Esta capacidad está determinada por la característica cargas-sistema y la interacción del control y las protecciones. Para determinar la estabilidad ante una gran perturbación se requiere el análisis del comportamiento dinámico no lineal de un sistema durante un periodo de tiempo suficiente para capturar las interacciones de dispositivos como transformadores cambiadores

de tomas y limitadores de la corriente de campo del generador. El periodo de estudio puede extenderse desde unos segundos hasta diez minutos.

El intervalo de tiempo para los problemas de estabilidad en las tensiones puede variar de unos segundos hasta 10 minutos. Por lo tanto, este tipo de inestabilidad puede ser un fenómeno de corto plazo o de largo plazo.

La inestabilidad de las tensiones no siempre aparece en su forma pura. Normalmente, la inestabilidad del ángulo del rotor y de las tensiones van juntas. Una de ellas puede dar lugar a la otra, y la distinción no suele ser clara. Sin embargo, distinguir entre estabilidad del ángulo de rotor y de las tensiones es importante para comprender las causas subyacentes de los problemas, además de desarrollar de forma apropiada los procedimientos de operación y diseño.

1.3.1.3. Estabilidad de la frecuencia

La estabilidad de la frecuencia es la capacidad que tiene un sistema eléctrico de potencia para mantener estable la frecuencia dentro de un rango nominal al ser perturbado por un desequilibrio significativo entre la generación y la demanda. Esta capacidad depende de como se recupera el equilibrio entre generación y demanda.

Algunas perturbaciones generalmente resultan en grandes desvíos de la frecuencia, flujos de potencia, tensión y otras variables del sistema, provocando el inicio de procesos dinámicos, la actuación de los controles y las protecciones; que no están modelados en los estudios de estabilidad transitoria o estabilidad de la tensión. Los procesos dinámicos iniciados pueden ser lentos, tales como la dinámica de una caldera, y la actuación de las protecciones puede provocar el disparo de la central bajo condiciones extremas de operación del sistema, como puede ser la actuación de la protección tensión/frecuencia (V/Hz). En grandes sistemas eléctricos interconectados, este tipo de situación es más comúnmente asociada con el aislamiento del sistema en zonas independientes. La estabilidad en este caso es una cuestión de si o no cada zona aislada alcanzará un estado estable de operación con la mínima pérdida de carga. Esto es determinado por la respuesta global en frecuencia de la zona aislada. Generalmente, los problemas de estabilidad de frecuencia están asociados con respuestas inadecuadas de los equipos, coordinación deficiente del control y de las protecciones, o insuficiente reserva de generación. Ejemplos de tales problemas son mencionados en [Kundur et al., 1985] [Chow et al., 1989] [Kundur, 1981].

En el curso de la inestabilidad de la frecuencia, los tiempos característicos de los procesos y dispositivos que entran en funcionamiento, debido a las grandes variaciones de la frecuencia, se encontrarán en el rango de los segundos a los minutos. Este rango viene determinado por el tiempo que tardan en responder elementos tales como los controles y las protecciones del generador, del orden de segundos, y los sistemas de suministro de energía relacionados con la turbina y los reguladores de tensión, del orden de minutos.

Dado que la estabilidad de la frecuencia se encuentra afectada por comportamientos dinámicos lentos y rápidos, el intervalo total de estudio se extiende a los minutos. Por lo tanto, este tipo de estabilidad es caracterizada como un fenómeno de largo plazo.

1.3.2. Evolución histórica del estudio de la estabilidad de los sistemas eléctricos de potencia

La estabilidad de los sistemas eléctricos de potencia ha sido estudiada desde la década de los años 20. En [Steinmetz, 1920] se reconoce por primera vez la importancia de la estabilidad de los sistemas eléctricos. Los primeros análisis en plantas reales se presentaron en [Wilkins, 1926] [Evans y Wagner, 1926].

Los primeros problemas de estabilidad aparecieron en centrales hidroeléctricas muy alejadas de los centros de consumo, unidas a través de líneas de transporte de elevada longitud. Se comprobó que el sistema se hacía inestable después de producirse cortocircuitos y otro tipo de faltas sobre él [AIEE Subcommittee, 1937]. La inestabilidad en estos casos se debía a la falta de suficiente par de sincronización junto con unos tiempos de despeje de falta demasiado lentos, del orden de 0.5 a 2 segundos.

Debido a la falta de capacidad de cálculo en ese momento, los modelos de análisis eran muy sencillos y estaban basados en métodos gráficos, como el criterio de igualdad de áreas. El análisis se reducía al estudio de las líneas de transporte, mientras que la dinámica de la máquina síncrona se aproximaba mediante una fuente de tensión en serie con una reactancia y las cargas se modelaban mediante impedancias constantes.

A través de este análisis, se observó la importancia de utilizar sistemas de despeje de faltas más rápidos, junto con reguladores de tensión con ganancias más elevadas. La introducción de estos nuevos dispositivos trajo consigo un incremento de la estabilidad del sistema en régimen permanente, que permitía aumentar la potencia transferida del generador a las cargas, pero se observó que en algunos casos, con reguladores de tensión con ganancias muy altas, aparecían comportamientos oscilatorios en el sistema de potencia.

A partir de los años 50 y 60 se comenzó a incorporar la dinámica de los sistemas de excitación en el modelo del sistema eléctrico de potencia, para estudiar su influencia en la estabilidad del mismo [Schleif et al., 1968] [deMello y Concordia, 1969]. A partir de estos trabajos se abrieron dos líneas de investigación:

- *Análisis del Sistema Eléctrico.* Por un lado, y debido a la interconexión de las redes eléctricas entre los distintos países, se comenzó a estudiar la estabilidad transitoria. En este caso, se empezaron a modelar las redes, las cargas, las máquinas síncronas y sus sistemas de excitación de forma que se pudo analizar el comportamiento de la red de forma global, estudiando todas las oscilaciones que aparecían en el sistema.
- *Control de los Generadores.* Por otro lado, y debido a la necesidad de ajustar correctamente los sistemas de excitación y los reguladores de sistemas de potencia, se investigaron nuevos sistemas de control que estabilizasen los generadores. Para ello, se modeló con mayor detalle el generador y sus sistemas de excitación asociados, mientras que el modelo del resto del sistema se simplificó.

Inicialmente el diseño de los estabilizadores de sistemas de potencia (PSS) estaba basado en la teoría de control clásica [Schleif et al., 1968] [deMello y Concordia, 1969], linealizando las ecuaciones del sistema en el punto de funcionamiento habitual de la máquina y calculando, posteriormente, los

parámetros del regulador adecuados. Al variar el punto de operación del sistema, el PSS quedaba desajustado y no amortiguaba correctamente las oscilaciones.

Debido a las carencias que mostraban los PSS basados en la teoría clásica, aparecieron nuevas líneas de investigación que versaban los sistemas de control adaptativos, los cuales identificaban en tiempo real los parámetros del modelo discreto de la planta y hacían variar, de forma automática, el valor de los parámetros del regulador en función del punto de operación. Aunque la historia del control adaptativo es compleja con varias líneas de investigación en paralelo, es generalmente aceptado que los primeros intentos de emplear un control adaptativo data de 1958, cuando Kalman propuso un regulador auto-ajustable (STR) [Kalman, 1958] y Whitaker, Yarmon y Kezer presentaron un regulador adaptativo con modelo de referencia (MRAS) [Whitaker et al., 1958].

Un estudio profundo sobre los MRAS en tiempo continuo y discreto se presenta en [Landau, 1974]. A causa del carácter no lineal de éstos, se emplearon los métodos de Lyapunov [Parks, 1966] y de la Hiperestabilidad [Landau, 1972] para derivar algoritmos de adaptación que asegurasen la estabilidad en bucle cerrado, aparte de usar métodos de estimación y optimización local. Los MRAS tenían dos principales inconvenientes: el primero de ellos es que empleaban una estrategia de control basada en la realimentación negativa, siendo ésta heredada de la teoría clásica de control desarrollada para sistemas en tiempo continuo, lo cual limitaba la estabilidad de los MRAS; el segundo inconveniente es que la definición del modelo de referencia no consideraba la realizabilidad física de ésta por el proceso, lo cual daba lugar a acciones de control desestabilizantes. Estos inconvenientes fueron los causantes de que no fueran aplicados en un contexto industrial y que únicamente se presentasen desarrollos teóricos [Masiello y Schweppe, 1975] [Bollinger y Lalonde, 1977] [Bollinger et al., 1982] [Idowu y Ghandakly, 1989] [Ghandakly e Idowu, 1990] [Menniti et al., 2000] [Zhang y Lin Luo, 2009].

Con la aparición de los primeros ordenadores se introdujo la simulación y modelización de los procesos en tiempo discreto, dando lugar al nacimiento de la teoría de control discreta, la cual ofrecía la posibilidad de predecir la evolución futura de las salidas de los procesos en tiempo real. Esta ventaja permitió la introducción del controlador de mínima varianza [Aström, 1970], el cual estaba basado en la teoría de control óptimo. A partir de la formulación de este controlador, se derivaron los reguladores auto-ajustables (STR) [Aström, 1973] [Clarke y Gawthrop, 1975]. Los mayores inconvenientes que presentan los reguladores autoajustables son: (i) precisan del conocimiento dinámico de la planta para efectuar su ajuste, algo realmente complicado y que finalmente requiere de un compromiso, dado que gran parte de los parámetros que se precisan para definir un modelo preciso no se encuentran disponibles; (ii) aquellos reguladores que emplean de una función de coste cuadrática que precisa del conocimiento de todas las variables de estado, da lugar a que no se puedan implementar en la realidad industrial, aunque existan casos en donde se empleen observadores de estado. Aún así, los esfuerzos investigadores en esta línea han sido notables, como se puede observar en los artículos [Xia y Heydt, 1983] [Gosh et al., 1984] [Cheng et al., 1986a] [Cheng et al., 1986b] [Hsu y Liou, 1987] [Wu y Hsu, 1988] [Gu y Bollinger, 1989] [Ibrahim et al., 1989] [Chengxiong et al., 1990] [Fan et al., 1990] [Mao et al., 1990] [Mao et. al, 1992] [Cheng et al., 1993] [Cheng y Malik, 1995][Flynn et al., 1996].

Por otro lado, el regulador autoajustable de mínima varianza puede ser considerado como el actual precursor de la metodología de control predictivo, el cual, por primera vez explotó todas las posibilidades de la predicción en tiempo real desde la perspectiva del control. Esta metodología fue

introducida por Martín Sánchez dentro del contexto del control adaptativo predictivo (APC) a mediados de los años setenta, como se puede ver en las referencias [Martín Sánchez, 1974] [Martín Sánchez, 1976a] [Martín Sánchez, 1976b].

Posteriormente, se abrieron líneas de investigación sobre nuevas técnicas de control como son los sistemas borrosos, los algoritmos genéticos y las redes neuronales, aplicadas a los sistemas eléctricos. Todas estas técnicas de control son complementarias entre sí.

Los sistemas de control borrosos tuvieron una gran aceptación dentro del contexto industrial debido a la facilidad por parte del usuario para la creación de las reglas, dado que para ello únicamente se precisaba del conocimiento de un experto del proceso [Hiyama y Lim, 1989] [Hiyama, 1990] [Hassan et al., 1991] [Hassan y Malik, 1993] [El-Metwally y Malik, 1995] [El-Metwally et al., 1996] [Hiyama et al., 1996] [Hoang y Tomsovic, 1996] [Malik y Hairi, 1996] [Hiyama et al., 1997] [Mrad et al., 1997] [Chang et al., 1999] [Lakshmi y Khan, 2000] [Fraile Ardanuy, 2001]. Sus grandes inconvenientes se encuentran en la carencia de un método sistemático en su diseño y el hecho de que las reglas no dejan de ser un método de control costoso de mantener en el tiempo, dado que cualquier modificación física en el proceso o en elementos directamente relacionados con éste implica una redefinición del conjunto de reglas.

Los algoritmos genéticos se presentaron como una herramienta de optimización global que, basándose en el mecanismo de selección natural, proporcionaba los ajustes óptimos del controlador [Asgharian y Tavakoli, 1996] [Abdel-Magid et al., 1997] [Abido y Abdel-Magid, 1998] [Abido y Abdel-Magid, 1999] [do Bomfim et al., 2000] [Fraile Ardanuy, 2000] [Ozaki et al., 2000] [Zhang y Coonick, 2000] [Andreoiu y Bhattacharya, 2002] [Abdel-Magid, 2003] [Lee, 2005] [Ahmad y Abdelqader, 2011]. Para su correcto funcionamiento es necesario tener previamente un buen modelo que represente el proceso, lo cual es complejo y costoso. Por otro lado, resulta de vital importancia la elección del algoritmo genético a emplear y los parámetros de configuración del mismo, como la población inicial, probabilidad de reproducción, probabilidad de mutación y puntos de corte.

Las redes neuronales artificiales se han utilizado ampliamente en el diseño de estabilizadores de sistemas de potencia a nivel teórico [Narendra y Parthasarathy, 1990] [Fan y Xiaokui, 1993] [Zhang et al., 1993] [Zhang et al., 1994] [Park et al., 1996] [Park y Lee, 1996] [El-Metwally et al., 1997] [Flynn et al., 1997] [Malik y He, 1997] [Malik y Shamaollahi, 1997] [Hasanzadeh et al., 2000] [Ramakrishna y Malik, 2000] [Ramakrishna y Malik, 2004] [Malik y Chaturvedi, 2005] [Mishra, 2006] [Zhao y Malik, 2009] aunque el número de aplicaciones prácticas es mucho menor y se reducen a una serie de ensayos experimentales de laboratorio [Salem et al., 2002]. Las redes neuronales tienen como ventaja la capacidad de adaptación y aprendizaje. Sin embargo tienen varios inconvenientes como son: (i) el de funcionar como una 'caja negra', impidiendo la comprensión de su funcionamiento desde el punto de vista de un observador externo; (ii) la falta de robustez del regulador cuando las señales tienen ruido; (iii) debido a la discretización el modelo puede llegar a tener los ceros fuera del círculo unidad, de manera que la planta inversa tenga una característica dinámica con inverso inestable, lo cual da lugar a una secuencia de acciones de control no acotada que provoca la desestabilización del proceso; (iii) la falta de un método de diseño sistemático. Estos inconvenientes son las principales causas de su ausencia en instalaciones reales.

1.4. Objetivos y Estructura de la Tesis

El objetivo principal en esta Tesis Doctoral es el diseño de un sistema estabilizador de potencia (PSS) que permita que la máquina sea estable en un rango de funcionamiento amplio, adaptándose a las diferentes dinámicas que posee el generador en función del punto de operación en el que se encuentre y de la situación de la red eléctrica externa.

El capítulo 1 de la Tesis presenta una introducción sobre la problemática que supone la aparición de inestabilidades en los sistemas eléctricos de potencia, describiendo la evolución histórica de dicha problemática y una posible clasificación de los tipos de inestabilidades existentes.

El capítulo 2 analiza el proceso de generación como paso previo al diseño del estabilizador de potencia y se presenta un análisis exhaustivo de la estabilidad de pequeña señal. Este capítulo se inicia con una descripción del modelo de un sistema eléctrico de potencia, el cual se compone de un generador, la red eléctrica externa al cual se encuentra conectado y su sistema de excitación. Posteriormente, sin entrar en la actuación propia del estabilizador de potencia, se realiza el análisis de estabilidad pertinente, donde se linealiza el modelo mediante los parámetros de Heffron y Philips en un punto concreto de operación. Dentro de este análisis se presenta como aspecto innovador en esta Tesis el estudio de la variación de dichos parámetros en función del punto de funcionamiento del generador y de la red eléctrica externa, estudio no hallado en la bibliografía consultada.

El capítulo 3 describe la actuación de un estabilizador de potencia clásico y su efecto en el sistema eléctrico. El capítulo analiza las ventajas e inconvenientes de las entradas al estabilizador de potencia, es decir, la variación de la velocidad del rotor, la variación de la frecuencia de la tensión en terminales del generador y la variación de la denominada potencia de aceleración. Posteriormente, se efectúa un análisis detallado de la estabilidad de pequeña señal teniendo en cuenta la actuación de un estabilizador de potencia clásico, ausente en el análisis del capítulo anterior, dando lugar a la actualización del modelo previamente linealizado.

El capítulo 4 presenta el estado del arte en el diseño de estabilizadores de potencia. El capítulo se inicia con la descripción de las aplicaciones basadas en la teoría clásica de control y en la denominada teoría de control óptimo. La necesidad de adaptación de los parámetros del controlador promovió la introducción de soluciones de control adaptativo, que se describen siguiendo su orden cronológico. Así pues, se analizan los controladores adaptativos con modelo de referencia y los reguladores basados en el autoajuste (*self-tuning*), por ser éstos los más frecuentes en la literatura. A continuación, se muestran trabajos en técnicas que han sido motivo de investigación en los últimos años, como los algoritmos genéticos, los controladores borrosos y las redes neuronales. En este capítulo se realiza un extenso estudio bibliográfico sobre el estado del arte de las técnicas anteriores, mencionando las ventajas e inconvenientes que aparecen al aplicarlas al diseño de estabilizadores de potencia. La metodología de control predictivo fue un cambio fundamental dentro de la teoría de control, que se presentó ya en el contexto adaptativo predictivo con la capacidad de resolver los problemas presentes en el control de procesos variables con el tiempo como el de la generación eléctrica. Sin embargo es de destacar que esta metodología, introducida ya en 1976, no ha sido aplicada previamente al diseño de estabilizadores de potencia. Este capítulo describe una nueva generación de control adaptativo predictivo, denominado control adaptativo predictivo experto, que será utilizado en los trabajos de esta Tesis.

El capítulo 5 presenta las aportaciones más importantes de esta Tesis Doctoral. Después de

una breve descripción del estabilizador propuesto, basado en la metodología de control adaptativo predictivo experto, se presenta una descripción de los diferentes bloques que lo componen junto con pequeños ejemplos que ayudan a su entendimiento. A continuación, se determina la expresión general de la función de transferencia en terminales del estabilizador, para posteriormente analizar la variación de sus coeficientes en función del punto de operación del generador y la situación de la red eléctrica externa. Acto seguido, se definen las diferentes regiones de trabajo del estabilizador propuesto y que servirán para definir la configuración óptima de éste en cada una de ellas. Por último, se establece una guía general de los pasos a seguir para la configuración del estabilizador en cada una de las regiones de trabajo, pasos que son aplicables para cualquier generador y red eléctrica externa, siendo únicamente necesario conocer los parámetros básicos de la máquina. La configuración óptima se basa en la minimización de una función de coste que toma en consideración el desvío con respecto a la consigna y el esfuerzo de la señal de control.

El capítulo 6 describe el sistema eléctrico de potencia objeto de este estudio y analiza su estabilidad, así como las condiciones en las cuales ésta se consigue. Posteriormente, se diseña un estabilizador de potencia clásico, según los criterios encontrados en la bibliografía, y el estabilizador de potencia propuesto según los pasos definidos en el capítulo anterior. Por último, se muestra la aplicación y resultados del estabilizador de potencia propuesto en comparación con un estabilizador de potencia clásico en un conjunto de casos de estudio, permitiendo así verificar el mejor funcionamiento del estabilizador propuesto.

El capítulo 7 presenta las conclusiones de la Tesis y las posibles líneas futuras de investigación.

Capítulo 2

Estabilidad de Pequeña Señal en un Sistema Eléctrico de Potencia

2.1. Introducción

Un sistema eléctrico de potencia puede representarse mediante un gran generador en el que se mantienen constantes la tensión y la frecuencia. La introducción de un alternador adicional en esta red no altera los parámetros básicos anteriores, por representar una potencia reducida frente al conjunto total de generación del sistema. En la terminología eléctrica, se dice que el alternador adicional se encuentra conectado a una *red de potencia infinita* o a un *nudo de potencia infinita*.

La mayoría de los trabajos previos sobre el diseño de estabilizadores de potencia, utilizan el modelo que se muestra en la figura 2.1, que consta de un único generador conectado a un nudo de potencia infinita a través de una línea de transporte. Por ello, en la presente Tesis se empleará el mismo modelo [Kundur, 1994].

El diagrama de bloques de la figura se describe como sigue:

- *Excitatriz*. Proporciona la corriente continua al devanado de campo o devanado inductor de la máquina síncrona, constituyendo la fase de potencia del sistema de excitación.
- *Regulador*. Procesa y amplifica las señales de control de entrada a un nivel y forma apropiada para el control de la excitatriz. Este bloque incluye la regulación y las funciones de estabilización del sistema de excitación (relación de realimentación o compensación adelanto-retraso).
- *Transductor de tensión y compensador de carga*. Mide la tensión en terminales del generador, la rectifica y la filtra a una cantidad continua que representa el valor eficaz de dicha tensión en terminales de la máquina, y la compara con su señal de consigna. Además, puede añadirse la compensación de carga si se desea mantener constante la tensión en un punto eléctricamente remoto desde los terminales.
- *Estabilizador de sistemas de potencia*. Proporciona una señal de entrada adicional al regulador con objeto de amortiguar las oscilaciones del sistema eléctrico. Las señales que se emplean

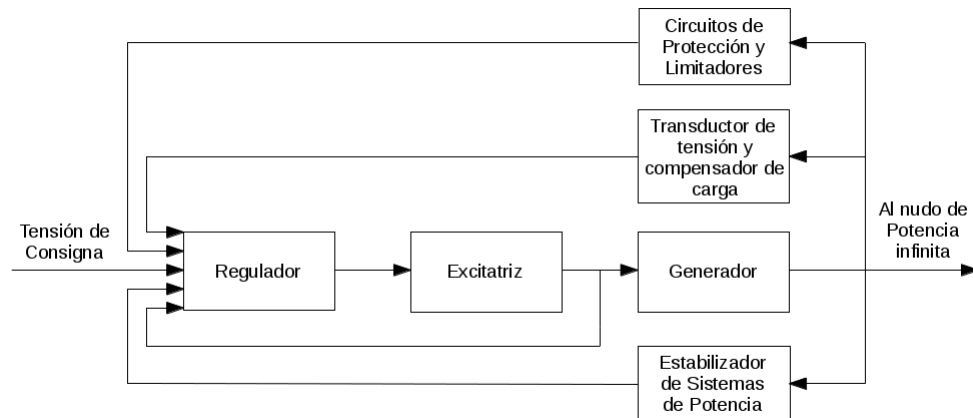


Figura 2.1: Diagrama de bloques funcional del sistema de control de la excitación de un generador

frecuentemente son la variación de velocidad del rotor, aceleración de la potencia y variación de la frecuencia.

- *Circuitos de protección y limitadores.* Éstos incluyen una amplia tabla de funciones de control y protección que aseguran que los límites de capacidad de la excitatriz y del generador no son superados. Algunas de las funciones más comúnmente empleadas son el limitador de corriente de campo, limitador de máxima excitación, limitador de tensión en terminales, protección y control tensión/frecuencia (V/Hz), y limitador de subexcitación. Normalmente, éstos son circuitos distintos y sus señales de salida suelen estar aplicadas al sistema de excitación en varios puntos.

A nivel constructivo, el estabilizador de potencia es una placa de circuito impreso con componentes electrónicos específicos. Debido a su bajo coste, suele estar integrado en los generadores, aún cuando no sea necesaria su utilización.

Como paso previo al diseño de un estabilizador de potencia se ha de desarrollar un modelo del sistema eléctrico, compuesto éste por la máquina síncrona, la red eléctrica externa y el sistema de excitación. El grado de precisión del modelo dependerá de la cantidad de datos disponibles, los cuales en la mayoría de los casos son escasos, dado que los relativos a la máquina síncrona y al sistema de excitación son limitados. Una vez definido el modelo, se ha de efectuar un análisis de estabilidad de pequeña señal, para lo cual se ha de linealizar el modelo en el punto de trabajo objeto de estudio y evaluar sus autovalores, de forma que se pueda determinar que tipo de inestabilidades aparecen en el sistema al sufrir pequeñas perturbaciones. Una vez hallados los modos de inestabilidad presentes, se procede al diseño del estabilizador de potencia, cuyo objetivo es eliminarlos.

En este capítulo la sección 2.2 desarrolla los modelos de la máquina síncrona, la red eléctrica externa y el sistema de excitación. La sección 2.3 efectúa el análisis en pequeña señal del modelo desarrollado anteriormente, para lo cual se efectuará su linealización basándose en una aproximación con diagramas de bloques. Para su desarrollo y análisis se introducen paulatinamente los diferentes elementos que componen el generador, empezando con el generador desde un punto de vista clásico, para a continuación introducir el efecto del devanado de campo y finalmente incorporar los efectos del sistema de excitación. La sección 2.4 presenta las conclusiones del capítulo.

2.2. Modelo del sistema eléctrico de potencia

2.2.1. Modelo de la máquina síncrona

Los generadores síncronos forman la fuente principal de energía eléctrica en los sistemas eléctricos. Como se ha comentado en el capítulo 1, la estabilidad de un sistema de potencia principalmente consiste en mantener la operación síncrona. Por lo tanto, un entendimiento de sus características y una modelización precisa de su comportamiento dinámico son de fundamental importancia para el estudio de la estabilidad de un sistema eléctrico de potencia.

La modelización y el análisis de la máquina síncrona ha sido siempre un reto. El problema fue investigado intensamente entre los años 1920 y 1940. Las ecuaciones fundamentales de las máquinas síncronas fueron desarrolladas por R.H. Park a finales de la década de 1920 [Park, 1929]. Las ecuaciones de Park se encuentran expresadas en forma compleja y son de sobra conocidas. Sus ecuaciones de tensión se describen por medio de un sistema de coordenadas que gira a la velocidad del rotor (ω_r), con un eje d, denominado directo o longitudinal fijado sobre el eje del devanado de excitación o campo del rotor, un eje q, en cuadratura o transversal, que está desfasado 90° en adelante con respecto del anterior, y una componente de secuencia cero no asociada a ningún eje. Estas ecuaciones también se denominan ecuaciones en las componentes dq0. La teoría y funcionamiento de las máquinas síncronas ha sido cubierta en un gran número de libros.

Dependiendo del grado de detalle utilizado para la modelización de la máquina síncrona, el número de devanados del rotor y el número de variables de estado puede oscilar entre uno y seis. En la referencia [IEEE, 1986a] se proponen distintos tipos de modelos a medida que varía el grado de complejidad de los mismos.

1. Modelo clásico.
2. Modelo con el devanado de campo.
3. Modelo con el devanado de campo y un devanado amortiguador equivalente en el eje q.
4. Modelo con el devanado de campo, un devanado amortiguador en el eje d y un devanado amortiguador en el eje q.
5. Modelo con el devanado de campo, un devanado amortiguador en el eje d y dos devanados amortiguadores en el eje q.
6. Modelo con el devanado de campo, dos devanados amortiguadores en el eje d y dos devanados amortiguadores en el eje q.
7. Modelo con el devanado de campo, dos devanados amortiguadores en el eje d y tres devanados amortiguadores en el eje q.

En esta clasificación, el último modelo es el más detallado de todos y es aplicable a turboalternadores, mientras que los modelos mencionados en el tercer y cuarto punto son los más empleados en la modelización de los generadores hidroeléctricos. Tal y como es preceptivo, cuanto mayor sea el orden de los modelos utilizados, mejor son los resultados obtenidos, pero también será necesario conocer el valor de un mayor número de parámetros para poder trabajar con ellos.

En la mayoría de los casos, teniendo en cuenta la restricción de los parámetros disponibles y que los estudios se extienden a grandes sistemas interconectados, el modelo empleado de la máquina síncrona es el descrito en el segundo punto [Dandeno et al., 1973].

A continuación se muestra de forma resumida las ecuaciones en valores por unidad (p.u.) que definen la máquina síncrona según el modelo seleccionado, modelo con el devanado de campo, [Kundur, 1994].

Usaremos la siguiente notación para la escritura de las ecuaciones en las componentes dq0 de los circuitos del estátor y del rotor:

e_d, e_q, e_0	= tensiones instantáneas del estátor con respecto al neutro en p.u.
e_{fd}	= tensión del devanado de campo.
i_d, i_q, i_0	= corrientes instantáneas del estátor en p.u.
i_{fd}	= corriente del devanado de campo en p.u.
Ψ_d, Ψ_q, Ψ_0	= enlaces de flujo del estátor en p.u.
Ψ_{fd}	= enlace de flujo del devanado de campo en p.u.
R_a	= resistencia por fase del devanado del estátor en p.u.
R_{fd}	= resistencia del devanado de campo en p.u.
L_{ad}	= inductancia mutua entre el eje directo del estátor y el devanado de campo en p.u.
L_{aq}	= inductancia mutua entre el eje en cuadratura del estátor y el devanado de campo en p.u.
L_l	= inductancia de dispersión del devanado del estátor p.u.
L_{fd}	= inductancia de dispersión del devanado de campo en p.u.
δ	= ángulo de potencia del generador en radianes.
$\Delta\omega_r$	= desvío de velocidad del rotor en p.u.
ω_r	= velocidad del rotor en radianes eléctricos/segundo.
ω_0	= frecuencia de la red eléctrica en radianes eléctricos/segundo.
T_m	= par mecánico en p.u.
T_e	= par electromagnético en p.u.
K_D	= factor o coeficiente de amortiguamiento en par p.u./desvío de velocidad en p.u.
H	= constante de inercia del generador en MW·s/MVA.
p	= operador diferencial d/dt con el tiempo en segundos.

Ecuaciones de la tensión del estátor

$$e_d = p\Psi_d - \Psi_q\omega_r - R_a i_d \quad (2.1)$$

$$e_q = p\Psi_q + \Psi_d\omega_r - R_a i_q \quad (2.2)$$

$$e_0 = p\Psi_0 - R_a i_0 \quad (2.3)$$

Ecuaciones de la tensión en el devanado de campo

$$e_{fd} = \frac{1}{\omega_0} p\Psi_{fd} + R_{fd} i_{fd} \quad (2.4)$$

Ecuaciones de los enlaces de flujo del estátor

$$\Psi_d = -(L_{ad} + L_l)i_d + L_{ad}i_{fd} \quad (2.5)$$

$$\Psi_q = -(L_{aq} + L_l)i_q \quad (2.6)$$

$$\Psi_0 = -L_0i_0 \quad (2.7)$$

Ecuación del enlace de flujo del devanado de campo

$$\Psi_{fd} = (L_{ad} + L_{fd})i_{fd} - L_{ad}i_d \quad (2.8)$$

Ecuación del par eléctrico

$$T_e = \Psi_d i_q - \Psi_q i_d \quad (2.9)$$

Ecuaciones del movimiento del rotor

$$p\Delta\omega_r = \frac{1}{2H}(T_m - T_e - K_D\Delta\omega_r) \quad (2.10)$$

$$p\delta = \omega_o\Delta\omega_r \quad (2.11)$$

$$\Delta\omega_r = \frac{\omega_r - \omega_0}{\omega_0} \quad (2.12)$$

2.2.1.1. Simplificaciones en estudios a gran escala de estabilidad de pequeña señal

Para el análisis de estabilidad de pequeña señal en grandes sistemas eléctricos, es necesario despreciar de las ecuaciones arriba mostradas lo siguiente:

- Dado que estamos trabajando en el ámbito de la pequeña señal, las perturbaciones aplicadas al sistema eléctrico no implican en ningún momento una situación de desequilibrio en las corrientes de fase del estátor, es decir, el valor de i_0 tiene un valor nulo, lo cual trae consigo la desaparición de las ecuaciones 2.3 y 2.7.
- Los términos de las tensiones de transformación $p\Psi_d$ y $p\Psi_q$ son despreciados [Kundur, 1994]. Esta simplificación trae consigo que las ecuaciones del estátor contienen sólo componentes de frecuencia fundamental y pasan a ser un conjunto de ecuaciones algebraicas. Esto permite el uso de relaciones sin ecuaciones diferenciales con la red de transporte. La razón principal de esta simplificación es que los transitorios asociados con la red decaen muy rápidamente, con lo cual, no merece la pena considerarlos y por ello, para no tener un conjunto inconsistente de ecuaciones, se han de despreciar los transitorios del estátor.
- El efecto de la variación de velocidad del rotor es despreciada [Kundur, 1994]. Esta simplificación implica que ω_r es igual a 1.0, es decir, igual a la frecuencia de la tensión eléctrica. Esto no quiere decir que la velocidad del rotor sea constante, si no que los cambios en ésta son tan pequeños que no tienen un efecto significativo en la tensión. La razón principal para efectuar esta simplificación es que equilibra el efecto de despreciar las tensiones de transformación.

Finalmente el conjunto de ecuaciones que modelan la máquina síncrona son las siguientes:

Ecuaciones de la tensión del estátor

$$e_d = -\Psi_q - R_a i_d \quad (2.13)$$

$$e_q = \Psi_d - R_a i_q \quad (2.14)$$

Ecuaciones de la tensión en el devanado de campo

$$e_{fd} = \frac{1}{\omega_0} p \Psi_{fd} + R_{fd} i_{fd} \quad (2.15)$$

Ecuaciones de los enlaces de flujo del estátor

$$\Psi_d = -(L_{ad} + L_l) i_d + L_{ad} i_{fd} \quad (2.16)$$

$$\Psi_q = -(L_{aq} + L_l) i_q \quad (2.17)$$

Ecuación del enlace de flujo del devanado de campo

$$\Psi_{fd} = (L_{ad} + L_{fd}) i_{fd} - L_{ad} i_d \quad (2.18)$$

Ecuación del par eléctrico

$$T_e = \Psi_d i_q - \Psi_q i_d \quad (2.19)$$

Ecuaciones del movimiento del rotor

$$p \Delta \omega_r = \frac{1}{2H} (T_m - T_e - K_D \Delta \omega_r) \quad (2.20)$$

$$p \delta = \omega_0 \Delta \omega_r \quad (2.21)$$

$$\Delta \omega_r = \frac{\omega_r - \omega_0}{\omega_0} \quad (2.22)$$

2.2.2. Modelo de la red eléctrica

Para el propósito de análisis, el sistema eléctrico de la figura 2.2(a) puede ser reducido a la forma de la figura 2.2(b) usando el equivalente de Thévenin entre la red eléctrica externa a la máquina y las líneas de transporte adyacentes. A causa del tamaño relativo del sistema al cual la máquina está conectada, los efectos dinámicos de la máquina no causarán cambios en la tensión y en la frecuencia de la tensión Thévenin E_B . Esta fuente de tensión y frecuencia constantes se denomina *nudo de potencia infinita*.

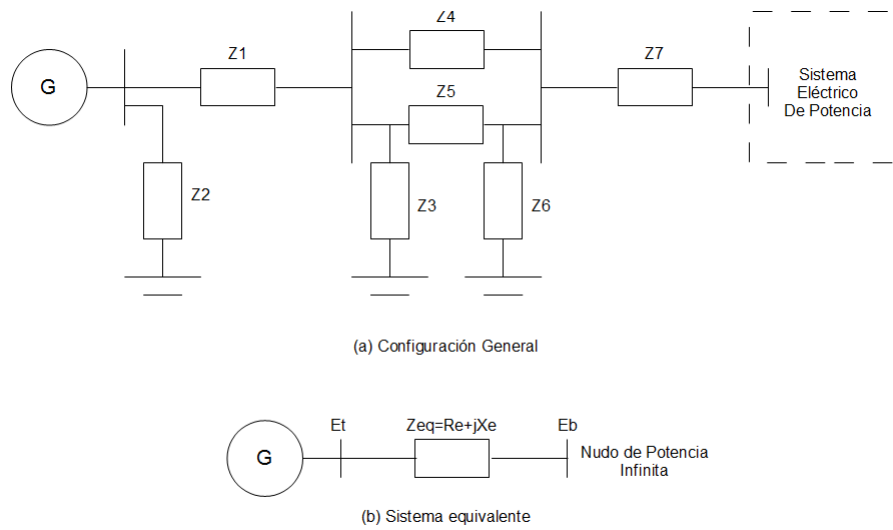


Figura 2.2: Generador conectado a un sistema eléctrico de potencia a través de líneas de transmisión

Para cualquier condición del sistema, la magnitud de la tensión del nudo de potencia infinita E_B permanece constante cuando la máquina es perturbada. Sin embargo, cuando las condiciones en régimen permanente cambian, la magnitud de E_B puede cambiar representando una nueva condición de operación de la red eléctrica externa.

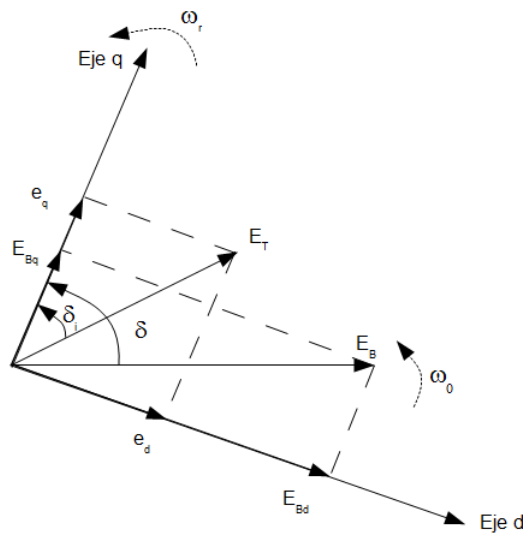


Figura 2.3: Representación vectorial en los ejes d-q

Dado que se va a representar una única máquina, las ecuaciones de la máquina y de la red de transporte pueden ser expresadas en términos de un único sistema de referencia. El sistema que emplearemos será el de la máquina mediante las componentes dq0. Refiriéndonos a la figura 2.3, las tensiones en terminales de la máquina y en el nudo de potencia infinita son expresadas en términos

de las componentes dq0.

$$\vec{E}_t = e_d + je_q \quad (2.23)$$

$$\vec{E}_B = E_{Bd} + jE_{Bq} \quad (2.24)$$

La ecuación condición para el sistema de referencia mostrado en la figura 2.3 es

$$\vec{E}_t = \vec{E}_B + (R_E + jX_E)\vec{I}_t \quad (2.25)$$

$$(e_d + je_q) = (E_{Bd} + jE_{Bq}) + (R_E + jX_E)(i_d + ji_q) \quad (2.26)$$

Resolviendo en las componentes d y q se obtiene

$$e_d = R_E i_d - X_E i_q + E_{Bd} \quad (2.27)$$

$$e_q = R_E i_q + X_E i_d + E_{Bq} \quad (2.28)$$

donde

$$E_{Bd} = E_B \sin \delta \quad (2.29)$$

$$E_{Bq} = E_B \cos \delta \quad (2.30)$$

Usando las ecuaciones 2.13 y 2.14 para eliminar e_d y e_q en las expresiones 2.27 y 2.28, respectivamente. Se obtiene:

$$-\Psi_q - R_a i_d = R_E i_d - X_E i_q + E_{Bd} \quad (2.31)$$

$$\Psi_d - R_a i_q = R_E i_q + X_E i_d + E_{Bq} \quad (2.32)$$

Empleando las ecuaciones 2.16 y 2.17 para eliminar Ψ_d y Ψ_q en las ecuaciones 2.31 y 2.32, respectivamente, las expresiones que resultan son:

$$\begin{aligned} (L_{aq} + L_l)i_q - R_a i_d &= R_E i_d - X_E i_q + E_{Bd} \\ -(L_{ad} + L_l)i_d + L_{ad} i_{fd} - R_a i_q &= R_E i_q + X_E i_d + E_{Bq} \end{aligned}$$

agrupando los términos comunes a las corrientes se obtiene:

$$i_d = \frac{1}{(R_E + R_a)} [[X_E + (L_{aq} + L_l)]i_q - E_{Bd}] \quad (2.33)$$

$$i_q = \frac{1}{(R_E + R_a)} [-[X_E + (L_{ad} + L_l)]i_d + L_{ad} i_{fd} - E_{Bq}] \quad (2.34)$$

De la ecuación 2.18, se obtiene que la corriente del devanado de campo puede expresarse como

$$i_{fd} = \frac{\Psi_{fd} + L_{ad} i_d}{L_{ad} + L_{fd}}$$

teniendo en cuenta que $L'_{ad} = \frac{L_{ad} L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}}$ es la asociación en paralelo de L_{ad} y L_{fd} , la expresión que resulta es:

$$i_{fd} = \frac{1}{L_{ad} + L_{fd}} \Psi_{fd} + \frac{L'_{ad}}{L_{fd}} i_d \quad (2.35)$$

Sustituyendo la ecuación 2.35 en la corriente del devanado de campo de la ecuación 2.34 y operando, el resultado obtenido es:

$$\begin{aligned}
 i_q &= \frac{1}{(R_E + R_a)} [-[X_E + (L_{ad} + L_l)]i_d + L_{ad}\left(\frac{1}{L_{ad} + L_{fd}}\Psi_{fd} + \frac{L'_{ad}}{L_{fd}}i_d\right) - E_{Bq}] \\
 i_q &= \frac{1}{(R_E + R_a)} [-[X_E + (L_{ad} + L_l)]i_d + \frac{L_{ad}}{L_{ad} + L_{fd}}\Psi_{fd} + \frac{L_{ad}L'_{ad}}{L_{fd}}i_d - E_{Bq}] \\
 i_q &= \frac{1}{(R_E + R_a)} [-(X_E + L_l + L_{ad} - \frac{L_{ad}L'_{ad}}{L_{fd}})i_d + \frac{L_{ad}}{L_{ad} + L_{fd}}\Psi_{fd} - E_{Bq}] \\
 i_q &= \frac{1}{(R_E + R_a)} [-(X_E + L_l + L'_{ad})i_d + \frac{L_{ad}}{L_{ad} + L_{fd}}\Psi_{fd} - E_{Bq}] \tag{2.36}
 \end{aligned}$$

Como se puede observar, las ecuaciones 2.33 y 2.36 forman un sistema de ecuaciones donde las incógnitas son las corrientes del estátor, i_d y i_q . Sustituyendo en las ecuaciones mencionadas las expresiones 2.29 y 2.30, y resolviendo el sistema de ecuaciones, las expresiones resultantes para las corrientes del estátor son

$$i_d = \frac{X_{Tq}\left(\Psi_{fd}\frac{L_{ad}}{L_{ad} + L_{fd}} - E_B \cos \delta\right) - R_T E_B \sin \delta}{D} \tag{2.37}$$

$$i_q = \frac{R_T\left(\Psi_{fd}\frac{L_{ad}}{L_{ad} + L_{fd}} - E_B \cos \delta\right) + X_{Td}E_B \sin \delta}{D} \tag{2.38}$$

donde

$$\begin{aligned}
 R_T &= R_E + R_a \\
 X_{Tq} &= X_E + (L_{aq} + L_l) = X_E + X_q \\
 X_{Td} &= X_E + (L'_{ad} + L_l) = X_E + X'_d \\
 D &= R_T^2 + X_{Tq}X_{Td}
 \end{aligned}$$

Las reactancias X_d y X_q son valores no saturados de los ejes directo y en cuadratura, respectivamente. Sus valores por unidad son iguales a los de las correspondientes inductancias.

Finalmente, se resumen las ecuaciones que definen el modelo de la red eléctrica.

Ecuaciones de las tensiones

$$e_d = R_E i_d - X_E i_q + E_B \sin \delta \tag{2.39}$$

$$e_q = R_E i_q + X_E i_d + E_B \cos \delta \tag{2.40}$$

Ecuaciones de las corrientes

$$i_d = \frac{X_{Tq}\left(\Psi_{fd}\frac{L_{ad}}{L_{ad} + L_{fd}} - E_B \cos \delta\right) - R_T E_B \sin \delta}{D} \tag{2.41}$$

$$i_q = \frac{R_T\left(\Psi_{fd}\frac{L_{ad}}{L_{ad} + L_{fd}} - E_B \cos \delta\right) + X_{Td}E_B \sin \delta}{D} \tag{2.42}$$

2.2.3. Modelos del sistema de excitación

La función básica de un sistema de excitación es proporcionar corriente continua al devanado de campo de la máquina síncrona. Adicionalmente, el sistema de excitación realiza funciones de control y protección esenciales para el funcionamiento satisfactorio del sistema eléctrico mediante el control de la tensión de campo y por lo tanto, la corriente de campo.

Las funciones de control incluyen la regulación de la tensión y del flujo de potencia reactiva, y el aumento de la estabilidad del sistema de potencia. El regulador automático de tensión, también conocido por sus siglas en inglés *Automatic Voltage Regulator - AVR*, es el elemento encargado de las funciones de control. Las funciones de protección aseguran que los límites de capacidad de la máquina síncrona no sean superados.

2.2.3.1. Representación de los sistemas de excitación

El diagrama de bloques funcional mostrado en la figura 2.1 indica los subsistemas que forman el sistema de excitación de un generador, los cuales son representados en los estudios de estabilidad. Incluyen un transductor de la tensión en terminales y un compensador de carga, un regulador de tensión, un excitador, elementos de estabilización del sistema de excitación y un estabilizador de potencia. Las funciones de protección, representadas por limitadores tensión/frecuencia (V/Hz), limitadores de excitación máxima y limitadores de subexcitación, no son normalmente representados en los estudios de grandes sistemas eléctricos.

Se distinguen tres tipos distintos de sistemas de excitación según la fuente de energía que los suministra [IEEE, 2006] [Kundur, 1994].

- *Sistemas de excitación tipo DC o de tipo corriente continua*, los cuales emplean un generador de corriente continua como excitatriz con un conmutador que proporciona la alimentación al sistema de excitación. Actualmente no se construyen muchos excitadores de continua, dado que han sido desplazados por los excitadores de corriente alterna y los estáticos. Aún así, hay muchos sistemas que todavía se encuentran en servicio.
- *Sistemas de excitación tipo AC o de tipo corriente alterna*, los cuales usan un alternador como excitatriz y un conjunto de rectificadores estáticos o giratorios para producir la corriente continua necesaria en el devanado de campo del generador. La mayoría de estos sistemas de excitación alimentan el devanado de campo con corrientes positivas, a excepción de los de tipo AC4, los cuales permiten una alimentación con corrientes negativas.
- *Sistemas de excitación tipo ST o de tipo estático*, en los cuales la energía es suministrada desde la red a través de transformadores o mediante devanados auxiliares que posea el generador, para posteriormente ser acondicionada por un conjunto de rectificadores, controlados o no controlados, que finalmente proporcionan la corriente continua necesaria al devanado de campo del generador.

Mientras muchos de estos sistemas permiten la alimentación de una tensión negativa al devanado de campo, la mayoría no suministra una corriente negativa a éste. Para estudios que impliquen corrientes inducidas negativas en el devanado de campo, por ejemplo en el caso de una operación asíncrona, es requerida una modelización más detallada.

En muchos de los sistemas estáticos, la tensión límite superior es muy alta. Se ha de mencionar que en dichos sistemas hay circuitos limitadores de corriente adicionales, no definidos en los modelos, cuya función es la de proteger la excitatriz y el devanado rotórico.

Adicionalmente, se identifican los siguientes elementos que son comunes a todos los sistemas de excitación.

- Transductor de tensión y compensación de carga.
- Estabilizador del sistema de potencia.

En esta tesis se empleará un sistema de excitación estático tipo ST1 sin compensación de carga con un transductor de tensión. A continuación, se pasan a describir los modelos de los elementos mencionados [IEEE, 2006] [Xu et al., 1998] [Kundur, 1994] [IEEE, 1986b] [IEEE, 1981].

2.2.3.2. Modelos del transductor de tensión y el compensador de carga

En la figura 2.4 se muestra un diagrama de bloques del transductor de tensión y del compensador de carga.

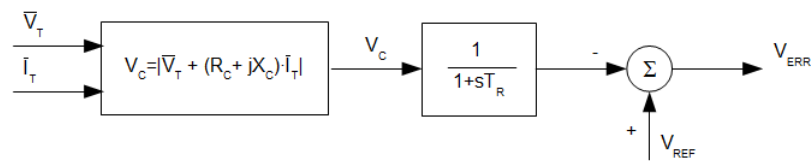


Figura 2.4: Transductor de tensión en terminales y compensador de carga

Cuando la compensación de carga no es utilizada ($R_c - X_c = 0$), el diagrama de bloques se reduce a un circuito sencillo consistente de un sensor y un comparador. La tensión y la corriente en terminales del generador es medida y filtrada para posteriormente introducirlas en el bloque compensador de carga. Mientras que el filtrado puede ser complejo, en la simulación dicho comportamiento puede ser reducido a una constante de tiempo, T_R . En muchos sistemas, esta constante de tiempo es muy pequeña y puede hacerse cero.

La tensión de salida del transductor es comparada con una consigna de tensión, V_{REF} , que representa el valor deseado de la tensión en terminales de generador. Esta consigna se calcula tomando en consideración el grado de carga del generador, por lo tanto, para cada condición de carga la consigna tendrá un valor diferente. La señal de error resultante es amplificada para proveer la tensión de campo y, como consecuencia, la tensión en terminales que satisfaga las ecuaciones en régimen permanente. Sin la compensación de carga, el sistema de excitación intenta mantener una tensión en terminales determinada por una consigna de tensión constante e independiente de la carga que posea el generador.

Cuando se desea emplear la compensación de carga, se hace necesario seleccionar de forma adecuada de los valores de R_c y X_c . Las variables de entrada del generador, tensión y corriente,

deben encontrarse en forma fasorial para efectuar los cálculos de la compensación. Dado que los modelos de los sistemas de excitación se encuentran conectados con el modelo de la máquina síncrona en los terminales del devanado de campo y en los terminales de salida de la máquina, debe tenerse especial cuidado en la selección del sistema por unidad empleado. La figura 2.5, ilustra los cambios de base necesarios para que el modelo completo sea consistente. La compensación de carga se emplea normalmente en dos formas:

1. Cuando las unidades están conectadas al mismo nudo sin impedancia entre ellas, el compensador es empleado para crear una impedancia de acoplamiento artificial de forma que las unidades compartan de forma apropiada el requerimiento de potencia reactiva. Esta situación implica que el punto de regulación elegido sea un punto interno al generador, lo cual da lugar a que los valores de R_c y X_c sean positivos.
2. Cuando una única unidad es conectada a través de una impedancia significativa al sistema, o cuando dos o más unidades están conectadas a través de transformadores individuales; puede ser deseable regular la tensión en un punto más allá de los terminales de la máquina. Por ejemplo, puede requerirse compensar una parte de la impedancia del transformador y regular la tensión en un punto intermedio del transformador. Para estos casos, los valores apropiados de R_c y X_c deberían tomar un valor negativo.

En la mayoría de los casos, la componente R_c es despreciable y únicamente el valor de X_c es seleccionado.

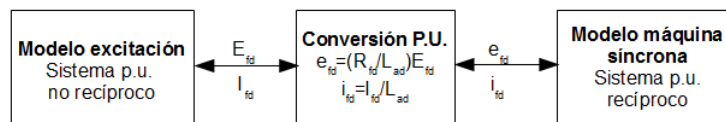


Figura 2.5: Conversión de bases en por unidad entre el modelo de la excitación y el modelo de la máquina síncrona

2.2.3.3. Modelo del sistema de excitación estático ST1

El modelo del *sistema de excitación rectificador-controlado con fuente de tensión* es mostrado en la figura 2.6. Este modelo puede ser empleado para representar todos los sistemas de excitación en los cuales la alimentación al mismo es a través de un transformador conectado a los terminales del generador o al nudo desde el cual se alimentan los servicios auxiliares de la central. La alimentación es regulada por medio de un rectificador controlado. La máxima tensión disponible en el sistema de excitación está directamente relacionada con la tensión en terminales del generador.

En este tipo de sistemas, las constantes de tiempo del sistema excitador son muy pequeñas y por dicha causa, el bloque de estabilización no es requerido. Por otro lado, puede ser deseable reducir la ganancia transitoria con objeto de obtener un mayor factor de amortiguamiento. El modelo mostrado es suficientemente versátil como para representar la reducción de ganancia transitoria, bien de forma directa mediante las constantes T_B y T_C y con $K_F = 0$, o por el camino de la

realimentación ajustando de forma adecuada los parámetros K_F y T_F . La ganancia y la constante de tiempo del regulador de tensión están representadas por las variables K_A y T_A , respectivamente.

En muchos casos el limitador situado después del sumador puede ser despreciado, pero los límites de la tensión en terminales y de la corriente de campo del generador deben ser modelados. Esta última consideración no se ha de tener en cuenta en el caso de que el sistema de excitación se encuentre alimentado a través del nudo de servicios auxiliares y que además, dichos servicios auxiliares no sean alimentados por los terminales del generador. La representación de los límites de la tensión de campo como funciones lineales de la corriente de campo del generador es posible debido a que la operación del puente rectificador se encuentra en la región definida por el modo 1. Además, para la mayoría de los sistemas alimentados a través de un transformador, la constante K_C es bastante pequeña, permitiendo que el término sea despreciado en muchos estudios.

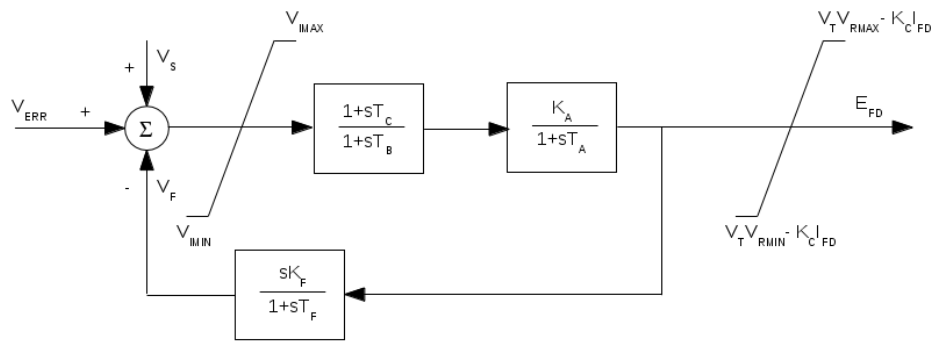


Figura 2.6: Modelo del sistema de excitación Tipo ST1

En gran parte de estos sistemas, la característica cosenoidal asociada al ángulo de disparo de los tiristores es compensada por un función inversa cosenoidal entre la salida del regulador de tensión y el ángulo de disparo. La ganancia K_A es una constante y es independiente de la tensión de suministro a la excitatriz.

En esta Tesis el sistema de excitación se encuentra alimentado a través de los servicios auxiliares de la central, los cuales a su vez toman la energía de un nudo de la red de baja tensión que no tiene relación directa con el nudo al cual se encuentra conectado el generador. Por lo tanto, los límites de la tensión de excitación, E_{FD} , son independientes de la tensión en terminales del generador. Los valores de los parámetros que conforman el sistema de excitación son los empleados en, [Xu et al., 1998] [Barton, 2004] [Baek et al., 2008] [Baek et al., 2009] [Ahmad y Abdelqader, 2011], que dan lugar al modelo reducido que se muestra en la figura 2.7, donde $K_A = 200$, $E_{FDmax} = 6$ p.u. y $E_{FDmin} = -6$ p.u.

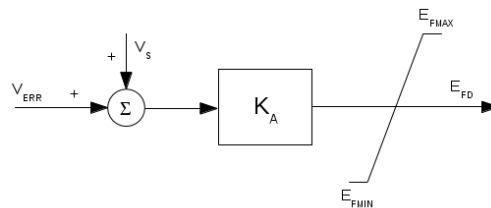


Figura 2.7: Modelo reducido del sistema de excitación Tipo ST1

2.3. Análisis en pequeña señal

2.3.1. Introducción

En el Capítulo 1 se muestra una introducción general al problema de estabilidad de los sistemas eléctricos, incluyendo una discusión de los conceptos básicos, clasificación, y definiciones de los términos empleados. En esta sección consideraremos en detalle la estabilidad de pequeña señal. El conocimiento de las características y modelización de los componentes individuales presentados en la sección anterior será una herramienta útil para el análisis que nos ocupa.

La estabilidad de pequeña señal es la capacidad del sistema eléctrico de mantener el sincronismo cuando es sometido a pequeñas perturbaciones. En este contexto, una perturbación es considerada pequeña si las ecuaciones que describen la respuesta resultante del sistema pueden ser linealizadas. La inestabilidad que puede presentarse es de dos formas: (i) incremento estable en el ángulo del rotor del generador debido a la falta de par sincronizante, u (ii) oscilaciones del rotor de amplitud creciente debido a la falta de par de amortiguación. En los sistemas eléctricos actuales, el problema de estabilidad de pequeña señal es normalmente el de insuficiente amortiguación de las oscilaciones del sistema. En el análisis de estabilidad se emplearán técnicas lineales que proveen una información valiosa sobre las características dinámicas inherentes del sistema de potencia, en concreto se usará la representación en el espacio de estados y el análisis modal.

En esta sección, antes de comenzar el análisis del generador por medio del modelo elegido, modelo con devanado de campo, se efectuará una breve introducción consistente en el análisis del generador mediante el modelo clásico. De esta forma, la posterior introducción de los efectos dinámicos del devanado de campo y del sistema de excitación será más clara y gradual.

El análisis se realizará linealizando las ecuaciones que describen el comportamiento dinámico de los componentes descritos en la sección anterior y desarrollando los elementos de la matriz de estado como funciones explícitas de los parámetros del sistema. Esto ayudará a clarificar los efectos que provocan los diferentes factores asociados con la máquina síncrona sobre la estabilidad del sistema. Además de emplear la representación en el espacio de estados y el análisis modal, se usarán diagramas de bloques que muestren la relación entre el par mecánico y el ángulo para analizar la características de estabilidad.

La aproximación mediante diagramas de bloques fue inicialmente usada por Heffron y Phillips [Heffron y Phillips, 1952] y más tarde por deMello y Concordia [deMello y Concordia, 1969] para analizar la estabilidad de pequeña señal de las máquinas síncronas. Aunque esta aproximación no es adecuada para un estudio detallado de grandes sistemas eléctricos, es útil para comprender los fenómenos físicos asociados con la dinámica del devanado de campo y establecer las bases para aumentar la estabilidad a través del control del sistema de excitación.

2.3.2. Generador representado mediante el modelo clásico

La representación del sistema eléctrico y el generador se muestra en la figura 2.8, en donde todas las resistencias se han despreciado.

\vec{E}' es la tensión antes de la inductancia X'_d . Su magnitud se asume constante e igual al valor

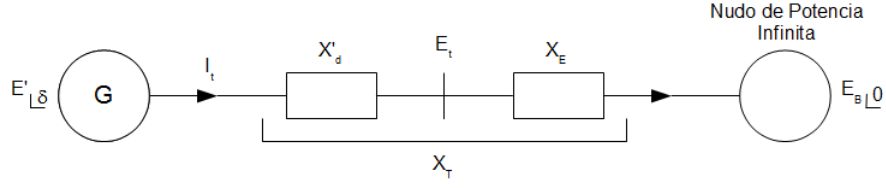


Figura 2.8: Modelo clásico del generador

antes de la perturbación. El ángulo δ es el ángulo de adelanto de la tensión \vec{E}' con respecto a la tensión de nudo infinito \vec{E}_B . Cuando el rotor oscila durante una perturbación, δ cambia.

Tomando \vec{E}' como fasor de referencia

$$\vec{E}' = \vec{E}_{t0} + jX'_d \vec{I}_{t0} \quad (2.43)$$

$$X_T = X'_d + X_E \quad (2.44)$$

$$\vec{I}_t = \frac{E' \angle 0^\circ - E_B \angle -\delta}{jX_T} = \frac{E' - E_B(\cos \delta - j \sin \delta)}{jX_T} \quad (2.45)$$

La potencia compleja antes de X'_d está dada por

$$\vec{S}' = P + jQ' = \vec{E}' \vec{I}_t^* = \frac{E' E_B \sin \delta}{X_T} + j \frac{E'(E' - E_B \cos \delta)}{X_T} \quad (2.46)$$

Con las resistencias del devanado del estátor despreciadas, la potencia en el entrehierro (P_e) es igual a la potencia en terminales de la máquina (P). En valores por unidad, el par en el entrehierro es igual a la potencia en el entrehierro. De ahí,

$$T_e = P = \frac{E' E_B}{X_T} \sin \delta \quad (2.47)$$

Linealizando en torno a un punto inicial de operación representado por $\delta = \delta_0$ se obtiene

$$\Delta T_e = \frac{\partial T_e}{\partial \delta} \Delta \delta \quad (2.48)$$

Para una mayor comprensión en el desarrollo matemático posterior, reescribimos las ecuaciones del movimiento del rotor 2.20 a 2.22.

$$p \Delta \omega_r = \frac{1}{2H} (T_m - T_e - K_D \Delta \omega_r) \quad (2.49)$$

$$p \delta = \omega_0 \Delta \omega_r \quad (2.50)$$

$$\Delta \omega_r = \frac{\omega_r - \omega_0}{\omega_0} \quad (2.51)$$

Donde $\Delta \omega_r$ es el desvío de velocidad del rotor por unidad, δ el ángulo de rotor en radianes eléctricos, ω_0 la velocidad base del rotor en radianes eléctricos por segundo, y p el operador diferencial d/dt con el tiempo t en segundos.

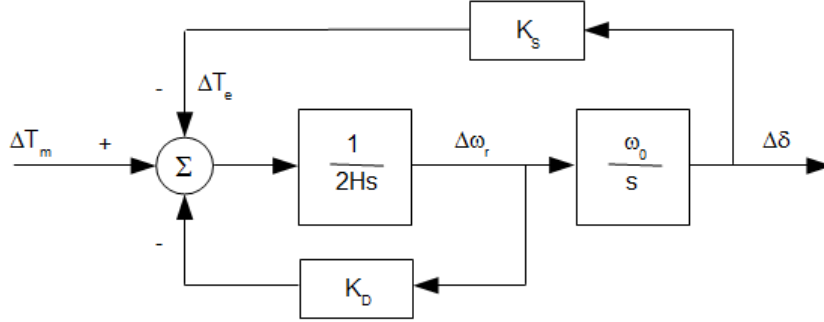


Figura 2.9: Diagrama de bloques de un generador conectado a un nudo de potencia infinita empleando el modelo clásico

Linealizando la ecuación 2.49 y sustituyendo ΔT_e dado por la ecuación 2.48, se obtiene

$$p\Delta\omega_r = \frac{1}{2H}(\Delta T_m - K_S\Delta\delta - K_D\Delta\omega_r) \quad (2.52)$$

donde K_S es el coeficiente de par sincronizante definido por

$$K_S = \left(\frac{E' E_B}{X_T} \right) \cos \delta_0 \quad (2.53)$$

Linealizando la ecuación 2.50, se obtiene

$$p\Delta\delta = \omega_0\Delta\omega_r \quad (2.54)$$

Escribiendo las ecuaciones 2.52 y 2.54 en forma matricial, se obtiene

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta\omega_r \\ \Delta\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{K_D}{2H} & -\frac{K_S}{2H} \\ \omega_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\omega_r \\ \Delta\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2H} \\ 0 \end{bmatrix} \Delta T_m \quad (2.55)$$

La forma de esta matriz responde a la representación en el espacio de estado $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}\mathbf{u}$. Se observa que los elementos de la matriz de estado \mathbf{A} son dependientes de los parámetros del sistema K_D , H , X_T y la condición inicial de operación representada por los valores de E' y δ_0 . En la figura 2.9 se muestra el diagrama de bloques que define el funcionamiento en pequeña señal.

Del diagrama de bloques se desprende

$$\Delta\delta = \frac{\omega_0}{s} \left[\frac{1}{2Hs} (-K_S\Delta\delta - K_D\Delta\omega_r + \Delta T_m) \right] = \frac{\omega_0}{s} \left[\frac{1}{2Hs} \left(-K_S\Delta\delta - K_D s \frac{\Delta\delta}{\omega_0} + \Delta T_m \right) \right] \quad (2.56)$$

Reordenando, se tiene

$$s^2(\Delta\delta) + \frac{K_D}{2H}s(\Delta\delta) + \frac{K_S}{2H}\omega_0(\Delta\delta) = \frac{\omega_0}{2H}\Delta T_m$$

Por lo tanto, la ecuación característica está definida por

$$s^2 + \frac{K_D}{2H}s + \frac{K_S\omega_0}{2H} = 0 \quad (2.57)$$

Esta ecuación responde a la forma general

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0$$

De donde se deduce que, para nuestro caso, la frecuencia natural no amortiguada es

$$\omega_n = \sqrt{K_S \frac{\omega_0}{2H}} \quad rad/s \quad (2.58)$$

y el coeficiente de amortiguamiento es

$$\zeta = \frac{1}{2} \frac{K_D}{2H\omega_n} = \frac{1}{2} \frac{K_D}{\sqrt{K_S 2H\omega_0}} \quad (2.59)$$

Cuando el par sincronizante K_S se incrementa, la frecuencia natural se incrementa y el coeficiente de amortiguamiento disminuye. Un incremento en el coeficiente de par de amortiguamiento K_D incrementa el coeficiente de amortiguamiento, mientras que un decremento en la constante de inercia H disminuye ω_n y ζ .

2.3.3. Generador representado mediante el modelo con devanado de campo

Ahora se considerará el funcionamiento del sistema incluyendo el efecto de las variaciones del flujo de campo. Al no existir devanados amortiguadores en este modelo, se despreciará su efecto. Por otro lado, se asume que la tensión del devanado de campo es constante, lo cual quiere decir que el control de la excitación es manual.

A continuación, se desarrollará el modelo en espacio de estados del sistema empleando las ecuaciones 2.15 a 2.22, 2.41 y 2.42, las cuales reescribimos aquí por comodidad con sus definiciones correspondientes.

Ecuación de la tensión en el devanado de campo

$$e_{fd} = \frac{1}{\omega_0} p\Psi_{fd} + R_{fd}i_{fd} \quad (2.60)$$

Ecuaciones de los enlaces de flujo del estátor

$$\Psi_d = -(L_{ad} + L_l)i_d + L_{ad}i_{fd} \quad (2.61)$$

$$\Psi_q = -(L_{aq} + L_l)i_q \quad (2.62)$$

Ecuación del enlace de flujo del devanado de campo

$$\Psi_{fd} = (L_{ad} + L_{fd})i_{fd} - L_{ad}i_d \quad (2.63)$$

Ecuación del par eléctrico

$$T_e = \Psi_d i_q - \Psi_q i_d \quad (2.64)$$

Ecuaciones del movimiento del rotor

$$p\Delta\omega_r = \frac{1}{2H}(T_m - T_e - K_D\Delta\omega_r) \quad (2.65)$$

$$p\delta = \omega_o\Delta\omega_r \quad (2.66)$$

$$\Delta\omega_r = \frac{\omega_r - \omega_0}{\omega_0} \quad (2.67)$$

Ecuaciones de las corrientes de la red eléctrica

$$i_d = \frac{X_{Tq}\left(\Psi_{fd}\frac{L_{ad}}{L_{ad} + L_{fd}} - E_B \cos \delta\right) - R_T E_B \sin \delta}{D} \quad (2.68)$$

$$i_q = \frac{R_T\left(\Psi_{fd}\frac{L_{ad}}{L_{ad} + L_{fd}} - E_B \cos \delta\right) + X_{Td} E_B \sin \delta}{D} \quad (2.69)$$

donde

$$\begin{aligned} R_T &= R_E + R_a \\ X_{Tq} &= X_E + (L_{aq} + L_l) = X_E + X_q \\ X_{Td} &= X_E + (L'_{ad} + L_l) = X_E + X'_d \\ D &= R_T^2 + X_{Tq}X_{Td} \end{aligned}$$

Expresando las ecuaciones 2.68 y 2.69 en términos de valores perturbados, se obtiene

$$\Delta i_d = m_1 \Delta \delta + m_2 \Delta \Psi_{fd} \quad (2.70)$$

$$\Delta i_q = n_1 \Delta \delta + n_2 \Delta \Psi_{fd} \quad (2.71)$$

donde

$$\begin{aligned} m_1 &= \frac{E_B(X_{Tq} \sin \delta_0 - R_T \cos \delta_0)}{D} \\ n_1 &= \frac{E_B(R_T \sin \delta_0 + X_{Td} \cos \delta_0)}{D} \\ m_2 &= \frac{X_{Tq}}{D} \frac{L_{ad}}{(L_{ad} + L_{fd})} \\ n_2 &= \frac{R_T}{D} \frac{L_{ad}}{(L_{ad} + L_{fd})} \end{aligned} \quad (2.72)$$

A partir de la ecuación 2.63, la corriente de campo se puede ser expresada como

$$i_{fd} = \frac{\Psi_{fd} - \Psi_{ad}}{L_{fd}} \quad (2.73)$$

Donde el enlace de flujo mutuo en el eje d, Ψ_{ad} , puede ser escrito en términos de Ψ_{fd} e i_d como sigue:

$$\Psi_{ad} = -L_{ad}i_d + L_{ad}i_{fd} = -L_{ad}i_d + \frac{L_{ad}}{L_{fd}}(\Psi_{fd} - \Psi_{ad}) = L'_{ad}\left(-i_d + \frac{\Psi_{fd}}{L_{fd}}\right) \quad (2.74)$$

donde L'_{ad} es

$$L'_{ad} = \frac{1}{\frac{1}{L_{ad}} + \frac{1}{L_{fd}}} \quad (2.75)$$

Por otro lado, dado que no existen circuitos del rotor en el eje q, el enlace de flujo mutuo en dicho eje tiene la siguiente expresión:

$$\Psi_{aq} = -L_{aq}i_q \quad (2.76)$$

A partir de las ecuaciones 2.61, 2.74 y 2.76, la ecuación del par eléctrico 2.64 puede escribirse como

$$T_e = \Psi_d i_q - \Psi_q i_d = \Psi_{ad} i_q - \Psi_{aq} i_d \quad (2.77)$$

Linealizando las ecuaciones 2.74 y 2.76 y sustituyendo en éstas las expresiones para Δi_d y Δi_q , ecuaciones 2.70 y 2.71, respectivamente. Se obtiene

$$\Delta \Psi_{ad} = L'_{ad}\left(-\Delta i_d + \frac{\Delta \Psi_{fd}}{L_{fd}}\right) = \left(\frac{1}{L_{fd}} - m_2\right)L'_{ad}\Delta \Psi_{fd} - m_1 L'_{ad}\Delta \delta \quad (2.78)$$

$$\Delta \Psi_{aq} = L'_{aq}\Delta i_q = -n_2 L_{aq}\Delta \Psi_{fd} - n_1 L_{aq}\Delta \delta \quad (2.79)$$

Linealizando la ecuación 2.73 y sustituyendo $\Delta \Psi_{ad}$ hallada en 2.78, la expresión resultante es

$$\Delta i_{fd} = \frac{\Delta \Psi_{fd} - \Delta \Psi_{ad}}{L_{fd}} = \frac{1}{L_{fd}}\left(1 - \frac{L'_{ad}}{L_{fd}} + m_2 L'_{ad}\right)\Delta \Psi_{fd} + \frac{1}{L_{fd}}m_1 L'_{ad}\Delta \delta \quad (2.80)$$

La forma linealizada de la ecuación 2.77 es

$$\Delta T_e = \Psi_{ad0}\Delta i_q + i_{q0}\Delta \Psi_{ad} - \Psi_{aq0}\Delta i_d - i_{d0}\Delta \Psi_{aq}$$

Sustituyendo en la expresión anterior Δi_d , Δi_q , $\Delta \Psi_{ad}$ y $\Delta \Psi_{aq}$ de la ecuaciones 2.70, 2.71, 2.78 y 2.79, respectivamente. Se obtiene

$$\Delta T_e = K_1\Delta \delta + K_2\Delta \Psi_{fd} \quad (2.81)$$

donde

$$K_1 = n_1(\Psi_{ad0} + L_{aq}i_{d0}) - m_1(\Psi_{aq0} + L'_{ad}i_{q0}) \quad (2.82)$$

$$K_2 = n_2(\Psi_{ad0} + L_{aq}i_{d0}) - m_2(\Psi_{aq0} + L'_{ad}i_{q0}) + \frac{L'_{ad}}{L_{fd}}i_{q0} \quad (2.83)$$

De acuerdo con la ecuación 2.81, el parámetro K_1 se puede expresar por el cociente

$$K_1 = \left[\frac{\Delta T_e}{\Delta \delta}\right]_{\Delta \Psi_{fd}=0}$$

que representa el cambio en el par eléctrico, ΔT_e , debido a un cambio en el ángulo del rotor, $\Delta\delta$, cuando la variación en el flujo inductor es nula, es decir, $\Delta\Psi_{fd} = 0$.

De forma análoga, el parámetro K_2 se puede expresar por el cociente

$$K_2 = \left[\frac{\Delta T_e}{\Delta\Psi_{fd}} \right]_{\Delta\delta=0}$$

que representa el cambio en el par eléctrico debido al cambio en el flujo inductor, para un ángulo del rotor correspondiente al punto de reposo, es decir, $\Delta\delta = 0$. Si el flujo inductor se mantiene constante, el parámetro K_2 es nulo.

Reordenando la ecuación 2.60 y aplicando el cambio de base por unidad entre la tensión de salida del sistema de excitación E_{fd} y la tensión del devanado de campo e_{fd} , la expresión resultante es

$$p\Psi_{fd} = \omega_0(e_{fd} - R_{fd}i_{fd}) = \frac{\omega_0 R_{fd}}{L_{ad}} E_{fd} - \omega_0 R_{fd} i_{fd}$$

Linealizando la expresión hallada, se obtiene

$$p\Delta\Psi_{fd} = \frac{\omega_0 R_{fd}}{L_{ad}} \Delta E_{fd} - \omega_0 R_{fd} \Delta i_{fd} \quad (2.84)$$

Por último, se linealizan las ecuaciones del movimiento del rotor 2.65 y 2.66, obteniendo

$$p\Delta\omega_r = \frac{1}{2H} (\Delta T_m - \Delta T_e - K_D \Delta\omega_r) \quad (2.85)$$

$$p\Delta\delta = \omega_0 \Delta\omega_r \quad (2.86)$$

A partir de las ecuaciones linealizadas 2.84 a 2.86 y sustituyendo en ellas las expresiones de Δi_{fd} y ΔT_e dadas por las ecuaciones 2.80 y 2.81, respectivamente. Se obtiene el sistema de ecuaciones en la forma de espacio de estados que se busca.

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\omega}_r \\ \Delta\dot{\delta} \\ \Delta\dot{\Psi}_{fd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & 0 & 0 \\ 0 & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\omega_r \\ \Delta\delta \\ \Delta\Psi_{fd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & b_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta T_m \\ \Delta E_{fd} \end{bmatrix} \quad (2.87)$$

donde

$$\begin{aligned} a_{11} &= -\frac{K_D}{2H} \\ a_{12} &= -\frac{K_1}{2H} \\ a_{13} &= -\frac{K_2}{2H} \\ a_{21} &= \omega_0 = 2\pi f_0 \\ a_{32} &= -\frac{\omega_0 R_{fd}}{L_{fd}} m_1 L'_{ad} \\ a_{33} &= -\frac{\omega_0 R_{fd}}{L_{fd}} \left[1 - \frac{L'_{ad}}{L_{fd}} + m_2 L'_{ad} \right] \\ b_{11} &= \frac{1}{2H} \\ b_{32} &= \frac{\omega_0 R_{fd}}{L_{ad}} \end{aligned} \quad (2.88)$$

Se ha mencionado que ΔT_m y ΔE_{fd} dependen de los controles de la turbina y del sistema de excitación, respectivamente. Con un par mecánico de entrada constante, $\Delta T_m = 0$; y con una tensión de salida de la excitatriz constante, $\Delta E_{fd} = 0$.

2.3.3.1. Resumen del procedimiento para la formulación de la matriz de estado

1. Las condiciones de operación en régimen estable, los parámetros de la máquina y los parámetros de la red del sistema eléctrico de potencia son dados:

$$\begin{array}{cccccc} P_t & Q_t & E_t & R_E & X_E & \\ L_d & L_q & L_l & R_a & L_{fd} & R_{fd} \end{array}$$

De forma alternativa, E_B puede ser un dato de entrada en vez de Q_t o E_t .

2. El siguiente paso es calcular los valores en régimen estable de las variables del sistema:

$$\begin{aligned} & I_t, \text{ ángulo del factor de potencia } \phi \\ \delta_i &= \tan^{-1} \left(\frac{I_t X_q \cos \phi - I_t R_a \sin \phi}{E_t + I_t R_a \cos \phi + I_t X_q \sin \phi} \right) \\ e_{d0} &= E_t \sin \delta_i \\ e_{q0} &= E_t \cos \delta_i \\ i_{d0} &= I_t \sin(\delta_i + \phi) \\ i_{q0} &= I_t \cos(\delta_i + \phi) \\ E_{Bd0} &= e_{d0} - R_E i_{d0} + X_E i_{q0} \\ E_{Bq0} &= e_{q0} - R_E i_{q0} - X_E i_{d0} \\ \delta_0 &= \tan^{-1} \left(\frac{E_{Bd0}}{E_{Bq0}} \right) \\ E_B &= \sqrt{E_{Bd0}^2 + E_{Bq0}^2} \\ i_{fd0} &= \frac{e_{q0} + R_a i_{q0} + L_d i_{d0}}{L_{ad}} & E_{fd0} &= L_{ad} i_{fd0} \\ \Psi_{ad0} &= L_{ad} (-i_{d0} + i_{fd0}) & \Psi_{aq0} &= -L_{aq} i_{q0} \end{aligned}$$

3. Finalmente se calculan los elementos de la matriz \mathbf{A} según la ecuación 2.88

2.3.3.2. Representación del diagrama de bloques

La figura 2.10 muestra el diagrama de bloques del funcionamiento en pequeña señal del sistema. En esta representación, las características dinámicas del sistema están expresadas en términos de los llamados parámetros K [Heffron y Phillips, 1952]. La base del diagrama de bloques y las expresiones asociadas a los diferentes parámetros se desarrollan a continuación.

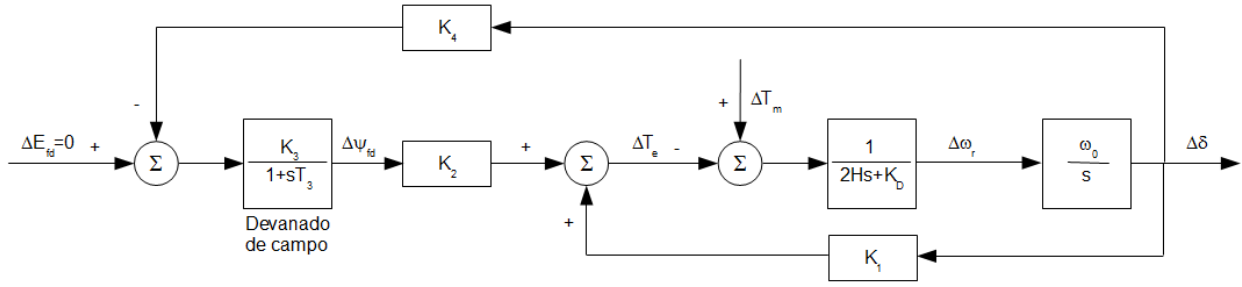


Figura 2.10: Diagrama de bloques incluyendo el devanado de campo con E_{fd} constante

Las expresiones para K_1 y K_2 están dadas por las ecuaciones 2.82 y 2.83.

La componente de par eléctrico $K_1\Delta\delta$ se encuentra en fase con $\Delta\delta$ y de ahí que represente la componente de par sincronizante.

La componente de par resultante de las variaciones en el enlace de flujo de campo, flujo inductor, es $K_2\Psi_{fd}$.

La variación de Ψ_{fd} se encuentra determinada por la ecuación dinámica del devanado de campo:

$$p\Delta\Psi_{fd} = a_{32}\Delta\delta + a_{33}\Delta\Psi_{fd} + b_{32}E_{fd}$$

Despejando $\Delta\Psi_{fd}$ y reordenando los términos, se obtiene

$$\Delta\Psi_{fd} = \frac{K_3}{1 + pT_3} [\Delta E_{fd} - K_4\Delta\delta] \quad (2.89)$$

donde

$$K_3 = -\frac{b_{32}}{a_{33}}$$

$$K_4 = -\frac{a_{32}}{b_{32}} \quad (2.90)$$

$$T_3 = -\frac{1}{a_{33}} = K_3 T'_{d0} \frac{L_{ad}}{L_{ffd}}$$

En la ecuación 2.90 la variable T'_{d0} se define como la *constante de tiempo transitoria de eje directo en circuito abierto*. Esta constante de tiempo representa un cambio lento que corresponde al periodo transitorio tras una perturbación. La expresión que define T'_{d0} es

$$T'_{d0} = \frac{L_{ad} + L_{fd}}{R_{fd}} = \frac{L_{ffd}}{R_{fd}} \quad (2.91)$$

En la ecuación 2.89, reemplazando el operador p por el operador s , se tiene en cuenta el bloque del devanado de campo que aparece en la figura 2.10.

2.3.3.3. Expresión de los parámetros K de forma expandida

Los parámetros K se han expresado en función de los elementos de la matriz **A**. En la literatura, normalmente se expresan explícitamente en función de los parámetros del sistema.

El parámetro K_1 ha sido expresada en la ecuación 2.82 como

$$K_1 = n_1(\Psi_{ad0} + L_{aq}i_{d0}) - m_1(\Psi_{aq0} + L'_{ad}i_{q0})$$

Empleando las ecuaciones 2.14, 2.16 y 2.74, se obtiene la siguiente expresión para Ψ_{ad0} :

$$\begin{aligned} e_{q0} &= \Psi_{d0} - R_a i_{q0} \\ e_{q0} &= [-(L_{ad} + L_l)i_{d0} + L_{ad}i_{fd0}] - R_a i_{q0} \\ e_{q0} &= (-L_{ad}i_{d0} + L_{ad}i_{fd0}) - L_l i_{d0} - R_a i_{q0} \\ e_{q0} &= \Psi_{ad0} - L_l i_{d0} - R_a i_{q0} \end{aligned}$$

Despejando de la última expresión el término Ψ_{ad0} se obtiene

$$\Psi_{ad0} = e_{q0} + L_l i_{d0} + R_a i_{q0} \quad (2.92)$$

A partir de la ecuación 2.92, el primer término entre paréntesis de la expresión para K_1 puede ser escrito como

$$\begin{aligned} \Psi_{ad0} + L_{aq}i_{d0} &= (e_{q0} + L_l i_{d0} + R_a i_{q0}) + L_{aq}i_{d0} \\ \Psi_{ad0} + L_{aq}i_{d0} &= e_{q0} + R_a i_{q0} + (L_l + L_{aq})i_{d0} \\ \Psi_{ad0} + L_{aq}i_{d0} &= e_{q0} + R_a i_{q0} + L_q i_{d0} \end{aligned}$$

teniendo en cuenta que en valores por unidad, el valor de las reactancias es igual al de sus inductancias respectivas, la expresión final obtenida es

$$\Psi_{ad0} + L_{aq}i_{d0} = e_{q0} + R_a i_{q0} + X_q i_{d0} = E_{q0} \quad (2.93)$$

donde E_{q0} es el valor de la tensión detrás de $R_a + jX_q$ antes de la perturbación. De forma análoga al caso anterior, empleando la ecuación 2.76, el segundo término entre paréntesis de la expresión para K_1 se escribe como

$$\Psi_{aq0} + L'_{ad}i_{q0} = -L_{aq}i_{q0} + L'_{ad}i_{q0} = -(X_q - X'_d)i_{q0} \quad (2.94)$$

Sustituyendo las expresiones para n_1 y m_1 de la ecuación 2.72 y los términos hallados en las ecuaciones 2.93 y 2.94 en la expresión de K_1 , se obtiene

$$K_1 = \frac{E_B E_{q0}}{D} (R_T \sin \delta_0 + X_{Td} \cos \delta_0) + \frac{E_B i_{q0}}{D} (X_q - X'_d) (X_{Tq} \sin \delta_0 - R_T \cos \delta_0) \quad (2.95)$$

De forma similar, la forma expandida de la expresión para el parámetro K_2 es

$$K_2 = \frac{L_{ad}}{L_{ad} + L_{fd}} \left[\frac{R_T}{D} E_{q0} + \left(\frac{X_{Tq}(X_q - X'_d) + 1}{D} \right) i_{q0} \right] \quad (2.96)$$

A partir de las ecuaciones 2.72, 2.75 y 2.88, se obtiene

$$\begin{aligned}
 a_{33} &= -\omega_0 \frac{R_{fd}}{L_{fd}} \left[1 - \frac{L_{ad}}{L_{ad} + L_{fd}} + \frac{X_{Tq}}{D} \frac{L_{ad}}{(L_{ad} + L_{fd})} \frac{L_{ad}L_{fd}}{(L_{ad} + L_{fd})} \right] \\
 &= -\omega_0 \frac{R_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} \left[1 + \frac{X_{Tq}}{D} \frac{L_{ads}^2}{(L_{ad} + L_{fd})} \right] \\
 &= -\omega_0 \frac{R_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} \left[1 + \frac{X_{Tq}}{D} (X_d - X'_d) \right]
 \end{aligned} \tag{2.97}$$

Sustituyendo la ecuación 2.97 en las expresiones para K_3 y T_3 definidas en 2.90.

$$K_3 = \frac{L_{ad} + L_{fd}}{L_{ad}} \frac{1}{1 + \frac{X_{Tq}}{D} (X_d - X'_d)} \tag{2.98}$$

$$T_3 = \frac{L_{ad} + L_{fd}}{\omega_0 R_{fd}} \frac{1}{1 + \frac{X_{Tq}}{D} (X_d - X'_d)} = \frac{T'_{d0}}{1 + \frac{X_{Tq}}{D} (X_d - X'_d)} \tag{2.99}$$

De forma análoga al caso anterior, de las ecuaciones 2.72, 2.75 y 2.88, resulta

$$a_{32} = -\omega_0 \frac{R_{fd}}{L_{fd}} \frac{E_B}{D} (X_{Tq} \sin \delta_0 - R_T \cos \delta_0) \frac{L_{ad}L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} \tag{2.100}$$

La sustitución de la expresión 2.100 en la ecuación 2.90 que define K_4 da como resultado

$$K_4 = \frac{E_B}{D} (X_d - X'_d) (X_{Tq} \sin \delta_0 - R_T \cos \delta_0) \tag{2.101}$$

Si los elementos de la matriz \mathbf{A} están disponibles, los parámetros K pueden ser halladas directamente a partir de dichos elementos. Las formas expandidas son mostradas aquí para ilustrar la forma de las expresiones empleadas en la literatura. Una ventaja de éstas es que la dependencia de los parámetros K sobre los diversos parámetros del sistema eléctrico es más clara. Una desventaja es que aparecen algunas inconsistencias cuando se quieren representar los efectos de la saturación.

A continuación, en las secciones 2.3.3.4 y 2.3.3.5 se presenta un análisis de la variación de los parámetros K_1, K_2, K_3, K_4 en función del punto de funcionamiento del generador y de la impedancia del sistema eléctrico, respectivamente; lo cual representa un aspecto novedoso en esta Tesis, dado que en la bibliografía consultada no se encuentra dicho análisis.

2.3.3.4. Variación de los parámetros K en función del punto de funcionamiento del generador

Partiendo de un generador conectado a un bus de potencia infinita a través de una línea cuya impedancia se define como $R_E + jX_E$. El análisis de la variación de los parámetros K se efectuará

manteniendo constante el valor de dicha impedancia y variando la potencia activa (P) y la potencia reactiva (Q) generada por la máquina. Dicha variación se efectuará en valores por unidad (p.u.). En el caso de la potencia activa, el rango estará entre 0,0 y 1,1 con incrementos de 0,1, mientras que en la potencia reactiva será entre -0,2 y 1,0 con incrementos de 0,1. Para cada par de valores (P, Q) se calculan los parámetros K_1, K_2, K_3, K_4 ; para a continuación, representar gráficamente su evolución en función del punto de funcionamiento del generador.

Los parámetros por unidad que definen el generador son los siguientes:

$$\begin{array}{llll} L_d = 1,81 & L_q = 1,76 & L_l = 0,16 & R_a = 0,003 \\ L_{fd} = 0,153 & R_{fd} = 0,0006 & H = 3,5 \text{ MWs/MVA} & K_D = 0 \end{array}$$

Los parámetros por unidad que definen la impedancia de la línea son:

$$X_E = 0,20 \quad R_E = 0,02$$

La tensión del nudo de potencia infinita, E_B , tiene un valor por unidad de $1,0 \angle 0^\circ$.

Variación del parámetro K_1

En la figura 2.11 se muestra la variación del parámetro K_1 al variar la potencia activa y reactiva generada. Cada curva representa una condición de potencia reactiva distinta, tal y como se muestra en la leyenda. Se observa que el valor del parámetro K_1 es siempre positivo y creciente en todo el rango de variación de potencia activa. Si la máquina mantiene un punto de generación de potencia activa en un valor inferior a 0.13 p.u., un aumento en la generación de potencia reactiva provoca que el valor de K_1 aumente, lo cual da lugar a un incremento en su componente de par sincronizante, tal y como se muestra en la figura 2.10.

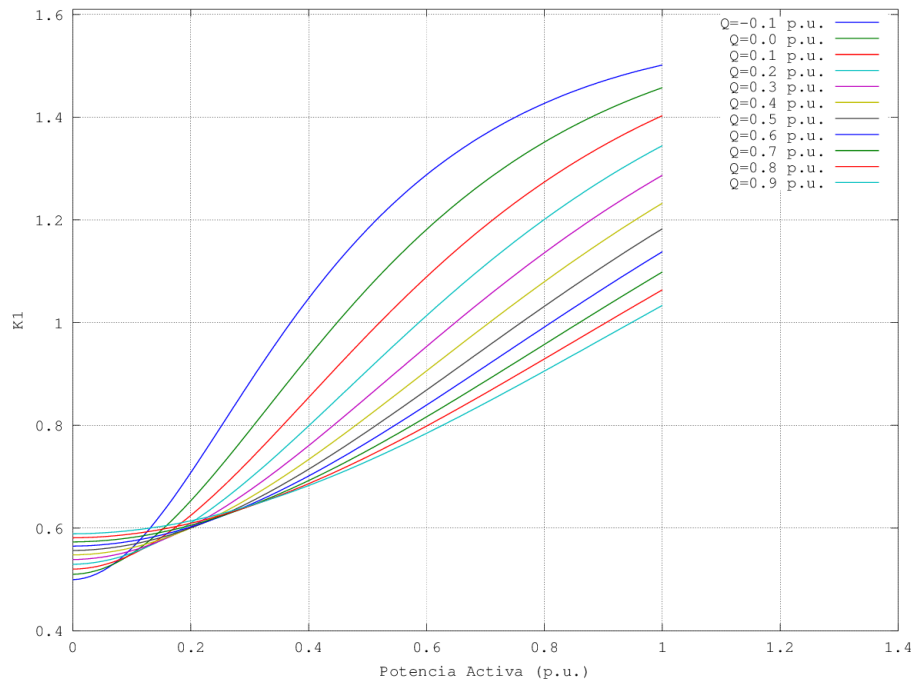


Figura 2.11: Variación del parámetros K_1 en función del punto de funcionamiento del generador

Por otro lado, si el punto de generación de potencia activa es superior a 0.13 p.u., un aumento en la generación de potencia reactiva da lugar a que el valor de K_1 disminuya, lo cual implica un decremento en su componente de par sincronizante.

El aumento/disminución de la componente de par sincronizante implica una mayor/menor capacidad de la máquina a la hora de eliminar los posibles modos inestables no oscilatorios o aperiódicos que pudieran aparecer por una falta de par sincronizante.

Variación del parámetro K_2

En la figura 2.12 se muestra la variación del parámetro K_2 al variar la potencia activa y reactiva generada. Cada curva representa una condición de potencia reactiva distinta, tal y como se muestra en la leyenda. Se observa que el valor del parámetro K_2 es positivo y creciente en todo el rango de variación de potencia activa. Si la máquina mantiene un mismo punto de generación de potencia activa, un aumento en la generación de potencia reactiva provoca que el valor de K_2 disminuya, lo cual da lugar a un incremento en su componente de par sincronizante y a un decremento en su componente de par de amortiguamiento, tal y como se muestra en la figura 2.10 y que posteriormente se tratará en la subsección 2.3.3.6. El incremento en el par sincronizante implica una mayor capacidad de la máquina a la hora de eliminar los posibles modos inestables no oscilatorios o aperiódicos que pudieran aparecer por una falta de par sincronizante. En cambio, el decremento en el par de amortiguamiento da lugar a una menor capacidad de la máquina para atenuar los modos inestables oscilatorios.

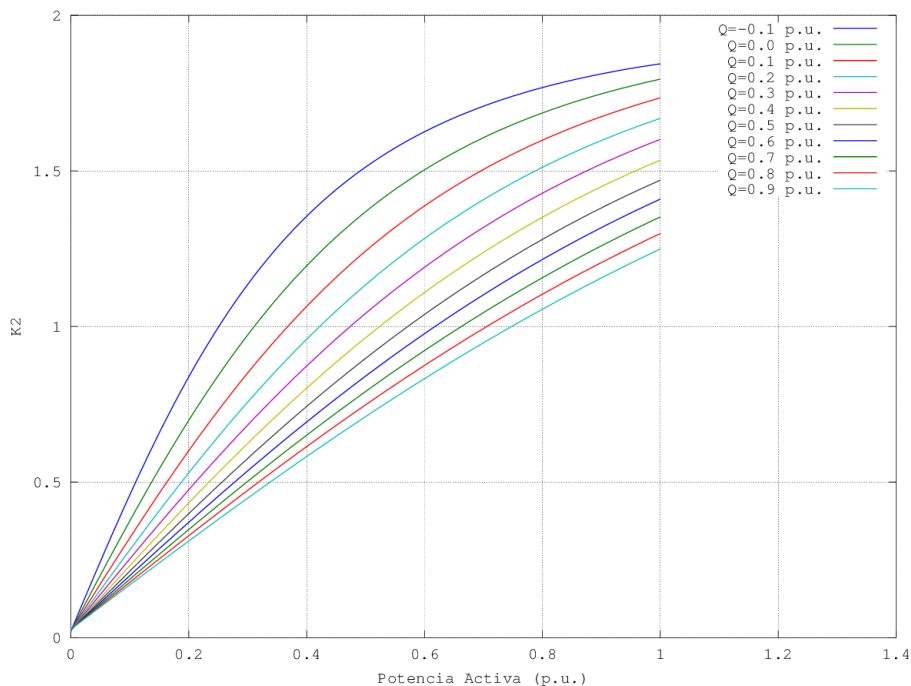


Figura 2.12: Variación del parámetro K_2 en función del punto de funcionamiento del generador

Variación del parámetro K_3

En la figura 2.13 se muestra la variación del parámetro K_3 al variar la potencia activa y reactiva generada. Cada curva representa una condición de potencia reactiva distinta, tal y como se muestra en la leyenda. Se observa que el valor del parámetro K_3 es positivo e invariable en todo el rango de variación de potencia activa y potencia reactiva. Este comportamiento es debido a que, según la ecuación 2.98, el valor de K_3 únicamente depende de las impedancias de la máquina y de la línea externa que conecta la máquina con el bus de potencia infinita, siendo independiente del punto de funcionamiento del generador.

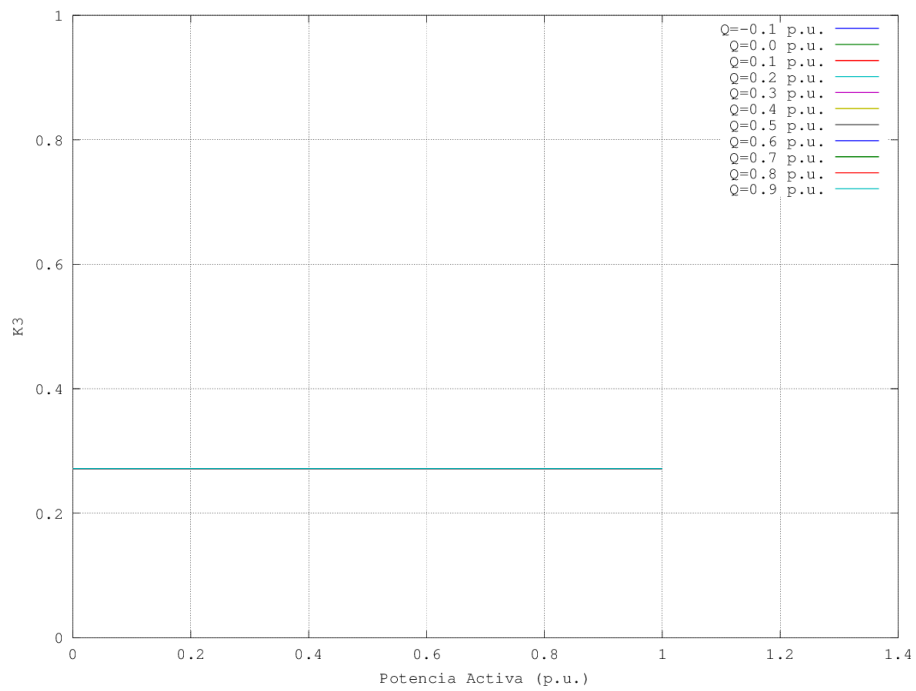


Figura 2.13: Variación del parámetro K_3 en función del punto de funcionamiento del generador

Variación del parámetro K_4

En la figura 2.14 se muestra la variación del parámetro K_4 al variar la potencia activa y reactiva generada. Cada curva representa una condición de potencia reactiva distinta, tal y como se muestra en la leyenda.

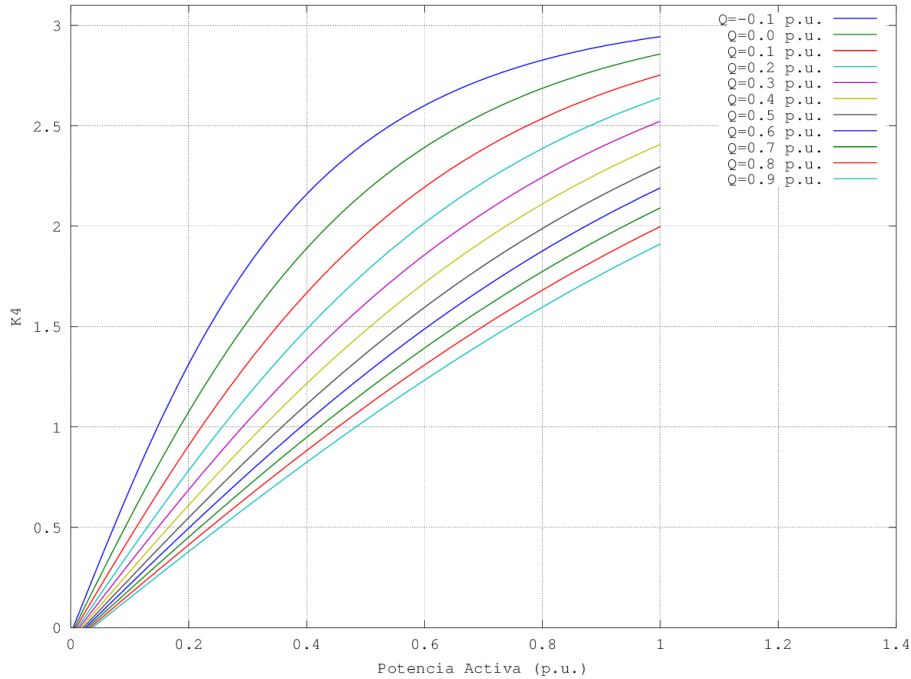


Figura 2.14: Variación del parámetro K_4 en función del punto de funcionamiento del generador

Se observa que el valor del parámetro K_4 es positiva en el rango de variación de potencia activa excepto para valores inferiores a 0,05 por unidad. Si la máquina mantiene un mismo punto de generación de potencia activa, un aumento en la generación de potencia reactiva provoca que el valor de K_4 disminuya, lo cual da lugar a un incremento en su componente de par sincronizante y a un decremento en su componente de par de amortiguamiento, tal y como se muestra en la figura 2.10 y que posteriormente se tratará en la subsección 2.3.3.6. El incremento en el par sincronizante implica una mayor capacidad de la máquina a la hora de eliminar los posibles modos inestables no oscilatorios o aperiódicos que pudieran aparecer por una falta de par sincronizante. En cambio, el decremento en el par de amortiguamiento da lugar a una menor capacidad de la máquina para atenuar los modos inestables oscilatorios.

2.3.3.5. Variación de los parámetros K en función de la impedancia del sistema eléctrico de potencia

Partiendo de un generador conectado a un bus de potencia infinita a través de una línea cuya impedancia se define como $R_E + jX_E$. El análisis de la variación de las constantes K se efectuará manteniendo constante el valor de la potencia activa (P) y la potencia reactiva (Q) generada por la máquina y variando el valor de la impedancia de dicha línea. Dicha variación se efectuará en

valores por unidad (p.u.). En el caso de la componente resistiva de la línea, el rango estará entre 0,0 y 0,4 con incrementos de 0,1, mientras que en la componente inductiva será entre $-0,2$ y $0,2$ con incrementos de 0,01. Para cada par de valores (R_E, X_E) se calculan los parámetros K_1, K_2, K_3, K_4 ; para a continuación, representar gráficamente su evolución en función del valor de la impedancia de la línea.

Los parámetros por unidad que definen el generador son los siguientes:

$$\begin{array}{cccc} L_d = 1,81 & L_q = 1,76 & L_l = 0,16 & R_a = 0,003 \\ L_{fd} = 0,153 & R_{fd} = 0,0006 & H = 3,5 \text{ MWs/MVA} & K_D = 0 \end{array}$$

Los parámetros por unidad que definen el punto de funcionamiento del generador son:

$$P = 1,0 \quad Q = 0,0$$

La tensión del nudo de potencia infinita, E_B , tiene un valor por unidad de $1,0 \angle 0^\circ$.

Variación del parámetro K_1

En la figura 2.15 se muestra la variación del parámetro K_1 al variar la componente inductiva de la línea. Cada curva representa un nuevo valor de la componente resistiva de la línea, tal y como se muestra en la leyenda. Se observa que el valor de K_1 es decreciente a medida que aumenta la componente inductiva de la línea, además de ser dicho decrecimiento más pronunciado cuanto menor es la componente resistiva de la línea.

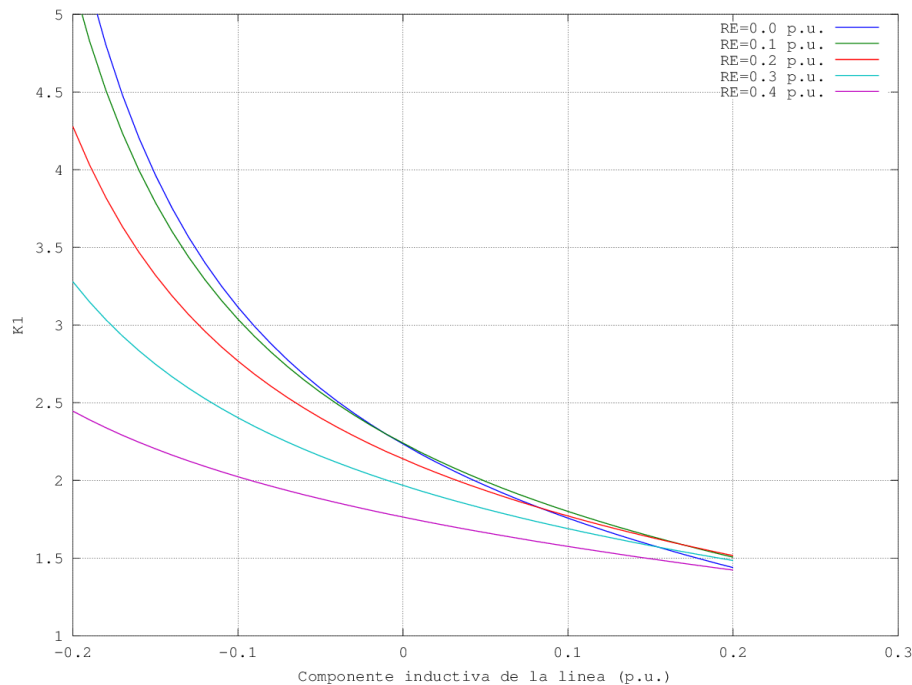


Figura 2.15: Variación del parámetro K_1 en función de la impedancia del sistema eléctrico

Por otro lado, un aumento de la relación resistencia-reactancia de la línea, da lugar a una

disminución notable del valor del parámetro K_1 en todo el rango de variación de la componente inductiva de la línea.

Variación del parámetro K_2

En la figura 2.16 se muestra la variación del parámetro K_2 al variar la componente inductiva de la línea. Cada curva representa un nuevo valor de la componente resistiva de la línea, tal y como se muestra en la leyenda. Se observa que el valor de K_2 es decreciente a medida que aumenta la componente inductiva de la línea, además de ser dicho decrecimiento más pronunciado cuanto menor es la componente resistiva de la línea. Por otro lado, un aumento de la relación resistencia-reactancia de la línea, da lugar a una disminución notable del valor del parámetro K_2 en el rango de componente inductiva de la línea que va desde $-0,2$ p.u. a 0 p.u., siendo muy pequeña la diferencia a partir de 0 p.u.

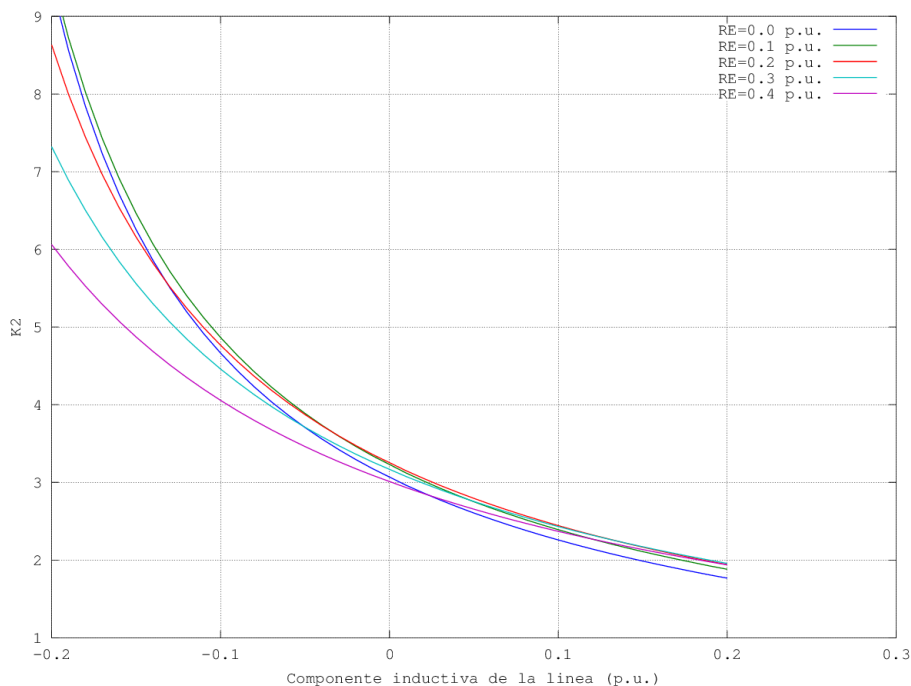


Figura 2.16: Variación del parámetro K_2 en función de la impedancia del sistema eléctrico

Variación del parámetro K_3

En la figura 2.17 se muestra la variación del parámetro K_3 al variar la componente inductiva de la línea. Cada curva representa un nuevo valor de la componente resistiva de la línea, tal y como se muestra en la leyenda. Se observa que el valor de K_3 es creciente a medida que aumenta la componente inductiva de la línea, además de ser la pendiente de dicho crecimiento prácticamente igual con independencia de la componente resistiva de la línea. Es interesante mencionar que, aunque el incremento de la resistencia de la línea siempre el mismo y de valor $0,1$ p.u., el incremento en el valor de K_3 no respeta dicha proporción. Por otro lado, un incremento de la componente resistiva da lugar a un incremento del parámetro K_3 .

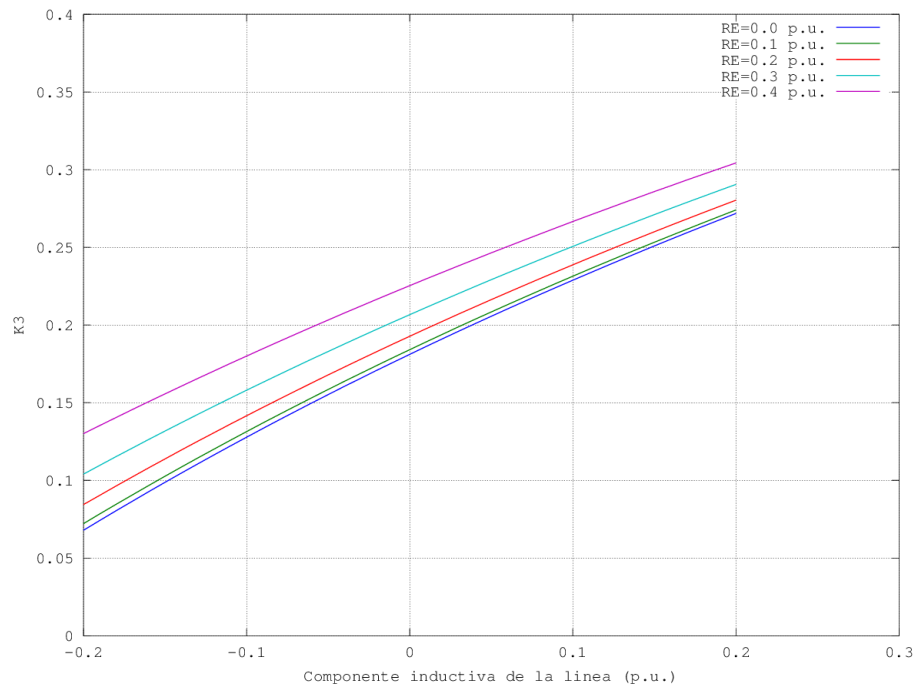


Figura 2.17: Variación del parámetro K_3 en función de la impedancia del sistema eléctrico

El incremento del valor de K_3 da lugar a un decremento en su componente de par sincronizante y a un incremento en su componente de par de amortiguamiento, tal y como se muestra en la figura 2.10 y que posteriormente se tratará en la subsección 2.3.3.6. El decremento en el par sincronizante implica una menor capacidad de la máquina a la hora de eliminar los posibles modos inestables no oscilatorios o aperiódicos que pudieran aparecer por una falta de par sincronizante. En cambio, el incremento en el par de amortiguamiento da lugar a una mayor capacidad de la máquina para atenuar los modos inestables oscilatorios.

Variación del parámetro K_4

En la figura 2.18 se muestra la variación del parámetro K_4 al variar la componente inductiva de la línea. Cada curva representa un nuevo valor de la componente resistiva de la línea, tal y como se muestra en la leyenda. Para las curvas cuyos valores de componentes resistivas son 0,0; 0,1; 0,2 y 0,3 p.u., se observa que el valor de K_4 es decreciente a medida que aumenta la componente inductiva de la línea, además de ser dicho decrecimiento más pronunciado cuanto menor es la componente resistiva de la línea. Por otro lado, un aumento de la relación resistencia-reactancia de la línea, da lugar a una disminución notable del valor del parámetro K_4 en todo el rango de componente inductiva de la línea. Es interesante mencionar que para un valor de la componente resistiva de la línea igual a 0,4 p.u., el valor del parámetro K_4 varía lentamente a lo largo de todo el rango de variación de la componente inductiva de la línea.

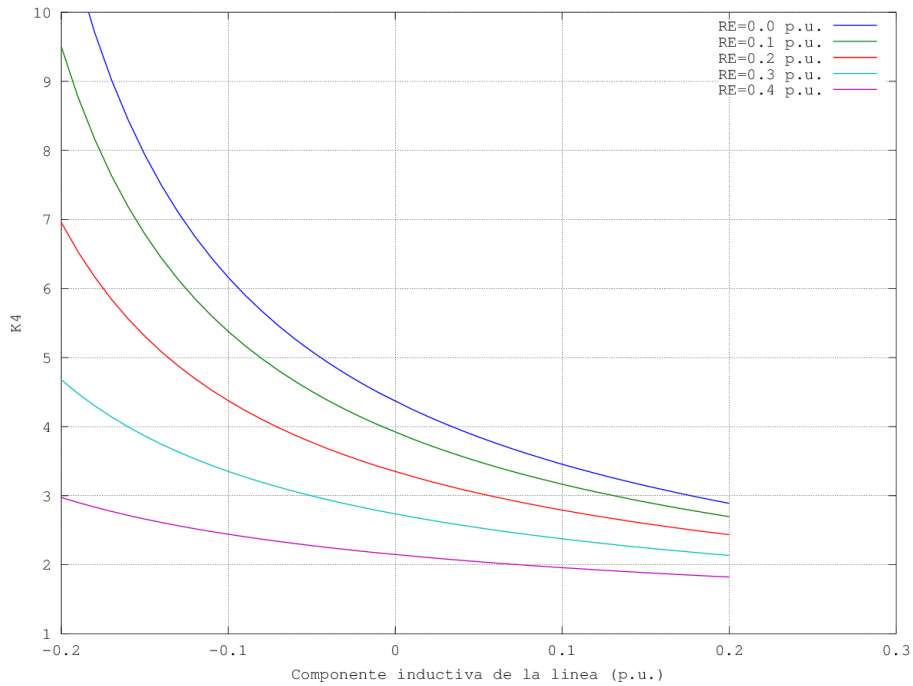


Figura 2.18: Variación del parámetro K_4 en función de la impedancia del sistema eléctrico

2.3.3.6. Efecto de la variación en el flujo del devanado de campo sobre la estabilidad del sistema

Del diagrama de bloques mostrado en la figura 2.10, con la tensión del devanado de campo constante ($\Delta E_{fd} = 0$), las variaciones en el flujo del devanado de campo, flujo inductor, son causadas únicamente por la realimentación de $\Delta\delta$ a través del coeficiente K_4 . Esto representa el efecto desmagnetizante de la reacción de inducido.

El cambio en el par eléctrico debido a variaciones en el flujo inductor, causadas éstas por los cambios en el ángulo del rotor, está definido por

$$\left[\frac{\Delta T_e}{\Delta\delta} \right]_{\text{debido a } \Delta\Psi_{fd}} = -\frac{K_2 K_3 K_4}{1 + sT_3} \quad (2.102)$$

Los parámetros K_2 , K_3 , y K_4 son normalmente positivos. La contribución de $\Delta\Psi_{fd}$ a las componentes de par sincronizante y de amortiguación depende de la frecuencia de oscilación, tal y como se expone a continuación.

- En régimen estable y con frecuencias de oscilación muy bajas ($s = j\omega \rightarrow 0$).

$$\Delta T_e \quad \text{debido a } \Delta\Psi_{fd} = -K_2 K_3 K_4 \Delta\delta$$

La variación del flujo inductor debido a la realimentación de $\Delta\delta$ introduce una componente de par sincronizante negativa. El sistema llega a ser inestable exponencialmente cuando el valor

de este par sincronizante negativo excede el valor del término $K_1\Delta\delta$. El límite de estabilidad en régimen estable se alcanza cuando

$$K_2K_3K_4 = K_1$$

- A frecuencias de oscilación mucho más elevadas que $1/T_3$.

$$\Delta T_e = -\frac{K_2K_3K_4}{j\omega T_3}\Delta\delta = \frac{K_2K_3K_4}{\omega T_3}j\Delta\delta$$

Por lo tanto, la componente de par eléctrico debido a $\Delta\Psi_{fd}$ está 90° adelantada con respecto a $\Delta\delta$ o, lo que es lo mismo, en fase con $\Delta\omega$. De ahí que $\Delta\Psi_{fd}$ resulte en una componente positiva de par de amortiguación.

- A las frecuencias típicas de oscilación de la máquina, sobre 1 Hz, $\Delta\Psi_{fd}$ resulta en una componente positiva de par de amortiguación y una componente negativa de par sincronizante. El efecto total es reducir ligeramente la componente de par sincronizante y aumentar la componente de par de amortiguación.

Situaciones especiales cuando K_4 es negativo

El coeficiente K_4 es normalmente positivo. Cuanto más positivo sea este coeficiente, el efecto de la variación del flujo del devanado de campo debido a la reacción de la armadura ($\Delta\Psi_{fd}$ con E_{fd} constante) es introducir una componente positiva de par de amortiguación. Sin embargo, pueden existir situaciones donde K_4 es negativo. Teniendo en cuenta que $X_{Tq} = X_E + X_q$ y $R_T = R_E + R_a$, de la expresión dada por la ecuación 2.101, K_4 es negativo cuando $(X_E + X_q) \sin \delta_0 - (R_E + R_a) \cos \delta_0$ es negativo. Esta situación se presenta cuando un generador hidráulico sin devanados de amortiguación se encuentra operando a una carga baja y conectado al sistema de potencia por medio de una línea con una relación resistencia-reactancia elevada.

K_4 puede ser también negativo cuando una máquina está conectada a una gran carga local, suministrada parte de ella por el generador y la otra parte por el sistema eléctrico a través de una línea larga [deMello y Laskowski, 1975]. Bajo tales condiciones, los pares electromagnéticos producidos por las corrientes inducidas en el devanado de campo, debido a la reacción del inducido, tienen componentes que se encuentran desfasadas con respecto a $\Delta\omega$, lo cual produce un amortiguamiento negativo.

2.3.4. Efectos del sistema de excitación

En esta sección, se extenderá el modelo en espacio de estados y el diagrama de bloques desarrollado en la sección anterior para incluir el sistema de excitación. De la misma forma que en la sección anterior, examinaremos el efecto del sistema de excitación sobre el rendimiento de la estabilidad de pequeña señal de la máquina síncrona conectada a un nudo de potencia infinita.

La señal de entrada que controla el sistema de excitación es normalmente la tensión en terminales del generador, E_t . En el modelo del generador desarrollado en la sección anterior, E_t no es una variable de estado. Por lo tanto, E_t tiene que ser expresado en términos de las variables de estado $\Delta\omega_r$, $\Delta\delta$ y $\Delta\Psi_{fd}$.

En la ecuación 2.23 se muestra que \vec{E}_t puede ser expresado en forma compleja como:

$$\vec{E}_t = e_d + je_q$$

De aquí se obtiene,

$$E_t^2 = e_d^2 + e_q^2$$

Aplicando una pequeña perturbación, podemos escribir

$$(E_{t0} + \Delta E_t)^2 = (e_{d0} + \Delta e_d)^2 + (e_{q0} + \Delta e_q)^2$$

Despreciando los valores perturbados de segundo orden, la ecuación anterior se reduce a

$$E_{t0}\Delta E_t = e_{d0}\Delta e_d + e_{q0}\Delta e_q$$

Por lo tanto,

$$\Delta E_t = \frac{e_{d0}}{E_{t0}}\Delta e_d + \frac{e_{q0}}{E_{t0}}\Delta e_q \quad (2.103)$$

En términos de valores perturbados, las ecuaciones 2.13, 2.14, 2.16, 2.17, 2.74 y 2.76 se expresan como:

$$\Delta e_d = -\Delta\Psi_q - R_a\Delta i_d \quad (2.104)$$

$$\Delta e_q = \Delta\Psi_d - R_a\Delta i_q \quad (2.105)$$

$$\Delta\Psi_d = -(L_{ad} + L_l)\Delta i_d + L_{ad}\Delta i_{fd} \quad (2.106)$$

$$\Delta\Psi_q = -(L_{aq} + L_l)\Delta i_q \quad (2.107)$$

$$\Delta\Psi_{ad} = -L_{ad}\Delta i_d + L_{ad}\Delta i_{fd} = L'_{ad}\left(-\Delta i_d + \frac{\Delta\Psi_{fd}}{L_{fd}}\right) \quad (2.108)$$

$$\Delta\Psi_{aq} = -L_{aq}\Delta i_q \quad (2.109)$$

Sustituyendo las ecuaciones 2.107 y 2.109 en la ecuación 2.104 y operando, se obtiene:

$$\begin{aligned} \Delta e_d &= -[-(L_{aq} + L_l)\Delta i_q] - R_a\Delta i_d \\ \Delta e_d &= (L_{aq} + L_l)\Delta i_q - R_a\Delta i_d \\ \Delta e_d &= L_{aq}\Delta i_q + L_l\Delta i_q - R_a\Delta i_d \\ \Delta e_d &= -\Delta\Psi_{aq} + L_l\Delta i_q - R_a\Delta i_d \end{aligned} \quad (2.110)$$

Sustituyendo las ecuaciones 2.106 y 2.108 en la ecuación 2.105 y operando, la expresión que resulta es

$$\begin{aligned} \Delta e_q &= [-(L_{ad} + L_l)\Delta i_d + L_{ad}\Delta i_{fd}] - R_a\Delta i_q \\ \Delta e_q &= (-\Delta i_d + \Delta i_{fd})L_{ad} - L_l\Delta i_d - R_a\Delta i_q \\ \Delta e_q &= \Delta\Psi_{ad} - L_l\Delta i_d - R_a\Delta i_q \end{aligned} \quad (2.111)$$

Empleando las ecuaciones 2.70, 2.71, 2.108 y 2.109 para eliminar Δi_d , Δi_q , $\Delta \Psi_{ad}$ y $\Delta \Psi_{aq}$ en las ecuaciones 2.110 y 2.111, se obtiene:

$$\begin{aligned}\Delta e_d &= -\Delta \Psi_{aq} + L_l \Delta i_q - R_a \Delta i_d \\ \Delta e_d &= L_{aq}(n_1 \Delta \delta + n_2 \Delta \Psi_{fd}) + L_l(n_1 \Delta \delta + n_2 \Delta \Psi_{fd}) - R_a(m_1 \Delta \delta + m_2 \Delta \Psi_{fd}) \\ \Delta e_d &= (L_{aq}n_1 + L_l n_1 - R_a m_1) \Delta \delta + (L_{aq}n_2 + L_l n_2 - R_a m_2) \Delta \Psi_{fd}\end{aligned}\quad (2.112)$$

$$\begin{aligned}\Delta e_q &= \Delta \Psi_{ad} - L_l \Delta i_d - R_a \Delta i_q \\ \Delta e_q &= L'_{ad} \left[- (m_1 \Delta \delta + m_2 \Delta \Psi_{fd}) + \frac{\Delta \Psi_{fd}}{L_{fd}} \right] - L_l(m_1 \Delta \delta + m_2 \Delta \Psi_{fd}) - R_a(n_1 \Delta \delta + n_2 \Delta \Psi_{fd}) \\ \Delta e_q &= (-L'_{ad}m_1 - L_l m_1 - R_a n_1) \Delta \delta + \left[L'_{ad} \left(\frac{1}{L_{fd}} - m_2 \right) - L_l m_2 - R_a n_2 \right] \Delta \Psi_{fd}\end{aligned}\quad (2.113)$$

Se sustituyen las ecuaciones 2.112 y 2.113 en la expresión 2.103 dando como resultado

$$\begin{aligned}\Delta E_t &= \frac{e_{d0}}{E_{t0}} \left[(L_{aq}n_1 + L_l n_1 - R_a m_1) \Delta \delta + (L_{aq}n_2 + L_l n_2 - R_a m_2) \Delta \Psi_{fd} \right] \\ &+ \frac{e_{q0}}{E_{t0}} \left[(-L'_{ad}m_1 - L_l m_1 - R_a n_1) \Delta \delta + \left[L'_{ad} \left(\frac{1}{L_{fd}} - m_2 \right) - L_l m_2 - R_a n_2 \right] \Delta \Psi_{fd} \right]\end{aligned}\quad (2.114)$$

Agrupando los términos comunes a $\Delta \delta$ y a $\Delta \Psi_{fd}$ en la expresión 2.114 se obtiene

$$\Delta E_t = K_5 \Delta \delta + K_6 \Delta \Psi_{fd}\quad (2.115)$$

donde

$$K_5 = \frac{e_{d0}}{E_{t0}} (L_{aq}n_1 + L_l n_1 - R_a m_1) + \frac{e_{q0}}{E_{t0}} (-L'_{ad}m_1 - L_l m_1 - R_a n_1)\quad (2.116)$$

$$K_6 = \frac{e_{d0}}{E_{t0}} (L_{aq}n_2 + L_l n_2 - R_a m_2) + \frac{e_{q0}}{E_{t0}} \left[L'_{ad} \left(\frac{1}{L_{fd}} - m_2 \right) - L_l m_2 - R_a n_2 \right]\quad (2.117)$$

La figura 2.19 muestra todos los elementos necesarios para incluir el sistema de excitación. Los limitadores y circuitos de protección no son modelados dado que no afectan a la estabilidad de pequeña señal.

Del bloque 1 de la figura 2.19, usando valores perturbados, se tiene

$$\Delta v_1 = \frac{1}{1 + pT_R} \Delta E_t$$

De aquí se obtiene

$$p\Delta v_1 = \frac{1}{T_R} (\Delta E_t - \Delta v_1)$$

Sustituyendo ΔE_t definido en la ecuación 2.115, se obtiene

$$p\Delta v_1 = \frac{K_5}{T_R} \Delta \delta + \frac{K_6}{T_R} \Delta \Psi_{fd} - \frac{1}{T_R} \Delta v_1\quad (2.118)$$

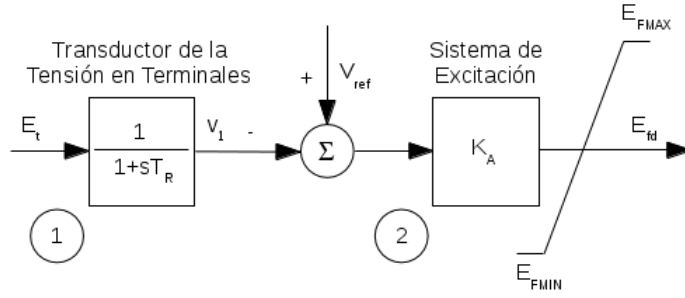


Figura 2.19: Sistema de excitación con el AVR incluido

Del bloque 2 de la figura 2.19,

$$E_{fd} = K_A(V_{ref} - v_1)$$

En términos de valores perturbados, se tiene

$$\Delta E_{fd} = K_A(-\Delta v_1) \quad (2.119)$$

La ecuación dinámica del devanado de campo, desarrollada en el sistema de ecuaciones en forma de espacios de estados 2.87,

$$p\Delta\Psi_{fd} = a_{32}\Delta\delta + a_{33}\Delta\Psi_{fd} + b_{32}\Delta E_{fd}$$

con el efecto del sistema de excitación incluido, llega a ser

$$p\Delta\Psi_{fd} = a_{32}\Delta\delta + a_{33}\Delta\Psi_{fd} + a_{34}\Delta v_1 \quad (2.120)$$

donde

$$a_{34} = -b_{32}K_A = -\frac{\omega_0 R_{fd}}{L_{ad}}K_A \quad (2.121)$$

De los desarrollos realizados, se observa que el orden del sistema está incrementado en uno; la nueva variable de estado añadida es Δv_1 .

De la ecuación 2.118,

$$p\Delta v_1 = a_{41}\Delta\omega_r + a_{42}\Delta\delta + a_{43}\Delta\Psi_{fd} + a_{44}\Delta v_1 \quad (2.122)$$

donde

$$\begin{aligned} a_{41} &= 0 \\ a_{42} &= \frac{K_5}{T_R} \\ a_{43} &= \frac{K_6}{T_R} \\ a_{44} &= -\frac{1}{T_R} \end{aligned} \quad (2.123)$$

y K_5 y K_6 están dadas por las ecuaciones 2.116 y 2.117.

Debido a que $p\Delta\omega_r$ y $p\Delta\delta$ no se encuentran afectados directamente por el sistema de excitación,

$$a_{14} = a_{24} = 0$$

El modelo completo del sistema eléctrico en forma de espacio de estados, incluyendo el sistema de excitación de la figura 2.19, tiene la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\omega}_r \\ \Delta\dot{\delta} \\ \Delta\dot{\Psi}_{fd} \\ \Delta\dot{v}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & 0 \\ a_{21} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ 0 & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\omega_r \\ \Delta\delta \\ \Delta\Psi_{fd} \\ \Delta v_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta T_m \quad (2.124)$$

Con un par mecánico de entrada constante,

$$\Delta T_m = 0$$

2.3.4.1. Representación del diagrama de bloques incluyendo el sistema de excitación

La figura 2.20 muestra el diagrama de bloques obtenido tras incluir los bloques del transductor de tensión, el compensador de carga y el sistema de excitación.

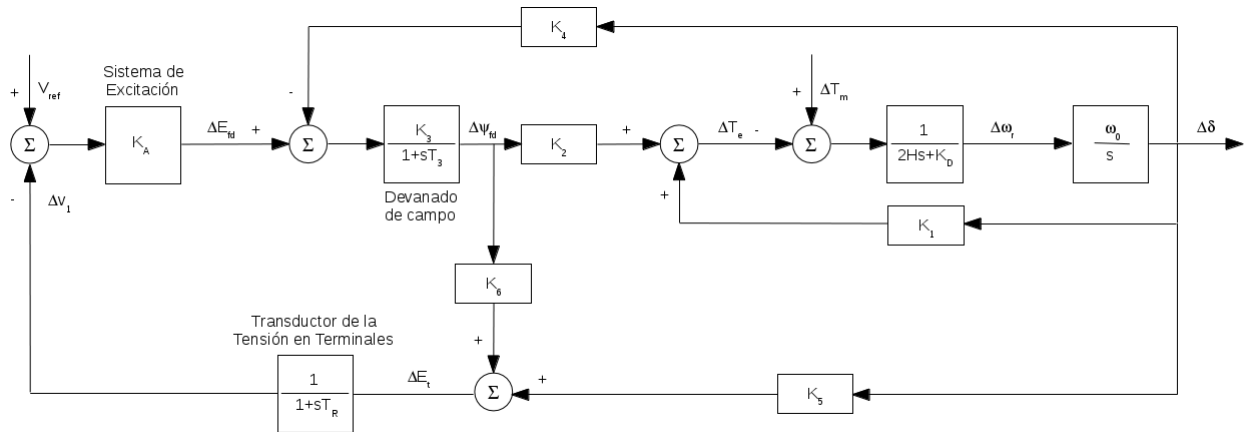


Figura 2.20: Diagrama de bloques incluyendo el sistema de excitación y el regulador de tensión

La señal de error de tensión, que es la entrada al bloque transductor de tensión, está dada por la ecuación 2.115, la cual reescribimos de nuevo por comodidad.

$$\Delta E_t = K_5 \Delta \delta + K_6 \Delta \Psi_{fd}$$

El coeficiente K_6 es positivo siempre que la impedancia de la red externa tenga un carácter inductivo, mientras que K_5 puede ser negativo o positivo, dependiendo de los puntos de operación

y de la impedancia de la red externa $R_E + jX_E$. El valor de K_5 tiene una importancia significativa sobre la influencia del regulador de tensión sobre el amortiguamiento de las oscilaciones del sistema.

A continuación, en las secciones 2.3.4.2 y 2.3.4.3 se presenta un análisis de la variación de los parámetros K_5 , K_6 en función del punto de funcionamiento del generador y de la impedancia del sistema eléctrico, respectivamente; lo cual representa un aspecto novedoso en esta Tesis, dado que en la bibliografía consultada no se encuentra dicho análisis.

2.3.4.2. Variación de los parámetros K_5 y K_6 en función del punto de funcionamiento del generador

Partiendo de un generador conectado a un bus de potencia infinita a través de una línea cuya impedancia se define como $R_E + jX_E$. El análisis de la variación de los parámetros K se efectuará manteniendo constante el valor de dicha impedancia y variando la potencia activa (P) y la potencia reactiva (Q) generada por la máquina. Dicha variación se efectuará en valores por unidad (p.u.). En el caso de la potencia activa, el rango estará entre 0,0 y 1,1 con incrementos de 0,1, mientras que en la potencia reactiva será entre $-0,2$ y 1,0 con incrementos de 0,1. Para cada par de valores (P, Q) se calculan los parámetros K_5, K_6 ; para a continuación, representar gráficamente su evolución en función del punto de funcionamiento del generador.

Los parámetros por unidad que definen el generador son los siguientes:

$$\begin{array}{llll} L_d = 1,81 & L_q = 1,76 & L_l = 0,16 & R_a = 0,003 \\ L_{fd} = 0,153 & R_{fd} = 0,0006 & H = 3,5 \text{ MWs/MVA} & K_D = 0 \end{array}$$

Los parámetros por unidad que definen la impedancia de la línea son:

$$X_E = 0,20 \quad R_E = 0,02$$

La tensión del nudo de potencia infinita, E_B , tiene un valor por unidad de $1,0 \angle 0^\circ$.

Variación del parámetro K_5

En la figura 2.21 se muestra la variación del parámetro K_5 al variar la potencia activa y reactiva generada. Cada curva representa una condición de potencia reactiva distinta, tal y como se muestra en la leyenda.

Se observa que el valor del parámetro K_5 inicialmente experimenta un comportamiento creciente a medida que se aumenta el valor de la potencia activa hasta alcanzar un máximo, momento en el cual incrementos posteriores en la potencia activa implican un decrecimiento en el valor de K_5 . Por otro lado, de la gráfica se desprende que el valor máximo de K_5 así como el valor de potencia activa en el cual se presenta dependen del valor de la potencia reactiva, estableciéndose que cuanto menor/mayor es el valor de dicha potencia, mayor/menor es el valor máximo de K_5 y a menor/mayor valor de potencia activa tiene lugar dicho máximo. Es interesante mencionar que para valores de la potencia reactiva entre $-0,1$ p.u. y $0,2$ p.u., el valor de K_5 no es positivo para todo el rango de variación de la potencia activa.

Tal y como se muestra en la figura 2.20 y que posteriormente se tratará en la subsección 2.3.4.4, un valor positivo/negativo del parámetro K_5 da lugar a un decremento/incremento de la

componente de par sincronizante y a un incremento/decremento de la componente de par de amortiguamiento. El decremento/incremento en el par sincronizante implica una menor/mayor capacidad de la máquina a la hora de eliminar los posibles modos inestables no oscilatorios o aperiódicos que pudieran aparecer por una falta de par sincronizante. En cambio, el incremento/decremento en el par de amortiguamiento da lugar a una mayor/menor capacidad de la máquina para atenuar los modos inestables oscilatorios.

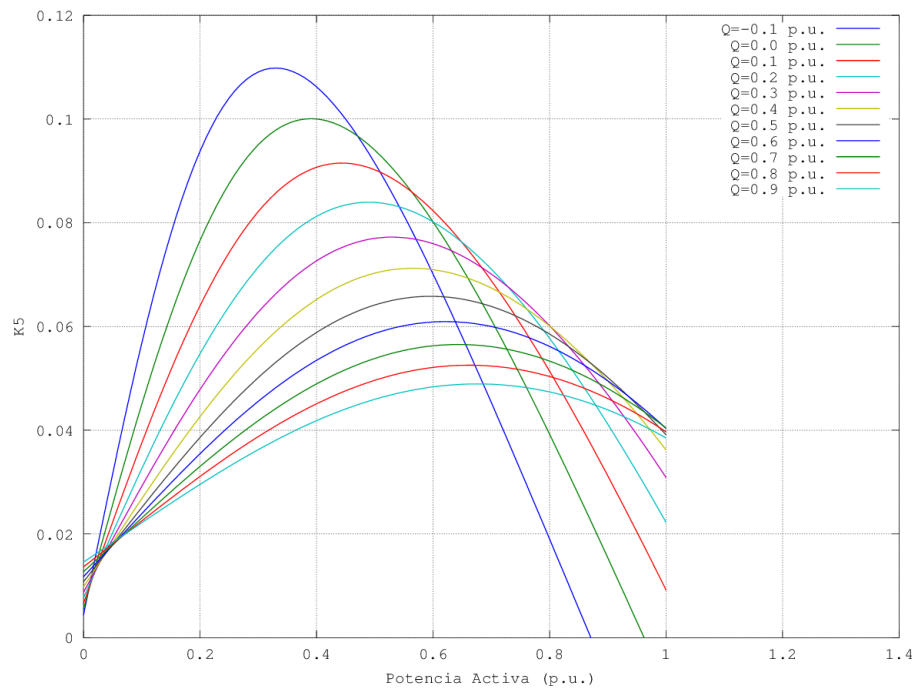


Figura 2.21: Variación del parámetro K_5 en función del punto de funcionamiento del generador

Variación del parámetro K_6

En la figura 2.22 se muestra la variación del parámetro K_6 al variar la potencia activa y reactiva generada. Cada curva representa una condición de potencia reactiva distinta, tal y como se muestra en la leyenda. Se observa que a niveles bajos de potencia activa, entre 0 p.u. y 0,1 p.u., el valor del parámetro K_6 es máximo positivo e igual para las diferentes condiciones de potencia reactiva. A partir de ese valor de potencia activa, incrementos posteriores en ésta implican un decrecimiento progresivo del valor del parámetro K_6 . La pendiente de esta disminución progresiva es más acentuada cuanto menor es el valor de la potencia reactiva. Por otro lado, el valor del parámetro K_6 es positivo en todo el rango de variación de la potencia activa para las diferentes condiciones de potencia reactiva.

Tal y como se muestra en la figura 2.20 y que posteriormente se tratará en la subsección 2.3.4.4, un valor positivo del parámetro K_6 da lugar a un decremento de la componente de par sincronizante y a un incremento de la componente de par de amortiguamiento, siendo éstos más acentuados cuanto mayor sea el valor del parámetro K_6 . El decremento en el par sincronizante implica una menor capacidad de la máquina a la hora de eliminar los posibles modos inestables no oscilatorios o aperiódicos que pudieran aparecer por una falta de par sincronizante. En cambio, el incremento

en el par de amortiguamiento da lugar a una mayor/menor capacidad de la máquina para atenuar los modos inestables oscilatorios.

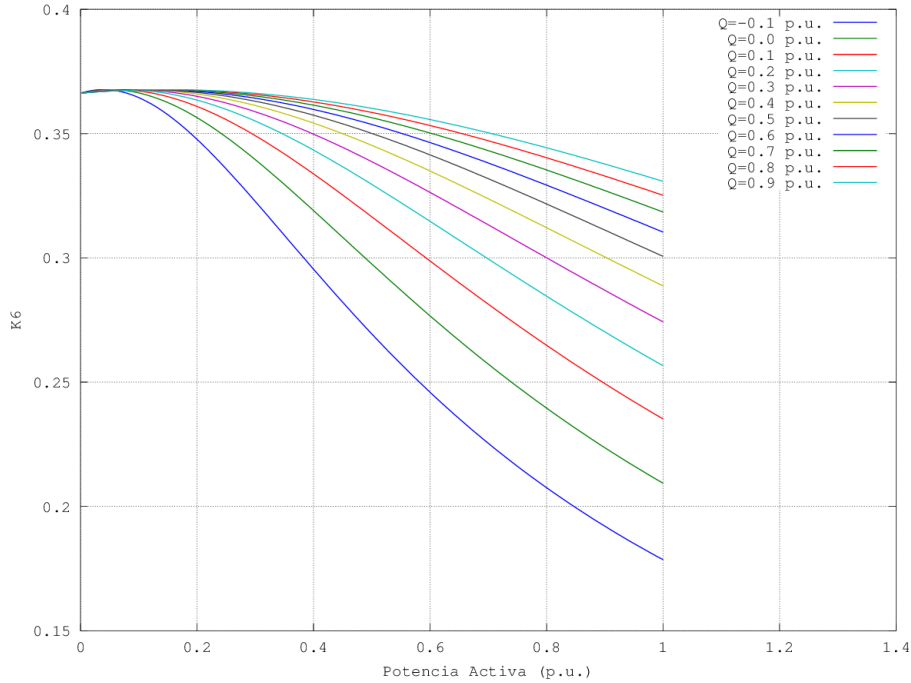


Figura 2.22: Variación del parámetro K_6 en función del punto de funcionamiento del generador

2.3.4.3. Variación de los parámetros K_5 y K_6 en función de la impedancia del sistema eléctrico de potencia

Partiendo de un generador conectado a un bus de potencia infinita a través de una línea cuya impedancia se define como $R_E + jX_E$. El análisis de la variación de los parámetros K se efectuará manteniendo constante el valor de la potencia activa (P) y la potencia reactiva (Q) generada por la máquina y variando el valor de la impedancia de dicha línea. Dicha variación se efectuará en valores por unidad (p.u.). En el caso de la componente resistiva de la línea, el rango estará entre 0,0 y 0,4 con incrementos de 0,1, mientras que en la componente inductiva será entre $-0,2$ y $0,2$ con incrementos de 0,01. Para cada par de valores (R_E, X_E) se calculan los parámetros K_5, K_6 ; para a continuación, representar gráficamente su evolución en función del valor de la impedancia de la línea.

Los parámetros por unidad que definen el generador son los siguientes:

$$\begin{array}{llll} L_d = 1,81 & L_q = 1,76 & L_l = 0,16 & R_a = 0,003 \\ L_{fd} = 0,153 & R_{fd} = 0,0006 & H = 3,5 \text{ MWs/MVA} & K_D = 0 \end{array}$$

Los parámetros por unidad que definen el punto de funcionamiento del generador son:

$$P = 1,0 \quad Q = 0,0$$

La tensión del nudo de potencia infinita, E_B , tiene un valor por unidad de $1,0 \angle 0^\circ$.

Variación del parámetro K_5

En la figura 2.23 se muestra la variación del parámetro K_5 al variar la componente inductiva de la línea. Cada curva representa un nuevo valor de la componente resistiva de la línea, tal y como se muestra en la leyenda. Se observa que el valor de K_5 es decreciente a medida que aumenta la componente inductiva de la línea, además de ser dicho decrecimiento más pronunciado cuanto menor es la componente resistiva de la línea.

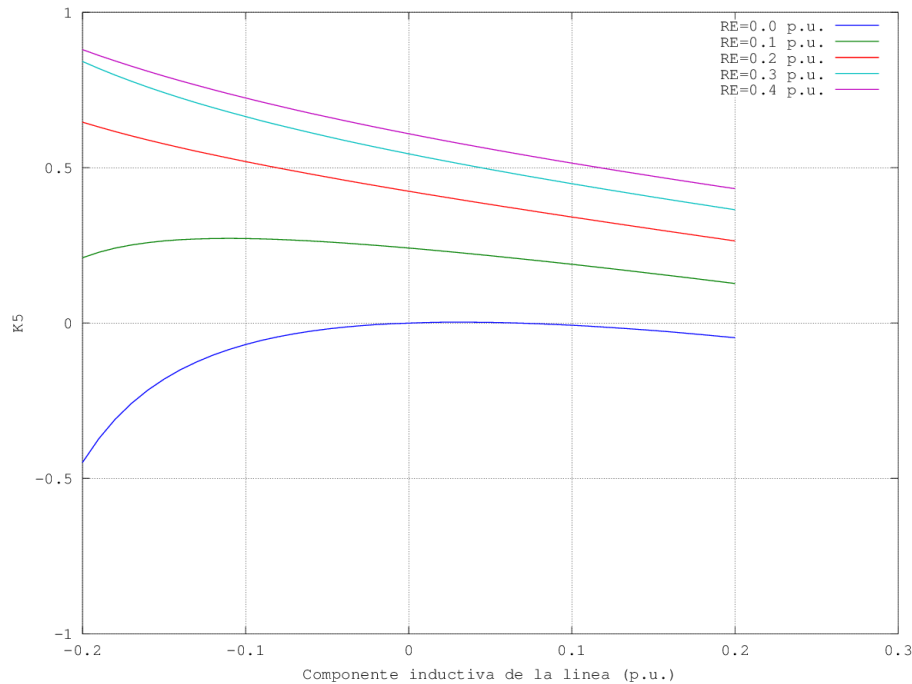


Figura 2.23: Variación del parámetro K_5 en función de la impedancia del sistema eléctrico

Se observa que el valor del parámetro K_5 inicialmente experimenta un comportamiento creciente a medida que se aumenta el valor de la componente inductiva de la línea hasta alcanzar un máximo, momento en el cual incrementos posteriores en la componente inductiva implican un decrecimiento en el valor de K_5 . Por otro lado, de la gráfica se desprende que el valor máximo de K_5 así como el valor de la componente inductiva en el cual se presenta dependen del valor de la componente resistiva de la línea, estableciéndose que cuanto menor/mayor es el valor de dicha componente, mayor/menor es el valor máximo de K_5 y a menor/mayor valor de la componente inductiva tiene lugar dicho máximo. Es interesante mencionar que para valores de la componente resistiva entre 0,1 p.u. y 0,4 p.u., el valor de K_5 es positivo para todo el rango de variación de la componente inductiva, mientras que para valores de la componente resistiva cercanos a cero el valor de K_5 alterna entre la zona negativa y positiva.

Variación del parámetro K_6

En la figura 2.24 se muestra la variación del parámetro K_6 al variar la componente inductiva de la línea. Cada curva representa un nuevo valor de la componente resistiva de la línea, tal y como se muestra en la leyenda. Se observa que dependiendo del valor de la componente resistiva de la línea, el valor de K_6 es creciente o decreciente a medida que aumenta el valor de la componente inductiva.

Para valores de la componente resistiva entre 0,4 p.u. y 0,3 p.u. el valor de K_6 empieza en un valor positivo que decrece a medida que la componente inductiva de la línea se incrementa. Sin embargo, para valores de la componente resistiva entre 0,2 p.u. y 0,0 p.u., el valor de K_6 es creciente con el incremento de la componente inductiva.

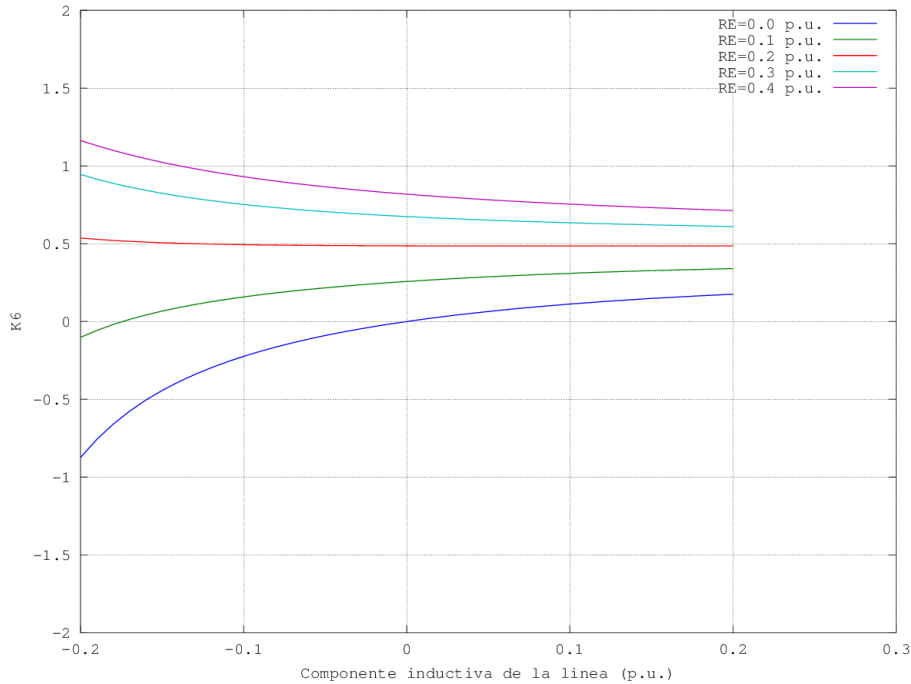


Figura 2.24: Variación del parámetro K_6 en función de la impedancia del sistema eléctrico

Es interesante mencionar que para valores de la componente resistiva entre 0,4 p.u. y 0,3 p.u., el valor de K_6 es positivo en todo el rango de variación de la componente inductiva. Mientras que para valores de la componente resistiva entre 0,2 p.u. y 0,0 p.u., el valor de K_6 es negativo para valores bajos de la componente inductiva pasanso a ser positivo posteriormente. La permanencia en la zona negativa es mayor cuanto menor sea la componente resistiva de la línea, siendo el caso límite cuando el valor de dicha componente es cero, en donde se puede observar que el paso de negativo a positivo se produce cuando la componente inductiva de la línea tiene un valor nulo.

2.3.4.4. Efecto del regulador de tensión (AVR) sobre las componentes de par de sincronización y de par de amortiguamiento

Con la acción del regulador de tensión, las variaciones del flujo de campo son causadas por las variaciones de la tensión de campo, además de la reacción de inducido. Del diagrama de bloques de la figura 2.20, se observa que

$$\Delta\Psi_{fd} = \frac{K_3}{1 + sT_3} \left[-K_4\Delta\delta - \frac{K_A}{1 + sT_R}(K_5\Delta\delta + K_6\Delta\Psi_{fd}) \right] \quad (2.125)$$

Agrupando los términos relacionados con $\Delta\Psi_{fd}$ y reordenando,

$$\Delta\Psi_{fd} = \frac{-K_3[K_4(1 + sT_R) + K_5K_A]}{s^2T_3T_R + s(T_3 + T_R) + 1 + K_3K_6K_A} \Delta\delta \quad (2.126)$$

El cambio en el par eléctrico debido al cambio en el flujo de campo es

$$\Delta T_e|_{\Psi_{fd}} = K_2\Delta\Psi_{fd} \quad (2.127)$$

Como se ha mencionado anteriormente, los parámetros K_2 , K_3 , K_4 y K_6 son normalmente positivas; sin embargo, K_5 puede tomar un valor positivo o negativo. El efecto del regulador de tensión sobre las componentes de par de sincronización y de par de amortiguamiento es principalmente influenciado por K_5 y K_A . Para ilustrar esta situación, se considerará un caso específico con los parámetros [Kundur, 1994]:

$$\begin{aligned} K_1 &= 1,591 & K_2 &= 1,5 & K_3 &= 0,333 & K_4 &= 1,8 & T_3 &= 1,91 \\ K_5 &= -0,12 & K_6 &= 0,3 & T_R &= 0,02 \\ H &= 3,0 & K_D &= 0,0 \end{aligned}$$

Con estos parámetros se representa un sistema en el que K_5 es negativo.

1. Coeficiente de par de sincronización en régimen estable

De las ecuaciones 2.126 y 2.127, con $s = j\omega = 0$, $\Delta\Psi_{fd}$ es

$$\begin{aligned} \Delta T_e|_{\Psi_{fd}} &= \frac{-K_2K_3[K_4 + K_5K_A]}{1 + K_3K_6K_A} \Delta\delta \\ &= \frac{-1,5 \cdot 0,333[1,8 - 0,12K_A]}{1 + 0,333 \cdot 0,3K_A} \Delta\delta \\ &= \frac{-0,9 + 0,06K_A}{1 + 0,1K_A} \Delta\delta \end{aligned}$$

De aquí, el coeficiente de par de sincronización debido a $\Delta\Psi_{fd}$ es

$$K_{S(\Delta\Psi_{fd})} = \frac{-0,9 + 0,06K_A}{1 + 0,1K_A}$$

Se observa que el efecto del regulador de tensión es incrementar la componente de par de sincronización en régimen estable. Si se elimina el regulador de tensión, $K_A = 0$ (E_{fd} constante), se obtiene una componente de par de sincronización negativo $K_{S(\Delta\Psi_{fd})} = -0,9$, lo cual no es deseable. Por otro lado, la adición de un regulador de tensión con una ganancia $K_A = 15$, da lugar a que el valor de la componente de par de sincronización sea igual a $K_{S(\Delta\Psi_{fd})} = 0,529$, lo cual compensa exactamente el efecto desmagnetizante de la reacción de inducido. Con $K_A = 15$ y $K_{S(\Delta\Psi_{fd})} = 0,529$, el coeficiente de par de sincronización total es

$$K_S = K_1 + K_{S(\Delta\Psi_{fd})} = 1,591 + 0,529 = 2,12 \text{ par p.u./rad}$$

Aquí se ha considerado un caso con K_5 negativo. Con un K_5 positivo, el regulador de tensión tendría un efecto opuesto al anterior, es decir, el de reducir la componente de par de sincronización en régimen estable.

2. *Componentes de par de sincronización y de par de amortiguamiento a la frecuencia de oscilación del rotor*

Sustituyendo los valores numéricos aplicables a este caso en la ecuación 2.126 se obtiene

$$\Delta\Psi_{fd} = \frac{-0,6 - 0,333K_5K_A - 0,012s}{0,0382s^2 + 1,93s + 1 + 0,1K_A} \Delta\delta$$

De la ecuación 2.127,

$$\Delta T_e|_{\Psi_{fd}} = K_2 \Delta\Psi_{fd} = \frac{1,5[-0,6 - 0,333K_5K_A - 0,012s]}{0,0382s^2 + 1,93s + 1 + 0,1K_A} \Delta\delta$$

Consideraremos que el rotor tiene una frecuencia de oscilación de 10 rad/s (1.6 Hz). Con $s = j\omega = j10$,

$$\Delta T_e|_{\Psi_{fd}} = \frac{-0,9 - 0,5K_5K_A - j0,18}{-2,82 + j19,3 + 0,1K_A} \Delta\delta$$

Con $K_5 = -0,12$ y $K_A = 200$,

$$\Delta T_e|_{\Psi_{fd}} = \frac{11,1 - j0,18}{17,18 + j19,3} \Delta\delta = 0,2804\Delta\delta - 0,3255(j\Delta\delta)$$

Por lo tanto, cuando K_5 es negativo, el efecto del regulador de tensión es incrementar la componente de par sincronizante y disminuir la componente de par de amortiguamiento.

El coeficiente de par sincronizante total es

$$K_s = K_1 + K_{S(\Delta\Psi_{fd})} = 1,591 + 0,2804 = 1,8714 \text{ par p.u./rad}$$

La componente de par de amortiguamiento debido a $\Delta\Psi_{fd}$ es

$$K_{D(\Delta\Psi_{fd})} = -0,3255(j\Delta\delta)$$

Debido a que $\Delta\omega_r = s\Delta\delta/\omega_0 = j\omega\Delta\delta/\omega_0$,

$$K_{D(\Delta\Psi_{fd})} = -\frac{0,3255\omega_0}{\omega} \Delta\omega_r$$

Con $\omega = 10$ rad/s, el coeficiente de par de amortiguamiento es

$$K_{D(\Delta\Psi_{fd})} = -12,27 \text{ par p.u./cambio de velocidad p.u.}$$

En la ausencia de cualquier otra fuente de amortiguamiento, el total será $K_D = K_{D(\Delta\Psi_{fd})}$.

De los resultados obtenidos se deduce que, con un valor de K_5 positivo, las componentes de par sincronizante y de amortiguamiento debido a $\Delta\Psi_{fd}$ serían de valor opuesto al arriba obtenido.

Para el sistema de potencia considerado, la Tabla 2.1 resume el efecto del regulador de tensión sobre K_S y K_D a una frecuencia de $\omega = 10$ rad/s para diferentes valores de K_A .

K_A	$K_{S(\Delta\Psi_{fd})}$	$K_S = K_1 + K_{S(\Delta\Psi_{fd})}$	$K_D(\Delta\Psi_{fd})$
0.0	-0.0025	1.5885	1.772
10.0	-0.0079	1.5831	0.614
15.0	-0.0093	1.5817	0.024
25.0	-0.0098	1.5812	-1.166
50.0	0.0029	1.5939	-4.090
100.0	0.0782	1.6692	-8.866
200.0	0.2804	1.8714	-12.272
400.0	0.4874	2.0784	-9.722
1000.0	0.5847	2.1757	-4.448
Infinito	0.6000	2.1910	0.000

Tabla 2.1: Efecto del regulador de tensión sobre K_S y K_D

Con $K_A = 0$, $\Delta\Psi_{fd}$ es debida totalmente a la reacción del inducido o reacción de la armadura. El efecto del regulador de tensión es disminuir K_D para todos los valores positivos de K_A . El amortiguamiento neto es mínimo para $K_A = 200$, y cero cuando K_A tiende a infinito. Para valores bajos de K_A , el efecto del regulador de tensión es disminuir ligeramente K_S , siendo el valor neto mínimo de K_S cuando $K_A = 46$. Cuando K_A se incrementa más allá de este valor, K_S se incrementa establemente. Para un valor tendente a infinito de K_A , el par debido a $\Delta\Psi_{fd}$ está en fase con $\Delta\delta$, y de ahí que no exista componente de amortiguamiento.

Normalmente, son de interés sistemas de excitación con ganancias altas o moderadas y de respuesta rápida. Para dichos sistemas, se pueden efectuar las siguientes observaciones desde el punto de vista de los efectos que producen los reguladores de tensión:

- Con K_5 positivo, el efecto del regulador de tensión es introducir una componente de par de sincronización negativo y una componente de par de amortiguamiento positivo. El parámetro K_5 es positivo para valores bajos de la reactancia externa de la red eléctrica y potencias generadas bajas. En estos casos, la reducción en K_S debida a la acción del regulador de tensión no es normalmente de interés, debido a que K_1 es tan grande que la K_S neta es significativamente mayor que cero.
- Con K_5 negativo, la acción del regulador de tensión introduce una componente de par de sincronización positivo y una componente de par de amortiguamiento negativo. Este efecto es más pronunciado cuanto mayor sea la ganancia del sistema de excitación. Para valores altos de la reactancia externa de la red eléctrica y potencias generadas elevadas, K_5 es negativo. En la práctica, es muy frecuente encontrar una situación donde K_5 sea negativo. Para tales casos, un sistema de excitación de elevada ganancia es beneficioso para incrementar el par de sincronización. Sin embargo, haciendo esto se introduce un coeficiente de par de amortiguamiento negativo. Como se puede deducir, hay que adquirir un compromiso a la hora de determinar la ganancia deseada del sistema de excitación. Una forma de resolver este compromiso es ajustarla dentro de un rango esperado de funcionamiento, aunque esto puede no ser siempre posible. Se ha de mencionar que, ante una alta reactancia externa de la red eléctrica, incluso con sistemas de excitación de ganancia baja, el coeficiente de par de amortiguamiento puede ser negativo.

Una forma efectiva de resolver estos requerimientos contrapuestos es proveer al generador de un estabilizador de potencia, tal y como se describe en el siguiente capítulo.

2.4. Conclusiones

En este capítulo se ha desarrollado un modelo linealizado del sistema eléctrico de potencia (máquina síncrona, red eléctrica externa y sistema de excitación), obteniendo una representación en forma de diagrama de bloques que son función de los denominados parámetros K [Heffron y Phillips, 1952], los cuales son útiles para comprender los fenómenos físicos asociados al proceso. Posteriormente, con dicho modelo, se ha realizado un análisis de estabilidad de pequeña señal cuyos resultados son los siguientes:

- Un generador con un control manual de la excitación se caracteriza por poseer unos valores reducidos de la componente de par sincronizante y de la componente de par de amortiguamiento, siendo estos valores más pequeños a medida que la carga del generador y la reactancia de la línea aumentan. Presentándose situaciones de operación en las cuales el generador podría tener su componente de par sincronizante negativa, lo cual provocaría la evolución exponencial creciente en su ángulo del rotor ante una pequeña perturbación, es decir, tendría un comportamiento inestable perdiendo su sincronismo, que implicaría su desconexión de la red.
- En comparación con el caso anterior, un generador con el regulador automático de tensión (AVR) activo provoca los siguientes efectos en función de la ganancia del sistema de excitación, la carga del generador y la situación de la red eléctrica externa.

Para condiciones de operación en las cuales la carga del generador y la reactancia de la red eléctrica externa sean bajas, los diseños convencionales de AVR reducen la componente de par de sincronización e incrementan la componente de par de amortiguamiento, siendo estos efectos más acusados cuanto más elevada sea la ganancia del sistema de excitación. En este caso, para que la reducción de la componente de par de sincronización deteriorara la operación del sistema, sería necesario una ganancia elevada fuera de los estándares de diseño.

En el caso de que la carga del generador y la reactancia externa de la red sean altas, los AVR convencionales incrementan la componente de par de sincronización y disminuyen la componente de par de amortiguamiento, siendo éstos efectos más pronunciados cuanto mayor sea la ganancia del sistema de excitación. Un valor elevado de esta ganancia puede dar lugar a una reducción tal en la componente de par de amortiguamiento que la haga negativa, lo cual provocaría que el generador tuviera un comportamiento oscilatorio creciente en su ángulo del rotor ante una pequeña perturbación, es decir, perdería el sincronismo tras pasar una serie de ciclos que finalmente acabaría en su desconexión de la red.

Las carencias que presentan los reguladores automáticos de tensión para estabilizar los generadores ante pequeñas perturbaciones en la red eléctrica, dieron lugar a la aparición de los primeros estabilizadores de potencia (PSS) basados en la teoría clásica de control. La función y los efectos que éstos provocan en el sistema eléctrico de potencia serán objeto de estudio en el capítulo siguiente.

Capítulo 3

Estabilizador de Sistemas de Potencia

3.1. Introducción

El *estabilizador de sistemas de potencia* (PSS) tiene como función la introducción de un amortiguamiento adicional cuyo objetivo es la mitigación de los modos inestables que aparecen en los sistemas eléctricos de potencia, los cuales se presentan como oscilaciones mantenidas o crecientes de baja frecuencia en el ángulo del rotor, a pesar de la actuación del regulador automático de tensión (AVR). Desde el punto de vista de la teoría clásica de control, el diseño del PSS implica modificar el modelo linealizado del sistema eléctrico presentado en el capítulo anterior, con objeto de introducir en dicho modelo linealizado, y como parte del PSS, una ganancia, un filtro y un compensador de adelanto-retraso de fase adicionales. El filtro será del tipo paso-alto, de forma que permita pasar las frecuencias de oscilación del rotor de interés. El compensador de adelanto-retraso de fase tiene por objeto, como su propio nombre indica, compensar el desfase existente entre la tensión suministrada por el PSS y la variación de velocidad del rotor. La ganancia será seleccionada para amortiguar los modos inestables de manera adecuada.

En este capítulo la sección 3.2 define la función que ha de cumplir un estabilizador de sistemas de potencia, así como la descripción de los elementos existentes en un diseño basado en la teoría clásica de control. La sección 3.3 efectúa el análisis de estabilidad de pequeña señal del sistema eléctrico considerando el efecto de un estabilizador de potencia clásico, con objeto de mostrar los efectos cualitativos y cuantitativos que tiene su inclusión en el sistema. La sección 3.4 presenta las conclusiones del capítulo.

3.2. Descripción del estabilizador de sistemas de potencia

La función básica de un estabilizador de sistemas de potencia es añadir amortiguamiento a las oscilaciones del rotor mediante el control de su sistema de excitación, empleando para ello señales de estabilización auxiliares. Estas oscilaciones de baja frecuencia poco amortiguadas aparecen debido a la insuficiencia de par de amortiguamiento. Este tipo de inestabilidad se caracteriza por oscilaciones en el rango de 0,2 a 3 Hz, que pueden mantenerse o incluso crecer con el tiempo [Busby et al., 1979] [Van Ness et al., 1980].

Para proveer amortiguamiento, el estabilizador debe producir una componente de par eléctrico en fase con las variaciones de velocidad del rotor ($\Delta\omega_r$), de esta forma se introduce una componente de par de amortiguamiento que atenúa las oscilaciones. Para ello, el PSS genera una tensión de salida adicional, v_s , a partir de una señal de entrada que, generalmente es la velocidad de giro del rotor, aunque hay esquemas en donde se propone el empleo de la frecuencia de salida, la potencia eléctrica generada o una combinación de ambas.

En los grupos hidráulicos, desde mediados de los años 60, la señal de entrada típica empleada es la *variación de la velocidad del rotor*. El principal problema de utilizar esta señal es el ruido que aparece en el sensor, debido principalmente al desplazamiento lateral del eje del rotor [Watson y Manchur, 1973]. Este ruido de baja frecuencia no puede eliminarse mediante filtrados electrónicos, puesto que su valor es muy próximo al de la frecuencia de oscilación del modo electromecánico y, al filtrar, se amortiguarían ambas señales. Se suelen utilizar varios tacómetros situados en distintos puntos del eje del alternador y el valor final se obtiene promediando estas medidas. Adicionalmente, el PSS se desconecta automáticamente cuando la posición del distribuidor está por debajo de un 70%, con objeto de evitar que la tensión de campo esté demasiado modulada debido a las vibraciones que aparecen en la turbina durante la apertura parcial del distribuidor.

En las centrales térmicas, el diseño del PSS teniendo como entrada la *variación de la velocidad*, es más complejo debido a la gran longitud del rotor. En este tipo de rotores aparecen modos de oscilación debido a la torsión y es posible que el estabilizador, diseñado para amortiguar los modos electromecánicos, haga inestables los modos de torsión. Una forma de superar el problema consiste en situar sensores de velocidad sobre el eje, en concreto, en aquellos puntos del mismo que sean nodos de los modos de torsión críticos, evitando así que se midan dichos modos [Kundur, 1994] [Watson y Manchur, 1973] [Kundur et al., 1981]. Además de esta medida, se emplean filtros electrónicos que atenúan las componentes de estos modos de torsión. Esta alternativa tiene varios inconvenientes, por un lado a nivel constructivo, dado que es muy difícil situar el sensor en uno de los nodos, ya que no tiene fácil acceso desde el exterior; y por otro lado, a nivel electrónico el empleo de filtros de torsión introduce un retraso de fase en las frecuencias más bajas, lo cual desestabiliza el modo del sistema de excitación, limitando el máximo valor de la ganancia [Kundur et al., 1981].

Otro tipo de entrada empleada es la *frecuencia de la tensión de salida del alternador*. Una de las ventajas de utilizar esta señal es que es más sensible a los modos de oscilación entre grandes áreas, frente a los modos entre unidades próximas, de forma que se utiliza principalmente en el amortiguamiento de las oscilaciones inter-área [Larsen y Swan, 1981a].

Al utilizar este tipo de entrada en los alternadores de las centrales térmicas se observa que la señal de frecuencia contiene armónicos debidos a los modos de torsión, por lo tanto, es necesario emplear filtros, a pesar de empeorar la respuesta dinámica del sistema a causa de los retrasos de fase introducidos. Adicionalmente, la medida de la frecuencia se ve muy afectada por el ruido causado por grandes consumidores industriales, en particular, los hornos de arco.

Por último, otra señal utilizada en los últimos años es la *potencia de aceleración* que viene dada por la diferencia entre la variación de la potencia mecánica y la variación de la potencia eléctrica generada [Larsen y Swan, 1981a]. A partir de esta señal, es posible deducir la variación de

la velocidad del rotor a través de la expresión:

$$\Delta\omega_{eq} = \frac{1}{2H} \int (\Delta P_m - \Delta P_e) dt \quad (3.1)$$

El objetivo consiste en realizar una estimación de la variación de la velocidad equivalente ($\Delta\omega_{eq}$) que no contenga modos de torsión. Estos modos serán atenuados en la integral de la variación de la potencia eléctrica (ΔP_e), pero es difícil medir la integral de la variación de la potencia mecánica (ΔP_m) sin los modos de torsión. Para estimar este valor se efectúa la siguiente operación matemática:

$$\int \Delta P_m dt = 2H\Delta\omega_r + \int \Delta P_e dt \quad (3.2)$$

De esta forma, se estima la integral de la variación de la potencia mecánica mediante la medida del cambio de la velocidad del rotor y, la integral del cambio de la potencia eléctrica. Esta señal contiene modos de torsión, aunque debido a que los cambios en la potencia mecánica son relativamente lentos, incluso cuando se producen movimientos rápidos de cierre o apertura de válvulas, el valor de la integral estimada puede utilizarse junto con un filtro paso bajo sencillo que elimine las frecuencias de torsión.

La principal ventaja de este tipo de estabilizadores es la ausencia de filtros complejos para los modos de torsión incluidos en la medida de variación de la potencia eléctrica. Al no emplear el filtro en la medida, se elimina la inestabilidad del modo de excitación y es posible utilizar ganancias más elevadas que proporcionan un mejor amortiguamiento. El filtro paso bajo que elimina los modos de torsión se coloca en el sensor de velocidad de la máquina.

La base teórica de un PSS se encuentra ilustrada en el diagrama de bloques mostrado en la figura 3.1, en donde se emplea la variación de la velocidad del rotor como señal de entrada al PSS. Ésta es una extensión del diagrama de bloques mostrado en el capítulo anterior incluyendo el efecto del estabilizador de sistemas de potencia.

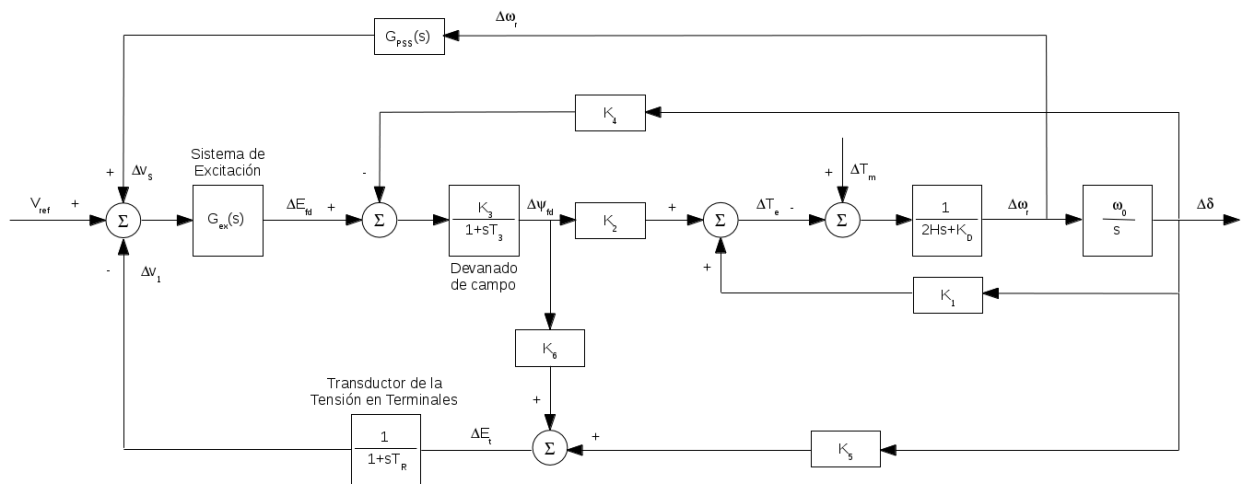


Figura 3.1: Diagrama de bloques representando el AVR y el PSS

Si la función de transferencia del sistema de excitación $G_{ex}(s)$ y la función de transferencia entre ΔE_{fd} y ΔT_e fuesen ganancias puras, una realimentación directa de $\Delta\omega_r$ resultaría en una componente de par de amortiguamiento. Sin embargo, en la práctica, el generador y el sistema de excitación (dependiendo de su tipo) exhiben unas características de ganancia y fase dependientes de la frecuencia. Por lo tanto, la función de transferencia, $G_{PSS}(s)$, debería de tener circuitos de compensación apropiados para compensar el retraso de fase entre la entrada del sistema de excitación y el par eléctrico. En el caso ideal, en el que la característica de fase de $G_{PSS}(s)$ sea una inversa exacta de las características de fase del generador y del sistema de excitación, el PSS resultaría en un par de amortiguamiento puro en todas las frecuencias de oscilación.

3.3. Análisis de estabilidad de pequeña señal

El principio de aplicación de un PSS se ilustrará considerando el sistema eléctrico de potencia usado en el capítulo anterior en la subsección 2.3.4.4 para examinar el efecto del sistema de excitación. Por comodidad, reescribimos los parámetros del sistema [Kundur, 1994]:

$$\begin{aligned} K_1 &= 1,591 & K_2 &= 1,5 & K_3 &= 0,333 & K_4 &= 1,8 & T_3 &= 1,91 \\ K_5 &= -0,12 & K_6 &= 0,3 & T_R &= 0,02 & G_{ex}(s) & & & \\ H &= 3,0 & K_D &= 0,0 & & & & & & \end{aligned}$$

Debido a que T_R es muy pequeño en comparación con T_3 , se despreciará su efecto a la hora de examinar el funcionamiento del PSS. Esta medida simplifica el análisis sin pérdida de precisión.

Del diagrama de bloques de la figura 3.1, con T_R despreciado, la $\Delta\Psi_{fd}$ debido al PSS es

$$\Delta\Psi_{fd} = \frac{K_3 G_{ex}(s)}{1 + sT_3} (-K_6 \Delta\Psi_{fd} + \Delta v_s)$$

Por lo tanto,

$$\begin{aligned} \frac{\Delta\Psi_{fd}}{\Delta v_s} &= \frac{K_3 G_{ex}(s)}{sT_3 + 1 + K_3 K_6 G_{ex}(s)} \\ &= \frac{0,333 \cdot G_{ex}(s)}{1,91s + 1 + 0,333 \cdot 0,3 \cdot G_{ex}(s)} \\ &= \frac{0,333 \cdot G_{ex}(s)}{1,91s + 1 + 0,1 G_{ex}(s)} \end{aligned}$$

A continuación, se examina la compensación de fase requerida en el PSS para producir un par de amortiguamiento a la frecuencia de oscilación del rotor de 10 rad/s. Con $s = j\omega = j10$ y suponiendo que $G_{ex}(j10) = 200$, se obtiene

$$\begin{aligned} \frac{\Delta\Psi_{fd}}{\Delta v_s} &= \frac{66,66}{21 + j19,1} \\ \Delta T_{PSS} &= \Delta T_e \text{ debido al PSS} = K_2 (\Delta\Psi_{fd} \text{ debido al PSS}) \end{aligned}$$

Por lo tanto, a la frecuencia de 10 rad/s,

$$\begin{aligned}\frac{\Delta\Psi_{fd}}{\Delta v_s} &= K_2 \frac{66,66}{21 + j19,1} \\ &= \frac{1,5 \cdot 66,66}{21 + j19,1} \\ &= 3,522 \angle -42,3^\circ\end{aligned}$$

Si el ΔT_{PSS} tiene que estar en fase con $\Delta\omega_r$, un par de amortiguamiento puro, la señal $\Delta\omega_r$ debería de ser procesada a través de una *red de adelanto de fase* de manera que la señal sea adelantada un ángulo $\theta = 42,3^\circ$ a la frecuencia de oscilación de 10 rad/s. La cantidad de amortiguamiento introducido depende de la ganancia de la función de transferencia del PSS a esa frecuencia. Por tanto,

$$\Delta T_{PSS} = (\text{ganancia del PSS a } \omega = 10)(3,522)\Delta\omega_r$$

Con la red de adelanto de fase compensando exactamente el retraso de fase entre ΔT_e y Δv_s , la compensación arriba indicada proporcionaría un amortiguamiento puro.

El coeficiente de par de amortiguamiento debido al PSS a $\omega = 10$ rad/s es igual a

$$K_D(PSS) = (\text{ganancia del PSS})(3,522)$$

En la sección previa, K_D debida a la acción del regulador de tensión, AVR, fue igual a -12,27. Por lo tanto, el K_D neto incluyendo los efectos del AVR y del PSS es

$$K_D = -12,27 + (\text{ganancia del PSS a } \omega = 10)(3,522)$$

Con una ganancia de $12,27/3,522=3,48$, el PSS produce el amortiguamiento justo para compensar el amortiguamiento negativo debido a la acción del AVR. Cuando la ganancia del PSS es incrementada aún más, la cantidad de amortiguamiento se incrementa.

Si la red de adelanto de fase añade más compensación que el retraso de fase entre ΔT_e y Δv_s , el PSS introduce, además de una componente de par de amortiguamiento positivo, una componente de par sincronizante negativo. Inversamente, con subcompensación, una componente de par sincronizante positivo es añadido. Normalmente, el PSS es requerido para contribuir al amortiguamiento de las oscilaciones del rotor sobre un rango de frecuencias, en vez de una única frecuencia.

Se ilustrará la estructura básica, modelización y funcionamiento de estabilizadores de sistemas de potencia de forma que sea aplicable a cualquier sistema de excitación. La figura 3.2 muestra el diagrama de bloques del sistema de excitación, incluyendo el AVR y el PSS. Dado que el análisis está centrado en torno al funcionamiento en pequeña señal, los límites de salida del estabilizador y del excitador no son representados. A continuación, se presenta una breve descripción del criterio para la configuración del PSS y la selección de los parámetros.

En la figura 3.2, se observa que la representación del PSS consta de tres bloques: un bloque de compensación de fase, un bloque de filtrado de señal y un bloque de ganancia.

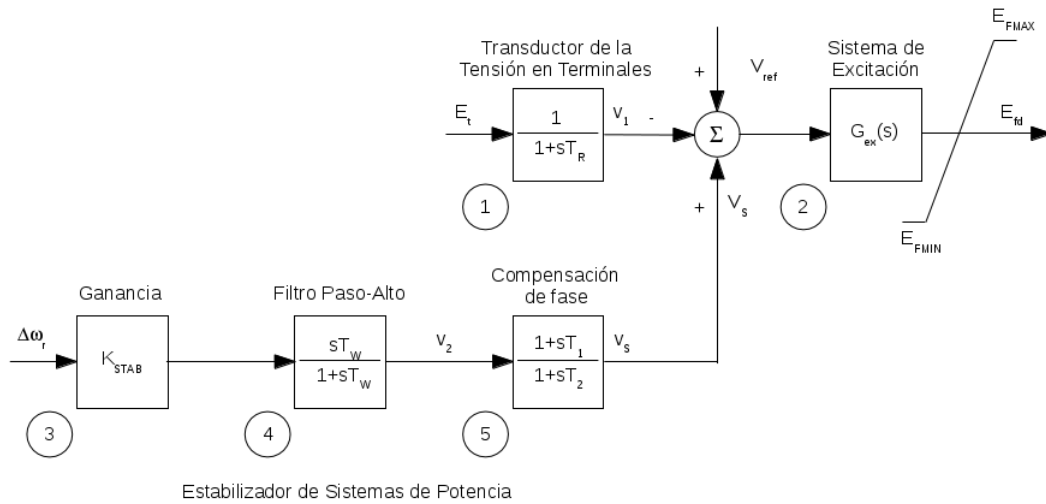


Figura 3.2: Diagrama de bloques representando el AVR y el PSS

El bloque de *compensación de fase* provee la característica de adelanto de fase necesaria para compensar el retraso de fase entre la entrada del excitador y el par eléctrico del generador. La figura muestra un bloque de primer orden. En la práctica, dos o más bloques de primer orden pueden ser usados para alcanzar la compensación de fase deseada. En algunos casos, bloques de segundo orden con raíces complejas han sido usados.

Normalmente, el rango de frecuencias de interés se encuentra entre 0,1 y 2,0 Hz, y la red de adelanto de fase debería de proporcionar una compensación sobre todo ese rango de frecuencias. La característica de fase a compensar cambia con las condiciones del sistema; por lo tanto, se tiene que efectuar un compromiso con objeto de tener una característica aceptable bajo diferentes condiciones de operación. Generalmente, algo de subcompensación es deseable, de manera que el PSS, además de incrementar el par de amortiguamiento, incremente ligeramente el par de sincronización.

El bloque de *filtrado de señal* sirve como un filtro paso-alto, con una constante de tiempo T_W lo bastante alta como para permitir que las señales asociadas con las oscilaciones en ω_r pasen inalteradas. Sin este bloque, los cambios de velocidad en régimen permanente modificarían la tensión en terminales del generador. Eso permite que el PSS responda únicamente a cambios en la velocidad. Desde el punto de vista de la función de filtrado, el valor de T_W no es crítico y su valor puede encontrarse en un rango comprendido entre 1 segundo y 20 segundos. La principal consideración es que sea lo bastante grande como para pasar las señales de estabilización en el rango de frecuencias de interés, pero no demasiado grande como para liderar excursiones no deseadas de la tensión en terminales cuando se presenta una condición de operación en isla.

La ganancia del estabilizador, K_{STAB} , determina la cantidad de amortiguamiento introducido por el PSS. Idealmente, la ganancia debería ser ajustada a un valor que corresponda al máximo amortiguamiento; sin embargo, esto se encuentra normalmente limitado por otras consideraciones.

La aplicación del PSS debería de asegurar que la estabilidad global del sistema es aumentada y no sólo la estabilidad de pequeña señal [Kundur et al., 1989].

3.3.1. Matriz de estado incluyendo el estabilizador de sistemas de potencia

Del bloque 4 de la figura 3.2, empleando valores perturbados, se tiene

$$\Delta v_2 = \frac{pT_W}{1 + pT_W} (K_{STAB} \Delta \omega_r)$$

de aquí se obtiene

$$p\Delta v_2 = K_{STAB} p\Delta \omega_r - \frac{1}{T_W} \Delta v_2$$

Sustituyendo $p\Delta \omega_r$ por la ecuación 2.87, se obtiene la siguiente expresión para $p\Delta v_2$ en términos de las variables de estado:

$$\begin{aligned} p\Delta v_2 &= K_{STAB} \left[a_{11} \Delta \omega_r + a_{12} \Delta \delta + a_{13} \Delta \Psi_{fd} + \frac{1}{2H} \Delta T_m \right] - \frac{1}{T_W} \Delta v_2 \\ &= a_{51} \Delta \omega_r + a_{52} \Delta \delta + a_{53} \Delta \Psi_{fd} + a_{55} \Delta v_2 + \frac{K_{STAB}}{2H} \Delta T_m \end{aligned} \quad (3.3)$$

donde

$$\begin{aligned} a_{51} &= K_{STAB} \cdot a_{11} \\ a_{52} &= K_{STAB} \cdot a_{12} \\ a_{53} &= K_{STAB} \cdot a_{13} \\ a_{55} &= -\frac{1}{T_W} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Debido a que $p\Delta v_2$ no es función de Δv_1 ni de Δv_s , $a_{54} = a_{56} = 0$.

Del bloque 5,

$$\Delta v_s = \Delta v_2 \left(\frac{1 + pT_1}{1 + pT_2} \right)$$

De aquí se deduce

$$p\Delta v_s = \frac{T_1}{T_2} p\Delta v_2 + \frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_2} \Delta v_s$$

Sustituyendo la ecuación 3.3 en la expresión anterior,

$$\begin{aligned} p\Delta v_s &= a_{61} \Delta \omega_r + a_{62} \Delta \delta + a_{63} \Delta \Psi_{fd} + \\ & a_{64} \Delta v_1 + a_{65} \Delta v_2 + a_{66} \Delta v_s + \frac{T_1}{T_2} \frac{K_{STAB}}{2H} \Delta T_m \end{aligned} \quad (3.5)$$

donde

$$\begin{aligned}
 a_{61} &= \frac{T_1}{T_2} \cdot a_{51} \\
 a_{62} &= \frac{T_1}{T_2} \cdot a_{52} \\
 a_{63} &= \frac{T_1}{T_2} \cdot a_{53} \\
 a_{65} &= \frac{T_1}{T_2} \cdot a_{55} + \frac{1}{T_2} \\
 a_{66} &= -\frac{1}{T_2}
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

Del bloque 2 de la figura 3.2,

$$\Delta E_{fd} = G_{ex}(s)(\Delta v_s - \Delta v_1)$$

La ecuación del devanado de campo, con el PSS incluido, se convierte en

$$p\Delta\Psi_{fd} = a_{32}\Delta\delta + a_{33}\Delta\Psi_{fd} + a_{34}\Delta v_1 + a_{36}\Delta v_s \tag{3.7}$$

donde

$$a_{36} = \frac{\omega_0 R_{fd}}{L_{ad}} G_{ex}(s) \tag{3.8}$$

El modelo completo en espacio de estados, incluyendo el PSS, tiene la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\omega}_r \\ \Delta\dot{\delta} \\ \Delta\dot{\Psi}_{fd} \\ \Delta\dot{v}_1 \\ \Delta\dot{v}_2 \\ \Delta\dot{v}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & 0 & 0 & 0 \\ a_{21} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{32} & a_{33} & a_{34} & 0 & a_{36} \\ 0 & a_{42} & a_{43} & a_{44} & 0 & 0 \\ a_{51} & a_{52} & a_{53} & 0 & a_{55} & 0 \\ a_{61} & a_{62} & a_{63} & 0 & a_{65} & a_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\omega_r \\ \Delta\delta \\ \Delta\Psi_{fd} \\ \Delta v_1 \\ \Delta v_2 \\ \Delta v_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta T_m \tag{3.9}$$

Para modelos de sistemas de excitación con bloques de funciones de transferencia de orden elevado, el siguiente procedimiento general puede ser usado.

3.3.1.1. Bloques de funciones de transferencia de orden elevado

Se considera una función de transferencia de n -ésimo orden cuyo diagrama de bloques es mostrado en la figura 3.3.

El sistema tiene n polos y m zeros ($m < n$). La función de transferencia de la figura puede ser dividido en dos partes:

$$G(s) = \frac{v_0(s)}{v_i(s)} = \frac{x_i(s) v_0(s)}{v_i(s) x_1(s)} \tag{3.10}$$

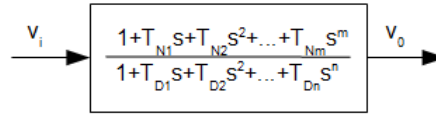


Figura 3.3: Función de transferencia de n^{th} orden

De ahí que la función de transferencia de n ésimo orden puede ser representada mediante dos bloques, tal y como se muestra en la figura 3.4.

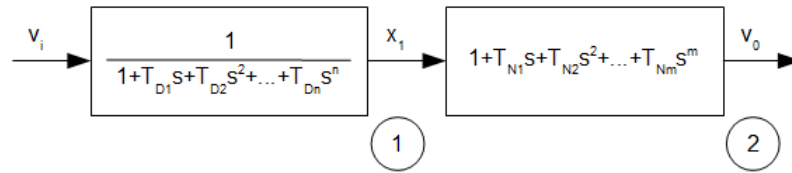


Figura 3.4: Función de transferencia de n^{th} orden en dos bloques

Del bloque 1 de la figura 3.4,

$$x_1(1 + T_{D1}s + T_{D2}s^2 + \dots + T_{Dn}s^n) = v_i \quad (3.11)$$

Considerando

$$\begin{aligned} x_2 &= \dot{x}_1 = \frac{dx_1}{dt} \\ x_3 &= \dot{x}_2 = \frac{dx_2}{dt} \\ &\dots \dots \dots \dots \dots \\ x_n &= \dot{x}_{n-1} = \frac{dx_{n-1}}{dt} \end{aligned} \quad (3.12)$$

De la ecuación 3.11, en el dominio del tiempo

$$x_1 + T_{D1}x_2 + T_{D2}x_3 + \dots + T_{D(n-1)}x_n + T_{Dn}\dot{x}_n = v_i$$

Por lo tanto,

$$\dot{x}_n = \frac{1}{T_{Dn}}[v_i - x_1 - T_{D1}x_2 - \dots - T_{D(n-1)}x_n] \quad (3.13)$$

Combinando las ecuaciones 3.12 y 3.13, se obtiene

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dots \\ \dot{x}_{n-1} \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -\frac{1}{T_{Dn}} & \frac{T_{D1}}{T_{Dn}} & \frac{T_{D2}}{T_{Dn}} & \dots & \frac{T_{D(n-1)}}{T_{Dn}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_{n-1} \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ \frac{1}{T_{Dn}} \end{bmatrix} v_i \quad (3.14)$$

Del bloque 2 de la figura 3.4, la expresión de la salida es

$$\begin{aligned} v_0 &= x_1 + T_{N1}x_2 + T_{N2}x_3 + \cdots + T_{Nm}x_{m+1} \\ &= [1 \quad T_{N1} \quad T_{N2} \quad \cdots \quad T_{Nm} \quad 0 \quad \cdots \quad 0]\mathbf{x} + 0v_i \end{aligned} \quad (3.15)$$

Las ecuaciones 3.14 y 3.15 tiene la forma de espacio de estados

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}u \\ y &= \mathbf{c}\mathbf{x} + \mathbf{d}u \end{aligned}$$

Las variables x_1, x_2, \dots, x_n definidas arriba son denominadas *variables de fase*. Representan un conjunto particular de variables de estado que está formado por una variable y sus n-1 derivadas.

3.3.2. Ejemplo de funcionamiento de un estabilizador de sistemas de potencia

La figura 3.5 muestra la representación de un sistema eléctrico de potencia consistente de una unidad de generación térmica conectada a un nudo de potencia infinita. La unidad consta de cuatro unidades de 555 MVA, 24 kV, 60 Hz.

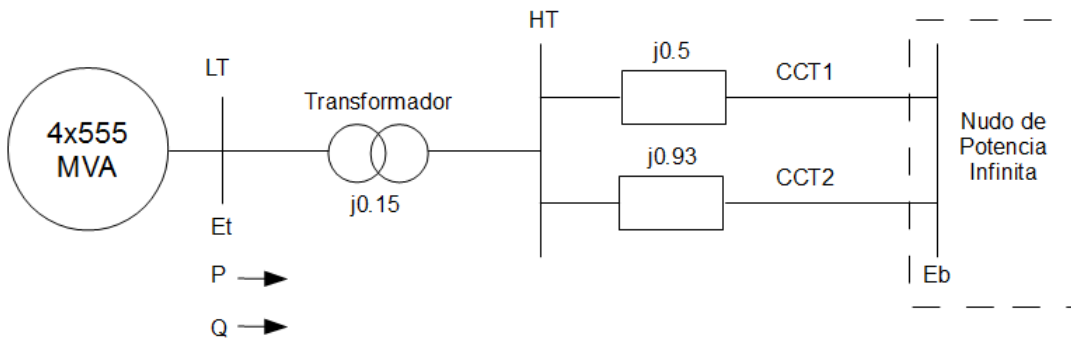


Figura 3.5: Diagrama del sistema eléctrico de potencia

Los valores base empleados son 2220 MVA y 24 kV (referido al lado de baja tensión del transformador). Se asume que las resistencias de las líneas y del transformador son despreciables. Los parámetros de cada uno de los generadores de la planta en por unidad sobre los valores base definidos, son los siguientes:

$$\begin{aligned} L_d &= 1,81 & L_q &= 1,76 & L_l &= 0,16 & R_a &= 0,003 \\ L_{fd} &= 0,153 & R_{fd} &= 0,0006 & H &= 3,5 \text{ MWs/MVA} & K_D &= 0 \end{aligned}$$

Se considerará el efecto de dos tipos de control de la excitación:

- a) Un sistema de excitación de tipo tiristores con AVR, donde el sistema de excitación se simplifica a una ganancia pura.

$$G_{ex}(s) = 200 \quad T_R = 0,02s$$

b) El sistema de excitación arriba descrito con un PSS añadido, con

$$K_{STAB} = 9,5 \quad T_W = 1,4s \quad T_1 = 0,154s \quad T_2 = 0,033s$$

Los casos de estudio que se analizarán son los siguientes:

1. *Circuito CCT1 conectado y circuito CCT2 conectado.*

La condición de operación del sistema en estado estable es la siguiente:

$$P = 0,9 \quad Q = 0,214(\text{sobreexcitado}) \quad E_t = 1,0 \angle 25,46^\circ \quad E_B = 0,995 \angle 0^\circ$$

2. *Circuito CCT1 conectado y circuito CCT2 desconectado.*

La condición de operación del sistema en estado estable es la siguiente:

$$P = 0,9 \quad Q = 0,3(\text{sobreexcitado}) \quad E_t = 1,0 \angle 36^\circ \quad E_B = 0,995 \angle 0^\circ$$

Para cada uno de los casos de estudio y cada tipo de control de la excitación, se analizará la estabilidad de pequeña señal del sistema eléctrico de potencia, determinando

- (i) Elementos de la matriz de estado.
- (ii) Los parámetros del diagrama de bloques mostrado en la figura 3.1.
- (iii) Autovalores de la matriz de estado, matriz de participación y, frecuencia y coeficiente de amortiguamiento de cada modo oscilatorio.
- (iv) Coeficientes de par de sincronización y par de amortiguamiento a la frecuencia de oscilación del rotor.

Solución

A partir del resumen mostrado en la sección 2.3.3. del capítulo anterior, inicialmente se hallarán los valores en estado estable de las variables del sistema. Por mayor comodidad se reescriben las ecuaciones que se precisan.

$$I_t, \text{ ángulo del factor de potencia } \phi$$

$$\delta_i = \tan^{-1} \left(\frac{I_t X_q \cos \phi - I_t R_a \sin \phi}{E_t + I_t R_a \cos \phi + I_t X_q \sin \phi} \right)$$

$$e_{d0} = E_t \sin \delta_i$$

$$e_{q0} = E_t \cos \delta_i$$

$$i_{d0} = I_t \sin(\delta_i + \phi)$$

$$i_{q0} = I_t \cos(\delta_i + \phi)$$

$$\begin{aligned}
E_{Bd0} &= e_{d0} - R_E i_{d0} + X_E i_{q0} \\
E_{Bq0} &= e_{q0} - R_E i_{q0} - X_E i_{d0} \\
\delta_0 &= \tan^{-1} \left(\frac{E_{Bd0}}{E_{Bq0}} \right) \\
E_B &= \sqrt{E_{Bd0}^2 + E_{Bq0}^2} \\
i_{fd0} &= \frac{e_{q0} + R_a i_{q0} + L_d i_{d0}}{L_{ad}}, & E_{fd0} &= L_{ad} i_{fd0} \\
\Psi_{ad0} &= L_{ad} (-i_{d0} + i_{fd0}), & \Psi_{aq0} &= -L_{aq} i_{q0}
\end{aligned}$$

Para los diferentes casos de estudio, se obtiene:

1. *Circuito CCT1 conectado y circuito CCT2 conectado.*

Tomando E_t como vector de referencia, la intensidad I_t y el factor de potencia ϕ se calculan como

$$\vec{I}_t = \frac{(P + jQ)^*}{\vec{E}_t^*} = \frac{0,9 - j0,214}{1,0} = 0,9 - j0,214 = 0,925 \angle -13,37^\circ$$

de donde se deduce que $\mathbf{I}_t = \mathbf{0,925 \text{ p.u.}}$ y $\phi = \mathbf{13,37^\circ}$.

Teniendo en cuenta que los valores de las inductancias en por unidad son iguales a los valores de las reactancias en por unidad, y que las resistencias de las líneas y del transformador son despreciadas ($R_E = 0$), los cálculos restantes son como sigue:

$$\begin{aligned}
\delta_i &= \tan^{-1} \left(\frac{I_t X_q \cos \phi - I_t R_a \sin \phi}{E_t + I_t R_a \cos \phi + I_t X_q \sin \phi} \right) \\
\delta_i &= \tan^{-1} \left[\frac{0,925 \cdot 1,76 \cdot \cos(13,37^\circ) - 0,925 \cdot 0,003 \cdot \sin(13,37^\circ)}{1,0 + 0,925 \cdot 0,003 \cdot \cos(13,37^\circ) + 0,925 \cdot 1,76 \cdot \sin(13,37^\circ)} \right] \\
\delta_i &= \tan^{-1} \left(\frac{1,5832}{1,3792} \right) = \mathbf{48,94^\circ}
\end{aligned}$$

$$\mathbf{e_{d0}} = E_t \sin \delta_i = 1,0 \cdot \sin(48,94^\circ) = \mathbf{0,754 \text{ p.u.}}$$

$$\mathbf{e_{q0}} = E_t \cos \delta_i = 1,0 \cdot \cos(48,94^\circ) = \mathbf{0,657 \text{ p.u.}}$$

$$\mathbf{i_{d0}} = I_t \sin(\delta_i + \phi) = 0,925 \cdot \sin(48,94^\circ + 13,37^\circ) = 0,925 \cdot \sin(62,31^\circ) = \mathbf{0,819 \text{ p.u.}}$$

$$\mathbf{i_{q0}} = I_t \cos(\delta_i + \phi) = 0,925 \cdot \cos(48,94^\circ + 13,37^\circ) = 0,925 \cdot \cos(62,31^\circ) = \mathbf{0,430 \text{ p.u.}}$$

$$E_{Bd0} = e_{d0} - R_E i_{d0} + X_E i_{q0} = 0,754 - 0 \cdot 0,819 + \left(0,15 + \frac{0,5 \cdot 0,93}{0,5 + 0,93}\right) \cdot 0,430$$

$$\mathbf{E}_{Bd0} = 0,754 + 0,475 \cdot 0,430 = \mathbf{0,95825 \text{ p.u.}}$$

$$E_{Bq0} = e_{q0} - R_E i_{q0} - X_E i_{d0} = 0,657 - 0 \cdot 0,430 - \left(0,15 + \frac{0,5 \cdot 0,93}{0,5 + 0,93}\right) \cdot 0,819$$

$$\mathbf{E}_{Bq0} = 0,657 - 0,475 \cdot 0,819 = \mathbf{0,267975 \text{ p.u.}}$$

$$\delta_0 = \tan^{-1} \left(\frac{E_{Bd0}}{E_{Bq0}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{0,95825}{0,267975} \right) = \mathbf{74,38^\circ}$$

$$\mathbf{E}_B = \sqrt{E_{Bd0}^2 + E_{Bq0}^2} = \sqrt{0,95825^2 + 0,267975^2} = \mathbf{0,995 \text{ p.u.}}$$

$$\mathbf{i}_{fd0} = \frac{e_{q0} + R_a i_{q0} + L_d i_{d0}}{L_{ad}} = \frac{0,657 + 0,003 \cdot 0,430 + 1,81 \cdot 0,819}{1,81 - 0,16} = \mathbf{1,2974 \text{ p.u.}}$$

$$\mathbf{E}_{fd0} = L_{ad} i_{fd0} = (1,81 - 0,16) \cdot 1,2974 = \mathbf{2,14071 \text{ p.u.}}$$

$$\mathbf{\Psi}_{ad0} = L_{ad} (-i_{d0} + i_{fd0}) = (1,81 - 0,16) \cdot (-0,819 + 1,2974) = \mathbf{0,78936 \text{ p.u.}}$$

$$\mathbf{\Psi}_{aq0} = -L_{aq} i_{q0} = -(1,76 - 0,16) \cdot 0,430 = \mathbf{-0,688 \text{ p.u.}}$$

2. Circuito CCT1 conectado y circuito CCT2 desconectado.

Tomando E_t como vector de referencia, la intensidad I_t y el factor de potencia ϕ se calculan como

$$\vec{I}_t = \frac{(P + jQ)^*}{\vec{E}_t^*} = \frac{0,9 - j0,3}{1,0} = 0,9 - j0,3 = 0,949 \angle -18,43^\circ$$

de donde se deduce que $\mathbf{I}_t = \mathbf{0,949 \text{ p.u.}}$ y $\phi = \mathbf{18,43^\circ}$.

Teniendo en cuenta que los valores de las inductancias en por unidad son iguales a los valores de las reactancias en por unidad, y que las resistencias de las líneas y del transformador son despreciadas ($R_E = 0$), los cálculos restantes son como sigue:

$$\delta_i = \tan^{-1} \left(\frac{I_t X_q \cos \phi - I_t R_a \sin \phi}{E_t + I_t R_a \cos \phi + I_t X_q \sin \phi} \right)$$

$$\delta_i = \tan^{-1} \left[\frac{0,949 \cdot 1,76 \cdot \cos(18,43^\circ) - 0,949 \cdot 0,003 \cdot \sin(18,43^\circ)}{1,0 + 0,949 \cdot 0,003 \cdot \cos(18,43^\circ) + 0,949 \cdot 1,76 \cdot \sin(18,43^\circ)} \right]$$

$$\delta_i = \tan^{-1} \left(\frac{1,5837}{1,5307} \right) = \mathbf{45,97^\circ}$$

$$\mathbf{e}_{d0} = E_t \sin \delta_i = 1,0 \cdot \sin(45,97^\circ) = \mathbf{0,719 \text{ p.u.}}$$

$$\mathbf{e}_{q0} = E_t \cos \delta_i = 1,0 \cdot \cos(45,97^\circ) = \mathbf{0,695 \text{ p.u.}}$$

$$\mathbf{i}_{d0} = I_t \sin(\delta_i + \phi) = 0,949 \cdot \sin(45,97^\circ + 18,43^\circ) = 0,949 \cdot \sin(64,40^\circ) = \mathbf{0,856 \text{ p.u.}}$$

$$\mathbf{i}_{q0} = I_t \cos(\delta_i + \phi) = 0,949 \cdot \cos(45,97^\circ + 18,43^\circ) = 0,949 \cdot \cos(64,40^\circ) = \mathbf{0,410 \text{ p.u.}}$$

$$E_{Bd0} = e_{d0} - R_E i_{d0} + X_E i_{q0} = 0,719 - 0 \cdot 0,856 + (0,15 + 0,5) \cdot 0,410$$

$$\mathbf{E}_{Bd0} = 0,856 + 0,65 \cdot 0,410 = \mathbf{0,9855 \text{ p.u.}}$$

$$E_{Bq0} = e_{q0} - R_E i_{q0} - X_E i_{d0} = 0,695 - 0 \cdot 0,410 - (0,15 + 0,5) \cdot 0,856$$

$$\mathbf{E}_{Bq0} = 0,695 - 0,65 \cdot 0,856 = \mathbf{0,1386 \text{ p.u.}}$$

$$\delta_0 = \tan^{-1} \left(\frac{E_{Bd0}}{E_{Bq0}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{1,1225}{0,1386} \right) = \mathbf{82,96^\circ}$$

$$\mathbf{E}_B = \sqrt{E_{Bd0}^2 + E_{Bq0}^2} = \sqrt{0,9855^2 + 0,1386^2} = \mathbf{0,9951 \text{ p.u.}}$$

$$\mathbf{i}_{fd0} = \frac{e_{q0} + R_a i_{q0} + L_d i_{d0}}{L_{ad}} = \frac{0,695 + 0,003 \cdot 0,410 + 1,81 \cdot 0,856}{1,81 - 0,16} = \mathbf{1,361 \text{ p.u.}}$$

$$\mathbf{E}_{fd0} = L_{ad} i_{fd0} = (1,81 - 0,16) \cdot 1,361 = \mathbf{2,24565 \text{ p.u.}}$$

$$\mathbf{\Psi}_{ad0} = L_{ad}(-i_{d0} + i_{fd0}) = (1,81 - 0,16) \cdot (-0,856 + 1,361) = \mathbf{0,83325 \text{ p.u.}}$$

$$\mathbf{\Psi}_{aq0} = -L_{aq} i_{q0} = -(1,76 - 0,16) \cdot 0,410 = \mathbf{-0,656 \text{ p.u.}}$$

En la tabla 3.1 se muestran los resultados obtenidos en ambos casos de estudio.

Casos de estudio		Caso 1 ($X_E = 0,475$)	Caso 2 ($X_E = 0,650$)
Variables			
	P	0,9	0,9
	Q	0,214	0,3
	\tilde{E}_t	1,0/25,46°	1,0/36°
	\tilde{E}_B	0,995/0°	0,995/0°
	I_t	0,925	0,949
	ϕ	13,37°	18,43°
	δ_i	48,94°	45,97°
	e_{d0}	0,754	0,719
	e_{q0}	0,657	0,695
	i_{d0}	0,819	0,856
	i_{q0}	0,430	0,410
	E_{Bd0}	0,95825	0,9855
	E_{Bq0}	0,267975	0,1386
	δ_0	74,38°	82,96°
	E_B	0,995	0,9951
	i_{fd0}	1,2974	1,361
	E_{fd0}	2,14071	2,24565
	ϕ_{ad0}	0,78936	0,83325
	ϕ_{aq0}	-0,688	-0,656

Tabla 3.1: Valores en estado estable de las variables del sistema para los casos de estudio 1 y 2

Con los resultados obtenidos anteriormente, se pasan a resolver los diferentes apartados solicitados en el enunciado.

(i) Elementos de la matriz de estado.

De la ecuación 3.9, la matriz de estado se define como

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & 0 & 0 & 0 \\ a_{21} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{32} & a_{33} & a_{34} & 0 & a_{36} \\ 0 & a_{42} & a_{43} & a_{44} & 0 & 0 \\ a_{51} & a_{52} & a_{53} & 0 & a_{55} & 0 \\ a_{61} & a_{62} & a_{63} & 0 & a_{65} & a_{66} \end{bmatrix}$$

donde los coeficientes tienen las expresiones

$$\begin{aligned} a_{11} &= -\frac{K_D}{2H} \\ a_{12} &= -\frac{1}{2H} \left[n_1(\Psi_{ad0} + L_{aq}i_{d0}) - m_1 \left(\Psi_{aq0} + \frac{L_{ad}L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}}i_{q0} \right) \right] \\ a_{13} &= -\frac{1}{2H} \left[n_2(\Psi_{ad0} + L_{aq}i_{d0}) - m_2 \left(\Psi_{aq0} + \frac{L_{ad}L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}}i_{q0} \right) + \frac{L_{ad}}{L_{ad} + L_{fd}}i_{q0} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
a_{21} &= \omega_0 = 2\pi f_0 \\
a_{32} &= -\omega_0 R_{fd} m_1 \frac{L_{ad}}{L_{ad} + L_{fd}} \\
a_{33} &= -\frac{\omega_0 R_{fd}}{L_{fd}} \left(1 - \frac{L_{ad}}{L_{ad} + L_{fd}} + m_2 \frac{L_{ad} L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} \right) \\
a_{34} &= -\frac{\omega_0 R_{fd}}{L_{ad}} G_{ex}(s) \\
a_{36} &= \frac{\omega_0 R_{fd}}{L_{ad}} G_{ex}(s) \\
a_{42} &= \frac{1}{T_R} \left[\frac{e_{d0}}{E_{t0}} (L_{aq} n_1 + L_l n_1 - R_a m_1) + \frac{e_{q0}}{E_{t0}} \left(-m_1 \frac{L_{ad} L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} - L_l m_1 - R_a n_1 \right) \right] \\
a_{43} &= \frac{1}{T_R} \left[\frac{e_{d0}}{E_{t0}} (L_{aq} n_2 + L_l n_2 - R_a m_2) + \frac{e_{q0}}{E_{t0}} \left[\frac{L_{ad} L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} \left(\frac{1}{L_{fd}} - m_2 \right) - L_l m_2 - R_a n_2 \right] \right] \\
a_{44} &= -\frac{1}{T_R} \\
a_{51} &= K_{STAB} \cdot a_{11} \quad a_{52} = K_{STAB} \cdot a_{12} \quad a_{53} = K_{STAB} \cdot a_{13} \quad a_{55} = -\frac{1}{T_W} \\
a_{61} &= \frac{T_1}{T_2} \cdot a_{51} \quad a_{62} = \frac{T_1}{T_2} \cdot a_{52} \quad a_{63} = \frac{T_1}{T_2} \cdot a_{53} \quad a_{65} = \frac{T_1}{T_2} \cdot a_{55} + \frac{1}{T_2} \quad a_{66} = -\frac{1}{T_2}
\end{aligned}$$

siendo

$$\begin{aligned}
m_1 &= \frac{E_B (X_{Tq} \sin \delta_0 - R_T \cos \delta_0)}{D} & m_2 &= \frac{X_{Tq}}{D} \frac{L_{ad}}{(L_{ad} + L_{fd})} \\
n_1 &= \frac{E_B (R_T \sin \delta_0 + X_{Td} \cos \delta_0)}{D} & n_2 &= \frac{R_T}{D} \frac{L_{ad}}{(L_{ad} + L_{fd})} \\
R_T &= R_E + R_a & X_{Tq} &= X_E + L_q \\
X_{Td} &= X_E + \left(\frac{L_{ad} L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} + L_l \right) & D &= R_T^2 + X_{Tq} X_{Td}
\end{aligned}$$

Sustituyendo valores en las expresiones anteriores, se obtiene para los diferentes casos de estudio, la matriz de estado del sistema incluyendo el AVR y el PSS.

1. *Circuito CCT1 conectado y circuito CCT2 conectado.*

Inicialmente se calcularán las expresiones de R_T , X_{Tq} , X_{Td} , D .

$$R_T = 0,003 \text{ p.u.} \quad X_{Tq} = 2,235 \text{ p.u.} \quad X_{Td} = 0,775 \text{ p.u.} \quad D = 1,732 \text{ (p.u.)}^2$$

Sustituyendo los valores arriba calculados en m_1 , n_1 , m_2 y n_2 , se obtiene:

$$m_1 = 1,2361 \quad n_1 = 0,1215 \quad m_2 = 1,181 \quad n_2 = 0,00158$$

A continuación, se efectúa el cálculo de los elementos que forman la matriz de estado.

$$\begin{bmatrix} 0 & -0,1472 & -0,1490 & 0 & 0 & 0 \\ 376,9911 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0,2558 & -0,3698 & -27,4175 & 0 & 27,4175 \\ 0 & -4,2732 & 18,3951 & -50 & 0 & 0 \\ 0 & -1,3983 & -1,4158 & 0 & -0,7143 & 0 \\ 0 & -6,5253 & -6,6071 & 0 & 26,9697 & -30,3030 \end{bmatrix} \begin{matrix} \Delta\omega_r \\ \Delta\delta \\ \Delta\Psi_{fd} \\ \Delta v_1 \\ \Delta v_2 \\ \Delta v_s \end{matrix} \quad (3.16)$$

2. *Circuito CCT1 conectado y circuito CCT2 desconectado.*

Inicialmente se calcularán las expresiones de R_T , X_{Tq} , X_{Td} , D .

$$R_T = 0,003 \text{ p.u.} \quad X_{Tq} = 2,41 \text{ p.u.} \quad X_{Td} = 0,95 \text{ p.u.} \quad D = 2,289 \text{ (p.u.)}^2$$

Sustituyendo los valores arriba calculados en m_1 , n_1 , m_2 y n_2 , se obtiene:

$$m_1 = 1,0370 \quad n_1 = 0,0590 \quad m_2 = 0,9633 \quad n_2 = 0,0012$$

A continuación, se efectúa el cálculo de los elementos que forman la matriz de estado.

$$\begin{bmatrix} 0 & -0,1072 & -0,1250 & 0 & 0 & 0 \\ 376,9911 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0,2147 & -0,3249 & -27,4175 & 0 & 27,4175 \\ 0 & -7,2006 & 21,7336 & -50 & 0 & 0 \\ 0 & -1,0185 & -1,1871 & 0 & -0,7143 & 0 \\ 0 & -4,7531 & -5,5398 & 0 & 26,9697 & -30,3030 \end{bmatrix} \begin{matrix} \Delta\omega_r \\ \Delta\delta \\ \Delta\Psi_{fd} \\ \Delta v_1 \\ \Delta v_2 \\ \Delta v_s \end{matrix} \quad (3.17)$$

Las matrices de estado obtenidas son para el caso en el cual el sistema de excitación incluye el AVR y el PSS. Si queremos únicamente analizar el sistema de excitación con el AVR, se han de eliminar las dos últimas filas y columnas.

(ii) Los parámetros del diagrama de bloques mostrado en la figura 3.1.

Por comodidad, reescribimos las ecuaciones que definen los parámetros a calcular.

$$K_1 = n_1(\Psi_{ad0} + L_{aq}i_{d0}) - m_1 \left(\Psi_{aq0} + \frac{L_{ad}L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}}i_{q0} \right)$$

$$K_2 = n_2(\Psi_{ad0} + L_{aq}i_{d0}) - m_2 \left(\Psi_{aq0} + \frac{L_{ad}L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}}i_{q0} \right) + \frac{L_{ad}}{L_{ad} + L_{fd}}i_{q0}$$

$$K_3 = \frac{L_{ad} + L_{fd}}{L_{ad}} \frac{1}{1 + \frac{X_{Tq}}{D} \left[L_d - \left(\frac{L_{ad}L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} + L_l \right) \right]}$$

$$K_4 = \frac{E_B}{D} \left[L_d - \left(\frac{L_{ad}L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} + L_l \right) \right] (X_{Tq} \sin \delta_0 - R_T \cos \delta_0)$$

$$K_5 = \frac{e_{d0}}{E_{t0}} (L_{aq}n_1 + L_l n_1 - R_a m_1) + \frac{e_{q0}}{E_{t0}} \left(-\frac{L_{ad}L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} m_1 - L_l m_1 - R_a n_1 \right)$$

$$K_6 = \frac{e_{d0}}{E_{t0}} (L_{aq}n_2 + L_l n_2 - R_a m_2) + \frac{e_{q0}}{E_{t0}} \left[\frac{L_{ad}L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} \left(\frac{1}{L_{fd}} - m_2 \right) - L_l m_2 - R_a n_2 \right]$$

$$T_3 = \frac{L_{ad} + L_{fd}}{\omega_0 R_{fd}} \frac{1}{1 + \frac{X_{Tq}}{D} \left[L_d - \left(\frac{L_{ad}L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} + L_l \right) \right]}$$

Sustituyendo en las expresiones anteriores los valores previamente hallados, se obtiene para los diferentes casos de estudio:

1. *Circuito CCT1 conectado y circuito CCT2 conectado.*

$$\begin{aligned} K_1 &= 1,0326 & K_2 &= 1,1396 & K_3 &= 0,3707 \\ K_4 &= 1,8659 & K_5 &= -0,0855 & K_6 &= 0,3679 & T_3 &= 2,7040 \end{aligned}$$

2. *Circuito CCT1 conectado y circuito CCT2 desconectado.*

$$\begin{aligned} K_1 &= 0,7523 & K_2 &= 0,9560 & K_3 &= 0,4220 \\ K_4 &= 1,5659 & K_5 &= -0,1440 & K_6 &= 0,4347 & T_3 &= 3,0783 \end{aligned}$$

- (iii) Autovalores de la matriz de estado, matriz de participación y, frecuencia y coeficiente de amortiguamiento de cada modo oscilatorio.

Para determinar los autovalores de la matriz de estado incluyendo el AVR y el PSS, se ha de calcular el siguiente determinante

$$\begin{vmatrix} a_{11} - \lambda & a_{12} & a_{13} & 0 & 0 & 0 \\ a_{21} & 0 - \lambda & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{32} & a_{33} - \lambda & a_{34} & 0 & a_{36} \\ 0 & a_{42} & a_{43} & a_{44} - \lambda & 0 & 0 \\ a_{51} & a_{52} & a_{53} & 0 & a_{55} - \lambda & 0 \\ a_{61} & a_{62} & a_{63} & 0 & a_{65} & a_{66} - \lambda \end{vmatrix} \quad (3.18)$$

La expansión de este determinante da la ecuación característica, a partir de la cual se obtendrán los autovalores solicitados. En este caso, se obtendrían seis autovalores (λ_1 a λ_6). En el caso de analizar el sistema de excitación con sólo el AVR, se eliminarían las dos últimas filas y columnas del determinante dando lugar a una ecuación característica de cuarto orden, es decir, se obtendrían cuatro autovalores (λ_1 a λ_4).

Para determinar la matriz de participación, previamente se han de calcular las denominadas matrices de autovectores derecho e izquierdo. El cálculo de la matriz de autovectores derechos se efectúa por medio de la siguiente expresión:

$$(\mathbf{A} - \lambda\mathbf{I})\Phi = 0 \quad (3.19)$$

donde

\mathbf{A} = matriz de estado.

λ_i = autovalores.

\mathbf{I} = matriz identidad.

Φ = matriz de autovectores derechos.

Dado que la ecuación 3.19 nos proporciona n-1 ecuaciones independientes para las n componentes de los autovectores, una componente del autovector se elegirá arbitrariamente y, de este modo, el resto de las componentes se obtendrán a partir de las n-1 ecuaciones independientes. Se ha de mencionar que los autovalores son linealmente independientes entre sí si los autovalores son distintos.

Una vez obtenida la matriz de autovectores derechos, el cálculo de la matriz de autovectores izquierdos (Ψ) es inmediato mediante la siguiente ecuación:

$$\Psi = \Phi^{-1} \quad (3.20)$$

A partir de la ecuaciones 3.19 y 3.20, la matriz de participación (\mathbf{P}) se obtiene como:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{11}\Psi_{11} & \Phi_{12}\Psi_{21} & \dots & \Phi_{1n}\Psi_{n2} \\ \Phi_{21}\Psi_{12} & \Phi_{22}\Psi_{22} & \dots & \Phi_{2n}\Psi_{n2} \\ \Phi_{31}\Psi_{13} & \Phi_{32}\Psi_{23} & \dots & \Phi_{3n}\Psi_{n3} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Phi_{n1}\Psi_{1n} & \Phi_{n2}\Psi_{2n} & \dots & \Phi_{nn}\Psi_{nn} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Empleando las ecuaciones arriba mostradas, para cada uno de los casos de estudio se obtiene:

1. *Circuito CCT1 conectado y circuito CCT2 conectado.*

a) **Un sistema de excitación de tipo tiristores con AVR.**

Según las ecuaciones 3.16 y 3.18 el determinante a calcular, a partir del cual se obtiene la ecuación característica es

$$\begin{vmatrix} 0 - \lambda & -0,1472 & -0,1490 & 0 \\ 376,9911 & 0 - \lambda & 0 & 0 \\ 0 & -0,2558 & -0,3698 - \lambda & -27,4175 \\ 0 & -4,2732 & 18,3951 & -50 - \lambda \end{vmatrix} = 0$$

Desarrollando el determinante y resolviendo la ecuación característica, los autovalores que se obtienen son:

$$\begin{aligned} \lambda_1, \lambda_2 &= 0,3888 \pm j7,9154 \quad (\omega_d = 1,2598Hz \quad \zeta = -0,05) \\ \lambda_3 &= -35,5095 \\ \lambda_4 &= -15,6379 \end{aligned}$$

Aplicando las ecuaciones 3.19 a 3.21, la matriz de participación que resulta es

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0,4783 & 0,4783 & 0,0064 & 0,0500 \\ 0,4783 & 0,4783 & 0,0064 & 0,0500 \\ 0,0458 & 0,0458 & 0,7104 & 1,6238 \\ 0,0082 & 0,0082 & 1,7232 & 0,7238 \end{bmatrix} \begin{matrix} \Delta\omega_r \\ \Delta\delta \\ \Delta\Psi_{fd} \\ \Delta v_1 \end{matrix}$$

Únicamente se muestran los módulos de los factores de participación, dado que los ángulos no proporcionan información adicional.

Como se puede observar, con sólo el AVR el sistema llegar a ser inestable a través de un modo oscilatorio de 1,2598 Hz. De la matriz de factores de participación, se deduce que este modo inestable está asociado principalmente con el ángulo del rotor y la velocidad. Los dos modos no oscilatorios, los cuales decaen rápidamente, se encuentran asociados con el AVR y el devanado de campo.

b) **Un sistema de excitación de tipo tiristores con AVR y PSS.**

A partir de las ecuaciones 3.16 y 3.18, el determinante que define la ecuación característica es

$$\begin{vmatrix} 0 - \lambda & -0,1472 & -0,1490 & 0 & 0 & 0 \\ 376,9911 & 0 - \lambda & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0,2558 & -0,3698 - \lambda & -27,4175 & 0 & 27,4175 \\ 0 & -4,2732 & 18,3951 & -50 - \lambda & 0 & 0 \\ 0 & -1,3983 & -1,4158 & 0 & -0,7143 - \lambda & 0 \\ 0 & -6,5253 & -6,6071 & 0 & 26,9697 & -30,3030 - \lambda \end{vmatrix} = 0$$

Resolviendo la ecuación característica, los autovalores que se obtienen son:

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= -40,7188 \\ \lambda_2, \lambda_3 &= -1,7346 \pm j7,0022 & (\omega_n = 1,1144Hz \quad \zeta = 0,24) \\ \lambda_4 &= -0,7432 \\ \lambda_5, \lambda_6 &= -18,2280 \pm j12,1265 & (\omega_n = 1,9299Hz \quad \zeta = 0,83) \end{aligned}$$

Aplicando las ecuaciones 3.19 a 3.21, la matriz de participación que resulta es

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0,0034 & 0,5553 & 0,5553 & 0,0418 & 0,0310 & 0,0310 \\ 0,0034 & 0,5553 & 0,5553 & 0,0418 & 0,0310 & 0,0310 \\ 0,1618 & 0,1547 & 0,1547 & 0,0026 & 1,0849 & 1,0849 \\ 0,9548 & 0,0417 & 0,0417 & 0,0007 & 0,4791 & 0,4791 \\ 0,0098 & 0,2194 & 0,2194 & 1,0866 & 0,1393 & 0,1393 \\ 0,2237 & 0,0773 & 0,0773 & 0,0011 & 0,5062 & 0,5062 \end{bmatrix} \begin{matrix} \Delta\omega_r \\ \Delta\delta \\ \Delta\Psi_{fd} \\ \Delta v_1 \\ \Delta v_2 \\ \Delta v_s \end{matrix}$$

Al igual que en el apartado anterior, sólo se muestran los módulos de los factores de participación.

De los resultados obtenidos, se deduce que la adición del PSS estabiliza el sistema. Hay dos modos de oscilación: uno es el modo relacionado con el ángulo del rotor

con una frecuencia de 1,144 Hz; el otro modo tiene una frecuencia de 1,9299 Hz y está asociado al sistema de excitación y al devanado de campo. Los otros dos modos no oscilatorios están asociados con el sistema de excitación.

2. Circuito CCT1 conectado y circuito CCT2 desconectado.

a) Un sistema de excitación de tipo tiristores con AVR.

Según las ecuaciones 3.16 y 3.18 el determinante a calcular, a partir del cual se obtiene la ecuación característica es

$$\begin{vmatrix} 0 - \lambda & -0,1072 & -0,1250 & 0 \\ 376,9911 & 0 - \lambda & 0 & 0 \\ 0 & -0,2147 & -0,3249 - \lambda & -27,4175 \\ 0 & -7,2006 & 21,7336 & -50 - \lambda \end{vmatrix} = 0$$

Desarrollando el determinante y resolviendo la ecuación característica, los autovalores que se obtienen son:

$$\lambda_1, \lambda_2 = 0,4783 \pm j7,1669 \quad (\omega_n = 1,1406 \text{ Hz} \quad \zeta = -0,07)$$

$$\lambda_3 = -28,3683$$

$$\lambda_4 = -22,9132$$

Aplicando las ecuaciones 3.19 a 3.21, la matriz de participación que resulta es

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0,4761 & 0,4761 & 0,0632 & 0,1120 \\ 0,4761 & 0,4761 & 0,0632 & 0,1120 \\ 0,0622 & 0,0622 & 3,7934 & 4,6908 \\ 0,0094 & 0,0094 & 4,9199 & 3,9149 \end{bmatrix} \begin{matrix} \Delta\omega_r \\ \Delta\delta \\ \Delta\Psi_{fd} \\ \Delta v_1 \end{matrix}$$

Únicamente se muestran los módulos de los factores de participación, dado que los ángulos no proporcionan información adicional.

Como se puede observar, con sólo el AVR el sistema llegar a ser inestable a través de un modo oscilatorio de 1,1406 Hz. Al igual que en el caso anterior, este modo inestable está asociado principalmente con el ángulo del rotor y la velocidad. Los dos modos no oscilatorios, los cuales decaen rápidamente, se encuentran asociados con el AVR y el devanado de campo.

b) Un sistema de excitación de tipo tiristores con AVR y PSS.

A partir de las ecuaciones 3.16 y 3.18, el determinante que define la ecuación característica es

$$\begin{vmatrix} 0 - \lambda & -0,1072 & -0,1250 & 0 & 0 & 0 \\ 376,9911 & 0 - \lambda & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0,2147 & -0,3249 - \lambda & -27,4175 & 0 & 27,4175 \\ 0 & -7,2006 & 21,7336 & -50 - \lambda & 0 & 0 \\ 0 & -1,0185 & -1,1871 & 0 & -0,7143 - \lambda & 0 \\ 0 & -4,7531 & -5,5398 & 0 & 26,9697 & -30,3030 - \lambda \end{vmatrix} = 0$$

Resolviendo la ecuación característica, los autovalores que se obtienen son:

$$\begin{aligned}\lambda_1 &= -38,7088 \\ \lambda_2, \lambda_3 &= -0,9924 \pm j6,5229 & (\omega_n = 1,0382 \text{ Hz} \quad \zeta = 0,15) \\ \lambda_6 &= -0,7388 \\ \lambda_5, \lambda_6 &= -19,9548 \pm j13,5954 & (\omega_n = 2,1638 \text{ Hz} \quad \zeta = 0,83)\end{aligned}$$

Aplicando las ecuaciones 3.19 a 3.21, la matriz de participación que resulta es

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0,0044 & 0,5283 & 0,5283 & 0,0351 & 0,0118 & 0,0118 \\ 0,0044 & 0,5283 & 0,5283 & 0,0351 & 0,0118 & 0,0118 \\ 0,1859 & 0,0691 & 0,0691 & 0,0016 & 0,9586 & 0,9586 \\ 0,8778 & 0,0251 & 0,0251 & 0,0006 & 0,5311 & 0,5311 \\ 0,0131 & 0,1587 & 0,1587 & 1,0722 & 0,0864 & 0,0864 \\ 0,3300 & 0,0509 & 0,0509 & 0,0009 & 0,3942 & 0,3942 \end{bmatrix} \begin{matrix} \Delta\omega_r \\ \Delta\delta \\ \Delta\Psi_{fd} \\ \Delta v_1 \\ \Delta v_2 \\ \Delta v_s \end{matrix}$$

Al igual que en el apartado anterior, sólo se muestran los módulos de los factores de participación.

De los resultados obtenidos, se deduce que la adición del PSS estabiliza el sistema. Hay dos modos de oscilación: uno es el modo relacionado con el ángulo del rotor con una frecuencia de 1,0382 Hz; el otro modo tiene una frecuencia de 2,1638 Hz y está asociado al sistema de excitación y al devanado de campo. Los otros dos modos no oscilatorios están asociados con el sistema de excitación.

(iv) Coeficientes de par de sincronización y par de amortiguamiento a la frecuencia de oscilación del rotor.

1. *Circuito CCT1 conectado y circuito CCT2 conectado.*

a) **Un sistema de excitación de tipo tiristores con AVR.**

A partir de la figura 2.20 y de la ecuación 2.126, el cambio en el enlace de flujo de campo debido al AVR y a la reacción de la armadura (AR) es

$$\Delta\Psi_{fd} = \frac{-K_3[K_4(1 + sT_R) + K_5G_{ex}(s)]}{s^2T_3T_R + s(T_3 + T_R) + 1 + K_3K_6G_{ex}(s)} \Delta\delta$$

Sustituyendo los valores de los parámetros y simplificando se obtiene

$$\Delta\Psi_{fd} = \frac{-0,0138s + 5,6473}{0,05408s^2 + 2,724s + 28,2761} \Delta\delta$$

De los cálculos de los autovalores, la frecuencia compleja de oscilación del rotor es $0,3888 + j7,9154$. Con s igual a esta frecuencia compleja, la expresión anterior para $\Delta\Psi_{fd}$ se simplifica a

$$\Delta\Psi_{fd} = \frac{5,6419 - j0,1092}{25,9551 + j21,8944} \Delta\delta$$

Teniendo en cuenta la ecuación 2.127, el $\Delta T_e|_{AVR+AR}$ debido a $\Delta\Psi_{fd}$ es

$$\begin{aligned}\Delta T_e|_{AVR+AR} &= K_2\Delta\Psi_{fd} = 1,1396\Delta\Psi_{fd} \\ &= \frac{6,4297 - j0,1245}{25,9551 + j21,8944}\Delta\delta \\ &= 0,1424\Delta\delta - 0,1249(j\Delta\delta)\end{aligned}\quad (3.22)$$

Considerando que

$$\begin{aligned}\Delta\omega_r \text{ p.u.} &= \frac{\Delta\omega_r}{\omega_0} = \frac{s \cdot \Delta\delta}{\omega_0} \\ &= \frac{(0,3888 + j7,9154) \cdot \Delta\delta}{376,9911}\end{aligned}$$

si se despeja $j\Delta\delta$ de la expresión anterior, se obtiene

$$\begin{aligned}j\Delta\delta &= \frac{376,9911}{7,9154}\Delta\omega_r - \frac{0,3888}{7,9154}\Delta\delta \\ &= 47,628\Delta\omega_r - 0,049\Delta\delta\end{aligned}$$

La sustitución de $j\Delta\delta$ en la expresión 3.22, da como resultado

$$\begin{aligned}\Delta T_e|_{AVR+AR} &= 0,1424\Delta\delta - 0,1249(47,628\Delta\omega_r - 0,049\Delta\delta) \\ \Delta T_e|_{AVR+AR} &= 0,1485\Delta\delta - 5,948\Delta\omega_r\end{aligned}\quad (3.23)$$

Por lo tanto,

$$\begin{aligned}K_{S(AVR+AR)} &= 0,1485 \text{ par p.u./rad} \\ K_{D(AVR+AR)} &= -5,948 \text{ par p.u./variación de velocidad p.u.}\end{aligned}$$

Los coeficientes de par de sincronización y par de amortiguamiento totales son

$$\begin{aligned}\mathbf{K}_S &= K_1 + K_{S(AVR+AR)} = 1,0326 + 0,1485 = \mathbf{1,1811 \text{ par p.u./rad}} \\ \mathbf{K}_D &= K_{D(AVR+AR)} = \mathbf{-5,948 \text{ par p.u./variación de velocidad p.u.}}\end{aligned}$$

b) **Un sistema de excitación de tipo tiristores con AVR y PSS.**

En este caso, la frecuencia compleja de oscilación del rotor es $-1,7346 + j7,0022$. Del diagrama de bloques de la figura 3.1, $\Delta\Psi_{fd}$ debido a la influencia del PSS es

$$\Delta\Psi_{fd}|_{PSS} = \frac{K_3 G_{ex}(s)}{1 + sT_3} \left(\Delta v_s - \frac{K_6}{1 + sT_R} \Delta\Psi_{fd} \right)$$

con

$$\Delta v_s = K_{STAB} \frac{sT_W}{1 + sT_W} \frac{1 + sT_1}{1 + sT_2} \Delta\omega_r$$

Por lo tanto,

$$\begin{aligned}\Delta T_e|_{PSS} &= K_2\Delta\Psi_{fd}|_{PSS} \\ &= \frac{K_{STAB}K_2K_3G_{ex}(s)(1 + sT_R)(1 + sT_1)sT_W}{[(1 + sT_3)(1 + sT_R) + K_3K_6G_{ex}(s)](1 + sT_2)(1 + sT_W)}\Delta\omega_r\end{aligned}\quad (3.24)$$

Sustituyendo los valores numéricos de los parámetros y la frecuencia compleja de oscilación del rotor, $s = -1,7346 + j7,0022$, en la ecuación 3.24; se obtiene tras simplificar:

$$\Delta T_e|_{PSS} = (37,4501 + j10,5724)\Delta\omega_r \quad (3.25)$$

Teniendo en cuenta que

$$\begin{aligned} j\Delta\omega_r &= j\frac{s}{\omega_0}\Delta\delta = j\frac{-1,7346 + j7,0022}{376,9911}\Delta\delta \\ &= -0,0186\Delta\delta - \frac{1,7346}{376,9911}(j\Delta\delta) \\ &= -0,0186\Delta\delta - \frac{1,7346}{376,9911}\left(\frac{376,9911}{7,0022}\Delta\omega_r + \frac{1,7346}{7,0022}\Delta\delta\right) \\ &= -0,0197\Delta\delta - 0,2477\Delta\omega_r \end{aligned}$$

Sustituyendo esta última expresión en la ecuación 3.25,

$$\begin{aligned} \Delta T_e|_{PSS} &= 37,4501\Delta\omega_r + 10,5724(-0,0197\Delta\delta - 0,2477\Delta\omega_r) \\ &= -0,2083\Delta\delta + 34,8316\Delta\omega_r \end{aligned}$$

Las componentes de par sincronización y de amortiguamiento debido al PSS son

$$\begin{aligned} K_{S(PSS)} &= -0,2083 \text{ par p.u./rad} \\ K_{D(PSS)} &= 34,8316 \text{ par p.u./variación de velocidad p.u.} \end{aligned}$$

y K_S y K_D debido al AVR y la reacción de la armadura (AR), evaluada para $s = -1,7346 + j7,0022$, siguiendo el mismo procedimiento que en el caso anterior son

$$\begin{aligned} K_{S(AVR+AR)} &= 0,1215 \text{ par p.u./rad} \\ K_{D(AVR+AR)} &= -7,2858 \text{ par p.u./variación de velocidad p.u.} \end{aligned}$$

Los coeficientes de par de sincronización y de amortiguamiento totales se obtienen como

$$\begin{aligned} K_S &= K_1 + K_{S(AVR+AR)} + K_{S(PSS)} = 1,0326 + 0,1215 - 0,2083 \\ \mathbf{K_S} &= \mathbf{0,9458 \text{ par p.u./rad}} \\ K_D &= K_{D(AVR+AR)} + K_{D(PSS)} = -7,2858 + 34,8316 \\ \mathbf{K_D} &= \mathbf{27,5458 \text{ par p.u./variación de velocidad p.u.}} \end{aligned}$$

2. Circuito CCT1 conectado y circuito CCT2 desconectado.

a) Un sistema de excitación de tipo tiristores con AVR.

A partir de la figura 2.20 y de la ecuación 2.126, el cambio en el enlace de flujo de campo debido al AVR y a la reacción de la armadura (AR) es

$$\Delta\Psi_{fd} = \frac{-K_3[K_4(1 + sT_R) + K_5G_{ex}(s)]}{s^2T_3T_R + s(T_3 + T_R) + 1 + K_3K_6G_{ex}(s)}\Delta\delta$$

Sustituyendo los valores de los parámetros y simplificando se obtiene

$$\Delta\Psi_{fd} = \frac{-0,0132s + 11,4937}{0,0616s^2 + 3,0983s + 36,6861} \Delta\delta$$

De los cálculos de los autovalores, la frecuencia compleja de oscilación del rotor es $0,4783 + j7,1669$. Con s igual a esta frecuencia compleja, la expresión anterior para $\Delta\Psi_{fd}$ se simplifica a

$$\Delta\Psi_{fd} = \frac{11,4874 - j0,0946}{35,0181 + j22,6275} \Delta\delta$$

Teniendo en cuenta la ecuación 2.127, el $\Delta T_e|_{AVR+AR}$ debido a $\Delta\Psi_{fd}$ es

$$\begin{aligned} \Delta T_e|_{AVR+AR} &= K_2 \Delta\Psi_{fd} = 0,9560 \Delta\Psi_{fd} \\ &= \frac{10,9816 - j0,0904}{35,0181 + j22,6275} \Delta\delta \\ &= 0,2201 \Delta\delta - 0,1448(j\Delta\delta) \end{aligned} \quad (3.26)$$

Considerando que

$$\begin{aligned} \Delta\omega_r \text{ p.u.} &= \frac{\Delta\omega_r}{\omega_0} = \frac{s \cdot \Delta\delta}{\omega_0} \\ &= \frac{(0,4783 + j7,1669) \cdot \Delta\delta}{376,9911} \end{aligned}$$

si se despeja $j\Delta\delta$ de la expresión anterior, se obtiene

$$\begin{aligned} j\Delta\delta &= \frac{376,9911}{7,1669} \Delta\omega_r - \frac{0,4783}{7,1669} \Delta\delta \\ &= 52,602 \Delta\omega_r - 0,067 \Delta\delta \end{aligned}$$

La sustitución de $j\Delta\delta$ en la expresión 3.26, da como resultado

$$\begin{aligned} \Delta T_e|_{AVR+AR} &= 0,2201 \Delta\delta - 0,1448(52,602 \Delta\omega_r - 0,067 \Delta\delta) \\ \Delta T_e|_{AVR+AR} &= 0,2298 \Delta\delta - 7,617 \Delta\omega_r \end{aligned} \quad (3.27)$$

Por lo tanto,

$$\begin{aligned} K_{S(AVR+AR)} &= 0,2298 \text{ par p.u./rad} \\ K_{D(AVR+AR)} &= -7,617 \text{ par p.u./variación de velocidad p.u.} \end{aligned}$$

Los coeficientes de par de sincronización y par de amortiguamiento totales son

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_S &= K_1 + K_{S(AVR+AR)} = 0,7523 + 0,2298 = \mathbf{0,9821 \text{ par p.u./rad}} \\ \mathbf{K}_D &= K_{D(AVR+AR)} = \mathbf{-7,617 \text{ par p.u./variación de velocidad p.u.}} \end{aligned}$$

b) **Un sistema de excitación de tipo tiristores con AVR y PSS.**

En este caso, la frecuencia compleja de oscilación del rotor es $-0,9924 + j6,5229$. Del diagrama de bloques de la figura 3.1, $\Delta\Psi_{fd}$ debido a la influencia del PSS es

$$\Delta\Psi_{fd|PSS} = \frac{K_3 G_{ex}(s)}{1 + sT_3} \left(\Delta v_s - \frac{K_6}{1 + sT_R} \Delta\Psi_{fd} \right)$$

con

$$\Delta v_s = K_{STAB} \frac{sT_W}{1+sT_W} \frac{1+sT_1}{1+sT_2} \Delta \omega_r$$

Por lo tanto,

$$\begin{aligned} \Delta T_e|_{PSS} &= K_2 \Delta \Psi_{fd}|_{PSS} \\ &= \frac{K_{STAB} K_2 K_3 G_{ex}(s) (1+sT_R) (1+sT_1) sT_W}{[(1+sT_3)(1+sT_R) + K_3 K_6 G_{ex}(s)] (1+sT_2) (1+sT_W)} \Delta \omega_r \end{aligned} \quad (3.28)$$

Sustituyendo los valores numéricos de los parámetros y la frecuencia compleja de oscilación del rotor, $s = -0,9924 + j6,5229$, en la ecuación 3.28; se obtiene tras simplificar:

$$\Delta T_e|_{PSS} = (25,4867 + j9,2261) \Delta \omega_r \quad (3.29)$$

Teniendo en cuenta que

$$\begin{aligned} j\Delta \omega_r &= j \frac{s}{\omega_0} \Delta \delta = j \frac{-0,9924 + j6,5229}{376,9911} \Delta \delta \\ &= -0,0173 \Delta \delta - \frac{0,9924}{376,9911} (j\Delta \delta) \\ &= -0,0173 \Delta \delta - \frac{0,9924}{376,9911} \left(\frac{376,9911}{6,5229} \Delta \omega_r + \frac{0,9924}{6,5229} \Delta \delta \right) \\ &= -0,0177 \Delta \delta - 0,1521 \Delta \omega_r \end{aligned}$$

Sustituyendo esta última expresión en la ecuación 3.29,

$$\begin{aligned} \Delta T_e|_{PSS} &= 25,4867 \Delta \omega_r + 9,2261 (-0,0177 \Delta \delta - 0,1521 \Delta \omega_r) \\ &= -0,1633 \Delta \delta + 24,0834 \Delta \omega_r \end{aligned}$$

Las componentes de par sincronización y de amortiguamiento debido al PSS son

$$\begin{aligned} K_{S(PSS)} &= -0,1633 \text{ par p.u./rad} \\ K_{D(PSS)} &= 24,0834 \text{ par p.u./variación de velocidad p.u.} \end{aligned}$$

y K_S y K_D debido al AVR y la reacción de la armadura (AR), evaluada para $s = -0,9924 + j6,5229$, siguiendo el mismo procedimiento que en el caso anterior son

$$\begin{aligned} K_{S(AVR+AR)} &= 0,2265 \text{ par p.u./rad} \\ K_{D(AVR+AR)} &= -8,8978 \text{ par p.u./variación de velocidad p.u.} \end{aligned}$$

Los coeficientes de par de sincronización y de amortiguamiento totales se obtienen como

$$\begin{aligned} K_S &= K_1 + K_{S(AVR+AR)} + K_{S(PSS)} = 0,7523 + 0,2265 - 0,1633 \\ \mathbf{K_S} &= \mathbf{0,8155 \text{ par p.u./rad}} \\ K_D &= K_{D(AVR+AR)} + K_{D(PSS)} = -8,8978 + 24,0834 \\ \mathbf{K_D} &= \mathbf{15,1856 \text{ par p.u./variación de velocidad p.u.}} \end{aligned}$$

A continuación se muestra un resumen de las frecuencias de oscilación del rotor, coeficiente de amortiguamiento, K_S y K_D para los diferentes tipos de control de la excitación y casos de estudio.

Casos de estudio		Caso 1 ($X_E = 0,475$)	Caso 2 ($X_E = 0,650$)
Variables			
	ω_d	1,2598 Hz	1,1406 Hz
	ζ	-0,05	-0,07
	K_S	1,1811	0,9821
	K_D	-5,948	-7,617

Tabla 3.2: Resumen de resultados para un sistema de excitación tipo tiristores con sólo el AVR

Casos de estudio		Caso 1 ($X_E = 0,475$)	Caso 2 ($X_E = 0,650$)
Variables			
	ω_d	1,1144 Hz	1,0382 Hz
	ζ	0,24	0,15
	K_S	0,9458	0,8155
	K_D	27,5458	15,1856

Tabla 3.3: Resumen de resultados para un sistema de excitación tipo tiristores con AVR y PSS

Como se puede observar, el incremento de la impedancia de conexión entre el generador y el nudo de potencia infinita provoca una disminución de todos los parámetros, independientemente de si se emplea o no un PSS en el sistema de excitación. Esto implica que a medida que la impedancia de la conexión crece, conexión más rígida, el modo de oscilación del rotor va desapareciendo para pasar a convertirse en un modo inestable no oscilatorio, lo cual requiere de una mayor componente de par de sincronización.

En ambos casos, el PSS incrementa K_D y disminuye K_S . La reducción en K_S indica que la compensación de adelanto de fase empleada resulta en una ligera sobrecompensación a las frecuencias de oscilación del rotor. Mediante el ajuste de los parámetros T_1 y T_2 , la compensación puede ser modificada para que sea cero o incluso aporte una componente de par de sincronización positiva.

3.4. Conclusiones

En este capítulo se ha desarrollado el modelo linealizado de un estabilizador de sistemas de potencia clásico (PSS), el cual se basa en un filtro paso-alto, un compensador de adelanto-retraso de fase y una ganancia. Este modelo es incorporado al desarrollado en el capítulo anterior para caracterizar la máquina síncrona, la red eléctrica externa y el sistema de excitación. Tras efectuar un análisis de estabilidad de pequeña señal con el nuevo modelo ampliado, se desprenden los siguientes resultados:

- El bloque de filtrado está diseñado para dejar pasar únicamente las frecuencias asociadas a la velocidad del rotor, que reflejan los modos oscilatorios del mismo que deben de

amortiguarse para alcanzar una transmisión estable y satisfactoria de la potencia mecánica al sistema eléctrico. El rango de frecuencias de interés se encuentra entre 0,1 y 2,0 Hz.

- El compensador de adelanto-retraso de fase se ha de diseñar de forma que compense el retraso de fase entre el par eléctrico (ΔT_e) y la tensión adicional que proporciona el PSS (Δv_s). Si se añade más compensación de la requerida, el PSS incrementa la componente de par de amortiguamiento y disminuye la componente de par sincronizante. Inversamente, una subcompensación implica una reducción de la componente de par de amortiguamiento y un aumento de la componente de par sincronizante.
- La ganancia del PSS tiene la función de incrementar la componente de amortiguamiento hasta un valor positivo, permitiendo así al generador amortiguar las oscilaciones en el ángulo de su rotor cuando se producen perturbaciones. Cuanto más grande sea el valor de dicha ganancia mayor será el amortiguamiento introducido, siendo su límite el de la ganancia que corresponde a una operación estable cuando el generador se encuentra a plena carga y la impedancia de la red externa es elevada.

La problemática de los estabilizadores de potencia basados en un diseño clásico, como el considerado en este capítulo, será tratada en el capítulo siguiente, así como el estado del arte en el diseño de estabilizadores de potencia basados en otras técnicas de control más avanzadas.

Capítulo 4

Estado del Arte en el Diseño de Estabilizadores de Sistemas de Potencia

4.1. Introducción

En este capítulo se presenta el estado del arte relativo al diseño de *estabilizadores de sistemas de potencia* (PSS), donde se analizan las diferentes técnicas de control empleadas, realizando un estudio de la bibliografía más relevante que destaca aquellos aspectos novedosos, así como sus limitaciones básicas.

La sección 4.2 muestra un análisis del estado del arte en las técnicas de control para el diseño de un PSS. Este análisis comienza en la sección 4.2.1 con la teoría clásica de control, donde se hace mención a los compensadores de adelanto-retraso de fase y a los reguladores óptimos cuadráticos lineales. En la sección 4.2.2 se efectúa una exposición de los sistemas adaptativos con modelo de referencia (MRAS) y los reguladores auto-ajustables (STR). En la sección 4.2.3 se presenta la aplicación de los algoritmos genéticos como técnica de optimización para el ajuste de reguladores clásicos. En la sección 4.2.4 se presentan diferentes esquemas de control basados en lógica borrosa. En la sección 4.2.5 se muestra la aplicación de las redes neuronales para la identificación y el control. En la sección 4.2.6 se presentan esquemas de control mixto que combinan las redes neuronales con los sistemas borrosos. En la sección 4.2.7 se muestra la metodología de control adaptativo predictivo experto, que se deriva de la combinación del control adaptativo predictivo con un bloque experto basado en reglas que define la operación del controlador dependiendo del dominio de trabajo en el que se encuentra. Finalmente, en la sección 4.3 se presentan las conclusiones del capítulo.

4.2. Análisis del estado de arte

4.2.1. Sistemas clásicos

A finales de los años 50 y principios de los 60 los generadores únicamente poseían reguladores automáticos de tensión (AVR). Se observó que el comportamiento de éstos ante pequeñas perturbaciones de la red afectaba notablemente a la estabilidad de ésta y del generador, presentándose situaciones en las cuales las oscilaciones de pequeña magnitud y baja frecuencia persistían durante largos periodos de tiempo y en algunos casos este hecho limitaba la máxima potencia generada [Schleif et al., 1968] [deMello y Concordia, 1969]. Esta situación dió lugar a la aparición de los primeros estabilizadores de potencia, basados en compensadores de adelanto-retraso de fase y reguladores óptimos cuadráticos lineales, que modulaban la tensión de excitación para amortiguar las oscilaciones.

4.2.1.1. Compensadores adelanto-retraso de fase

Los primeros trabajos en el campo de los estabilizadores de potencia se efectuaron en las centrales hidráulicas de Ontario Hydro (Toronto, Canadá) en 1973 [Watson y Manchur, 1973]. Los sistemas de excitación que poseían estas unidades de generación estaban basados en rectificadores giratorios con una ganancia elevada, la cual daba lugar a una disminución del amortiguamiento de los generadores ante pequeñas perturbaciones de la red, que provocaban la pérdida de sincronismo de éstos y su posterior desconexión. Este hecho motivó el desarrollo de los primeros estabilizadores de potencia los cuales se diseñaban mediante técnicas clásicas de control que posteriormente eran modificados en campo aplicando una metodología de prueba y error.

Debido a la inexistencia de una metodología general para el diseño de los estabilizadores de potencia, en 1981, con la colaboración de la compañía norteamericana General Electric, se presenta una serie de tres artículos [Larsen y Swan, 1981a] [Larsen y Swan, 1981b] [Larsen y Swan, 1981c] que aborda este tema de una forma exhaustiva, considerándose esta referencia imprescindible para el correcto diseño de los estabilizadores de potencia basados en compensadores de adelanto-retraso de fase.

El primer artículo de esta serie [Larsen y Swan, 1981a] comienza con una discusión sobre los conceptos básicos de un estabilizador de potencia, empleándose un modelo simplificado de un generador conectado a un nudo de potencia infinita, donde el estabilizador de potencia está formado por un filtro paso-alto, una ganancia y un compesandor adelanto-retraso, tal y como se muestra en la figura 4.1. A continuación, se presenta la influencia que tiene el empleo como señal de entrada al estabilizador la variación de velocidad de giro del rotor, la frecuencia de la tensión de salida del alternador y la potencia de aceleración.

El segundo artículo [Larsen y Swan, 1981b] establece una metodología de ajuste para el estabilizador de potencia desde una perspectiva teórica, donde se efectúa su diseño basándose en el método del lugar de las raíces y el análisis de la respuesta en frecuencia. El estudio realizado considera las diferentes señales de entrada que puede emplear el estabilizador de potencia, dando lugar a tres tipos diferentes de estabilizadores. En síntesis, el criterio de rendimiento a partir del cual se establece el diseño consiste en obtener un retraso de fase neto que:

1. Sea menor de 90° en un rango de frecuencia lo más elevado posible, es decir, maximizar el ancho de banda.
2. Se encuentre entre 0° y 45° para frecuencias comprendidas en un rango que va desde la frecuencia más baja existente en los modos de oscilación inter-área (0,2 Hz a 0,5 Hz) a la frecuencia más alta dentro de los modos de oscilación locales (0,8 Hz a 1,8 Hz).

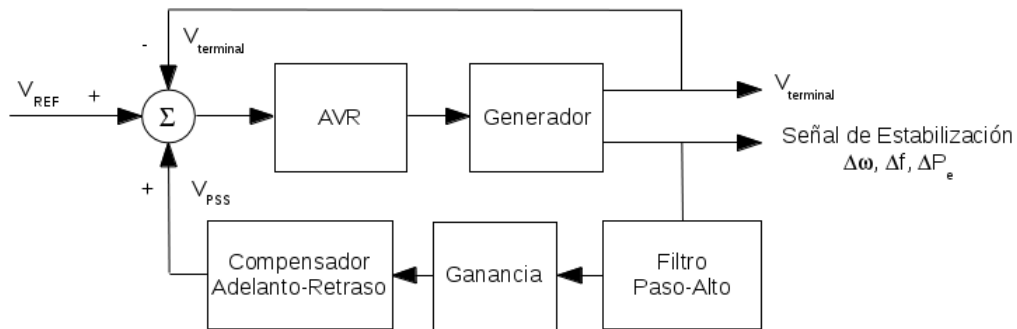


Figura 4.1: Esquema de un estabilizador de potencia clásico basado en un compensador adelanto-retraso de fase

El tercer artículo [Larsen y Swan, 1981c] presenta una serie de ensayos a tener en cuenta en el ajuste final en campo de un estabilizador de potencia, siendo éste el nexo de unión entre la teoría y la práctica. El primer ensayo consiste en identificar el comportamiento dinámico de la planta cuando es variada la tensión proporcionada por el estabilizador de potencia. Para ello, se propone la inyección de señales sinusoidales a diferentes frecuencias en el punto sumador mostrado en la figura 4.1 y observar la ganancia y el desfase que aparece en la tensión en terminales del generador, para a partir de los datos obtenidos establecer una función de transferencia. A partir de ésta y del criterio de rendimiento definido anteriormente, se calculan las constantes de tiempo del compensador adelanto-retraso. El segundo ensayo tiene por objetivo la determinación de la ganancia del estabilizador, para lo cual se propone variarla hasta un valor en el que se observe una inestabilidad. Una vez determinada esta ganancia límite, la ganancia asignada al estabilizador de potencia se calcula como un tercio de la ganancia límite. El tercer ensayo consiste en determinar los límites en la tensión de salida del estabilizador, estableciéndose como los valores que saturan el sistema de excitación.

Adicionalmente, para cada uno de los tres tipos de estabilizadores se presenta una discusión sobre los riesgos de la aparición de modos torsionales perjudiciales para el eje del generador, así como el filtrado requerido para minimizar dichos riesgos, y los efectos del ruido eléctrico en los transductores de medida que implican un deterioro en el rendimiento del estabilizador de potencia.

En [Farmer y Agrawal, 1983] se presenta de forma detallada el ajuste de un estabilizador de potencia cuya señal de entrada es la frecuencia de la tensión de salida del alternador. La fase de ajuste en campo del estabilizador fue llevada a cabo en la unidad de generación *Cholla 3*, ubicada en Arizona, USA.

En [Lefebvre, 1983] se presenta el ajuste de los estabilizadores de potencia de tres generadores que se encuentran integrados en un sistema eléctrico formado por cuatro nudos, donde uno de ellos es considerado un nudo de potencia infinita. El estabilizador de potencia empleado es un compensador

de adelanto retraso de fase que emplea como señal de entrada la variación de velocidad del rotor. Su función de transferencia se define como

$$\Delta V_{PSS} = \frac{K_s \cdot (a \cdot s^2 + b \cdot s + 1)}{(1 + T_2 \cdot s)(1 + T_4 \cdot s)} \cdot \Delta \omega_r \quad (4.1)$$

donde las constantes de tiempo T_2 y T_4 han sido fijadas con unos valores típicos. Las variables K_s , a y b son calculadas aplicando la técnica de ubicación de polos a la representación en espacio de estados de todo el sistema eléctrico, con el objetivo de obtener unos valores deseados en los diferentes modos de oscilación.

En [Lim y Elangovan, 1985] se aplica la técnica de ubicación de polos para el diseño de los estabilizadores de potencia de diez generadores integrados en un sistema eléctrico de 39 nudos. En [Elangovan y Lim, 1987] se presenta el mismo trabajo pero empleando un método de cálculo iterativo que reduce el tiempo de computación.

En [Fleming et al., 1990] se presenta un esquema de control combinado compuesto por un estabilizador de potencia basado en un compensador adelanto-retraso de fase y un bloque estabilizador que emplea la potencia de aceleración como señal para modificar una ganancia que pondera la tensión medida en terminales del generador. La salida de este esquema de control es una señal de tensión calculada como la diferencia entre la señal de tensión proporcionada por el estabilizador de potencia y la obtenida por el bloque estabilizador, tal y como se muestra en la figura 4.2.

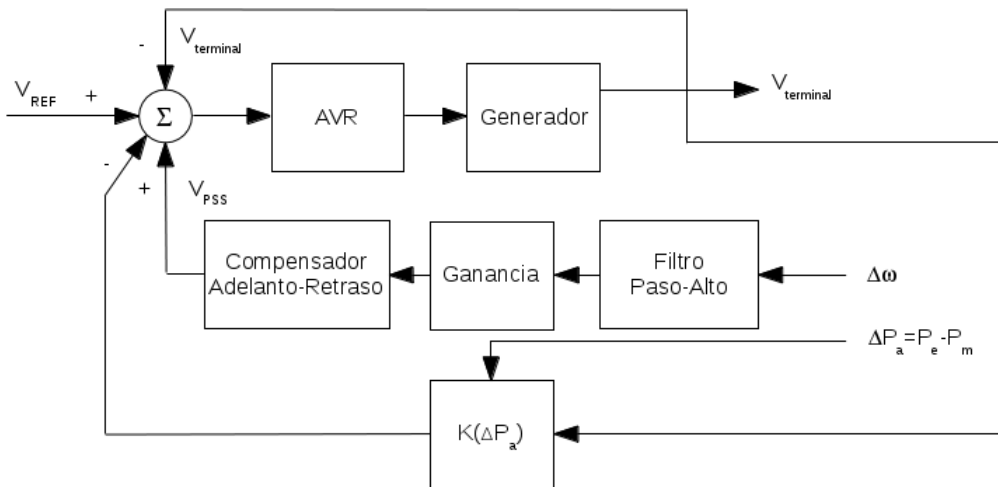


Figura 4.2: Esquema propuesto en [Fleming et al., 1990]

En el artículo se presentan los resultados con tres funciones de la ganancia $K(\Delta P_a)$ en función de la potencia de aceleración (ΔP_a). La primera función representa un cambio discreto de la ganancia de positiva a negativa dependiendo si el valor de la potencia de aceleración es positivo o negativo, respectivamente. La segunda función muestra una variación lineal de pendiente positiva para la ganancia en función de la potencia de aceleración, de forma que cuanto mayor sea el valor positivo o negativo de la potencia de aceleración, más positivo o más negativo será el valor de la ganancia, respectivamente. La tercera función es una combinación de las dos anteriores. Los

resultados obtenidos con las tres configuraciones de ganancia presentan mejores resultados que los obtenidos con únicamente el estabilizador de potencia.

4.2.1.2. Reguladores óptimos cuadráticos lineales

El primer trabajo con estabilizadores de potencia basados en la teoría de control óptimo cuadrático se presenta en los años setenta en la referencia [Yao-nan et al., 1970], donde la señal de entrada empleada en el estabilizador es la variación de velocidad del rotor. El procedimiento para el diseño del estabilizador se inicia mediante una representación en espacio de estados del generador conectado al nudo de potencia infinita a través de una impedancia, cuya expresión general es

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u} \quad (4.2)$$

donde \mathbf{x} es el vector de variables de estado, \mathbf{u} el vector de control, \mathbf{A} la matriz de estado o de planta y \mathbf{B} la matriz de control. El problema de control óptimo consiste en determinar la matriz \mathbf{P} del vector de control óptimo

$$\mathbf{u} = -\mathbf{P} \cdot \mathbf{x} \quad (4.3)$$

de forma que minimice el índice de desempeño cuadrático

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (\mathbf{x}' \cdot \mathbf{Q} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{u}' \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{u}) \cdot dt \quad (4.4)$$

donde \mathbf{Q} y \mathbf{R} son matrices hermitianas o simétricas reales definidas positivas que determinan la importancia relativa del error y del esfuerzo de control, siendo éstas definidas en el artículo en base a la experiencia y habilidad del ingeniero de control. Tras efectuar las operaciones matemáticas pertinentes, la matriz \mathbf{P} se define como

$$\mathbf{P} = \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{B}' \cdot \mathbf{K} \quad (4.5)$$

donde la matriz \mathbf{K} se obtiene resolviendo la ecuación matricial no lineal reducida de Ricatti, definida como:

$$-\mathbf{A}' \cdot \mathbf{K} - \mathbf{K} \cdot \mathbf{A} + \mathbf{K} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{B}' \cdot \mathbf{K} - \mathbf{Q} = \mathbf{0} \quad (4.6)$$

La ecuación del sistema con el control óptimo incluido se expresa como

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} - \mathbf{B} \cdot \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{B}' \cdot \mathbf{K}) \cdot \mathbf{x} \quad (4.7)$$

donde para asegurar la convergencia computacional se ha de comenzar con una estimación inicial de la matriz \mathbf{K} , de forma que el resultado inicial de la ecuación 4.7 sea estable. Para determinar dicha estimación inicial, el artículo propone que en el primer instante de cálculo se desplacen los autovalores del sistema al semiplano izquierdo del plano S , aplicando un método de sensibilidad de los autovalores.

En [Yu y Siggers, 1971] se presentan como novedades el diseño de un estabilizador de potencia que emplea como señal de entrada la potencia de aceleración y un método de cálculo para la estimación inicial de la matriz \mathbf{K} . Dicho método empieza con la selección de un coeficiente de amortiguamiento artificial de elevado valor, $K_D = 10$, lo cual provoca que la matriz de estado \mathbf{A} se modifique con respecto a su valor original. A continuación, se efectúa un cálculo inicial de la matriz

\mathbf{K} sin considerar el vector de control \mathbf{u} , lo que modifica la ecuación reducida de Ricatti, ecuación 4.6, de la siguiente forma:

$$-\mathbf{A}' \cdot \mathbf{K} - \mathbf{K} \cdot \mathbf{A} - \mathbf{Q} = \mathbf{0} \quad (4.8)$$

Finalmente, la estimación inicial buscada de la matriz \mathbf{K} se obtiene introduciendo el resultado de la ecuación 4.8 como punto inicial de un proceso iterativo sobre la ecuación 4.6, en la cual se modifica el valor del coeficiente de amortiguamiento artificial a su valor original, $K_D = 0$.

La determinación del valor de las matrices \mathbf{Q} y \mathbf{R} se ha efectuado variando el valor de las mismas y probando cada configuración en los casos de estudio, siendo la combinación elegida aquella que proporciona el menor valor en el índice de rendimiento J .

En [Moussa y Yao-nan, 1972] se presenta como aspecto novedoso un método para la elección de la matriz de ponderación \mathbf{Q} . El concepto es determinar la matriz \mathbf{Q} combinado con el desplazamiento de los autovalores dominantes de forma que éstos tengan su parte real negativa. En el artículo se muestra que para desplazar los autovalores de un sistema de n ésimo orden, es suficiente con ajustar los n elementos diagonales de la matriz \mathbf{Q} , sin necesidad de modificar los elementos que se encuentran fuera de la diagonal. Este método permite dejar libre la matriz \mathbf{R} , de manera que pueda elegirse considerando únicamente el esfuerzo de control deseado.

En [Yao-nan y Moussa, 1972], ampliación del trabajo mostrado en [Moussa y Yao-nan, 1972], se presenta la misma metodología de diseño aplicada a una central térmica y dos centrales hidráulicas integradas en un sistema eléctrico de potencia formado por diez nudos, donde uno de ellos es el nudo de potencia infinita.

En [Ohtusa et al., 1986] se presentan los resultados y el desarrollo de un sistema de control real en el cual se encuentra implementado un control óptimo cuadrático lineal multivariable. El rendimiento del sistema de control se desarrolló en simulación y se verificó su funcionamiento en una planta piloto de 200 KVA con líneas de distribución de 3 KV. En los artículos anteriores, la configuración de la matriz óptima de control permanecía constante para los distintos puntos de operación de la máquina. En este artículo se presenta por primera vez la necesidad de efectuar una estimación de la impedancia equivalente de la red, a partir de la cual se calcula la tensión equivalente del nudo de potencia infinita y así, obtener finalmente la acción de control óptima. Este aspecto no había sido desarrollado en ninguna de las referencias anteriores. El método para obtener la estimación de la impedancia equivalente de la red (\hat{x}_e) ha sido el filtro de Kalman extendido, que aplicado en este caso particular precisa de las medidas de tensión e intensidad en terminales y de la potencia reactiva cedida o generada en dos puntos de operación diferentes donde el generador se encuentre en un estado estable en régimen permanente.

En [Aldeen y Crusca, 1995] se presenta el ajuste de los estabilizadores de potencia de cinco generadores integrados en un sistema eléctrico de 15 nudos aplicando reguladores óptimos cuadráticos lineales. La novedad presentada en este artículo se encuentra en el cálculo de las matrices \mathbf{Q} y \mathbf{R} , cuyo cálculo de basa en la determinación de una matriz de transformación \mathbf{T} que modifica la representación del sistema en espacio de estados de forma que las matrices de observabilidad \mathbf{W}_o y controlabilidad \mathbf{W}_c sean iguales y diagonales, es decir

$$\mathbf{W}_c = \mathbf{W}_o = \text{diag}(\delta_1, \dots, \delta_m, \delta_{m+1}, \dots, \delta_n) \quad (4.9)$$

donde $\delta_i \geq \delta_{i+1} \geq 0$ para $(i = 1, \dots, n - 1)$, son los elementos que conforman la diagonal, denominados valores singulares de Hankel o modos de segundo orden del sistema, y m es el

número de modos dominantes controlables y observables. A partir de este cálculo, la matriz de ponderación \mathbf{Q} se calcula como

$$\mathbf{Q} = \mathbf{T}^* \cdot \text{diag}(1, \delta_1/\delta_2, \delta_1/\delta_3, \dots, \delta_1/\delta_m, 0, 0, \dots, 0) \cdot \mathbf{T} \quad (4.10)$$

donde la matriz \mathbf{T}^* es la conjugada transpuesta de la matriz \mathbf{T} . Para el cálculo de la matriz que pondera el esfuerzo de control, \mathbf{R} , se comienza calculando la contribución de la señal de control i -ésima (ω_i) como:

$$\omega_i = \text{tr}(\mathbf{W}_{\mathbf{c}i}) = \text{tr}(\mathbf{W}_{\mathbf{o}i}) \quad i = 1, \dots, r \quad (4.11)$$

donde r es el número de señales de control del sistema, $\mathbf{W}_{\mathbf{c}i}$ la matriz de controlabilidad para la señal de control i -ésima y $\mathbf{W}_{\mathbf{o}i}$ la matriz de observabilidad para la señal de control i -ésima. Una vez calculadas las contribuciones, la matriz se forma como

$$\mathbf{R} = \gamma \cdot (1, \omega_2/\omega_1, \omega_3/\omega_1, \dots, \omega_r/\omega_1) \quad (4.12)$$

donde γ es una variable escalar que determina la fuerza de la acción de control, siendo su elección libre al ingeniero de control.

Trabajos más recientes basados en los artículos anteriores y aplicados a sistemas multi-máquina se pueden hallar en [Yousef y El-Serbiny, 2004] [Dalela y Radman, 2005] [Zolotas et al., 2007] [Venkateswara Reddy et al., 2011].

4.2.2. Sistemas adaptativos

Aunque la historia del control adaptativo es compleja con varias líneas de investigación en paralelo, es generalmente aceptado que los primeros intentos de emplear un control adaptativo data de 1958, cuando Kalman propuso un regulador auto-ajustable (STR) [Kalman, 1958] y Whitaker, Yarmon y Kezer presentaron un regulador adaptativo con modelo de referencia (MRAS) [Whitaker et al., 1958].

Un estudio profundo sobre los MRAS en tiempo continuo y discreto se presenta en [Landau, 1974]. A causa del carácter no lineal de éstos, se emplearon los métodos de Lyapunov [Parks, 1966] y de la Hiperestabilidad [Landau, 1972] para derivar algoritmos de adaptación que asegurasen la estabilidad en bucle cerrado, aparte de usar métodos de estimación y optimización local. Los MRAS empleaban una estrategia de control basada en la realimentación negativa, siendo ésta heredada de la teoría clásica de control desarrollada para sistemas en tiempo continuo. Esta característica limitaba la estabilidad de los MRAS, lo cual restringió su aplicación industrial.

Con la aparición de los primeros ordenadores se introdujo la simulación y modelización de los procesos en tiempo discreto, dando lugar al nacimiento de la teoría de control discreta, la cual ofrecía la posibilidad de predecir la evolución futura de las salidas de los procesos en tiempo real. Esta ventaja permitió la introducción del controlador de mínima varianza [Aström, 1970], el cual estaba basado en la teoría de control óptimo. A partir de la formulación de este controlador, se derivaron los reguladores auto-ajustables (STR) [Aström, 1973] [Clarke y Gawthrop, 1975].

El controlador de mínima varianza puede ser considerado como el actual precursor de la metodología de control predictivo, el cual, por primera vez explotó todas las posibilidades de la predicción en tiempo real desde la perspectiva del control. Esta metodología fue introducida por Martín Sánchez en el contexto del control adaptativo predictivo (APC) [Martín Sánchez, 1974] [Martín Sánchez, 1976a] [Martín Sánchez, 1976b].

4.2.2.1. Sistemas adaptativos con modelo de referencia (MRAS)

Una primera generación de sistemas adaptativos que llegó a ser muy popular dentro de la comunidad investigadora fueron los sistemas adaptativos con modelo de referencia (MRAS). El estado del arte de los MRAS, previamente introducido al control predictivo, se presentó en un famoso estudio en 1974 [Landau, 1974]. En la figura 4.3 se presenta el esquema básico de un MRAS.

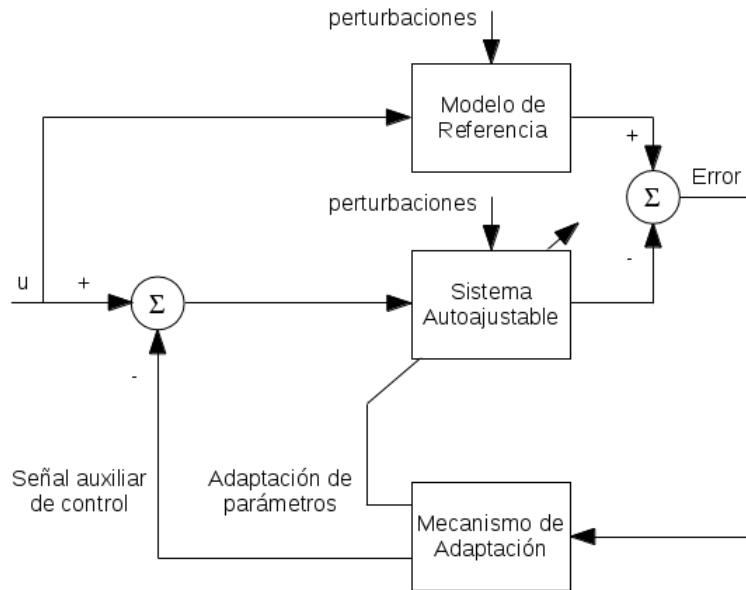


Figura 4.3: Configuración básica de un sistema adaptativo con modelo de referencia

La salida del modelo de referencia constituye el índice de rendimiento deseado, la salida del sistema ajustable es el índice de rendimiento obtenido. La diferencia entre ambos recibe el nombre de error generalizado, a partir del cual el mecanismo de adaptación modifica ciertos parámetros del sistema ajustable, o genera una señal de control auxiliar, con el fin de minimizar dicho error.

Se puede enunciar dos formas de considerar la aplicación de un control adaptativo a partir de los MRAS:

1. *Control Adaptativo Indirecto*, la aplicación del cual requiere de una identificación en tiempo real de los parámetros y variables de estado del proceso.
2. *Control Adaptativo Directo*, que no requiere la mencionada identificación.

La estructura general para la aplicación de los MRAS al control adaptativo indirecto se muestra en la figura 4.4. La señal de control es en este caso elaborada por un regulador ajustable que sirve de la información que le aporta un sistema adaptativo con modelo de referencia, que identifica en tiempo real al proceso. En dicho MRAS se puede apreciar que el lugar del modelo de referencia lo ocupa el proceso y el sistema ajustable ha pasado a ser un modelo ajustable.

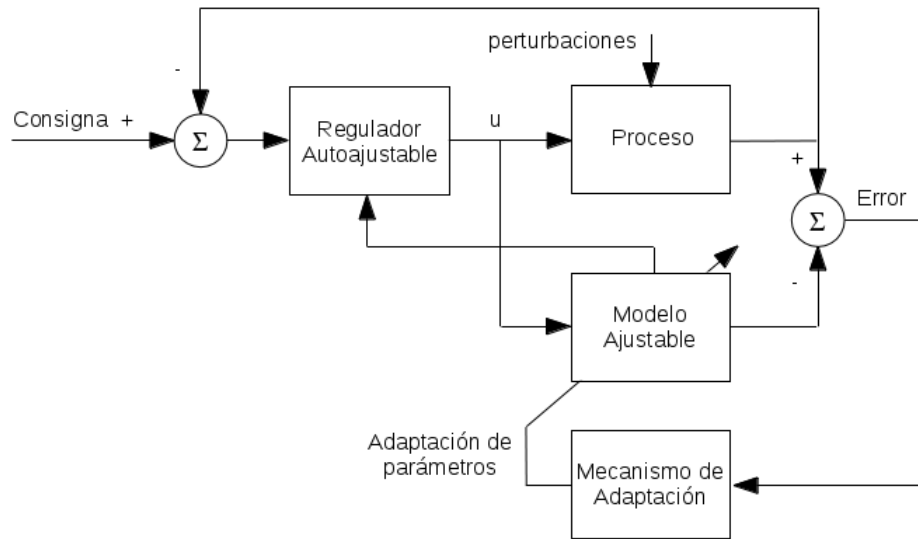


Figura 4.4: Aplicación de los MRAS al control adaptativo indirecto

Cuando se quieren utilizar los MRAS para la aplicación de un control adaptativo directo, éstos adquieren la estructura general que aparece en la figura 4.5.

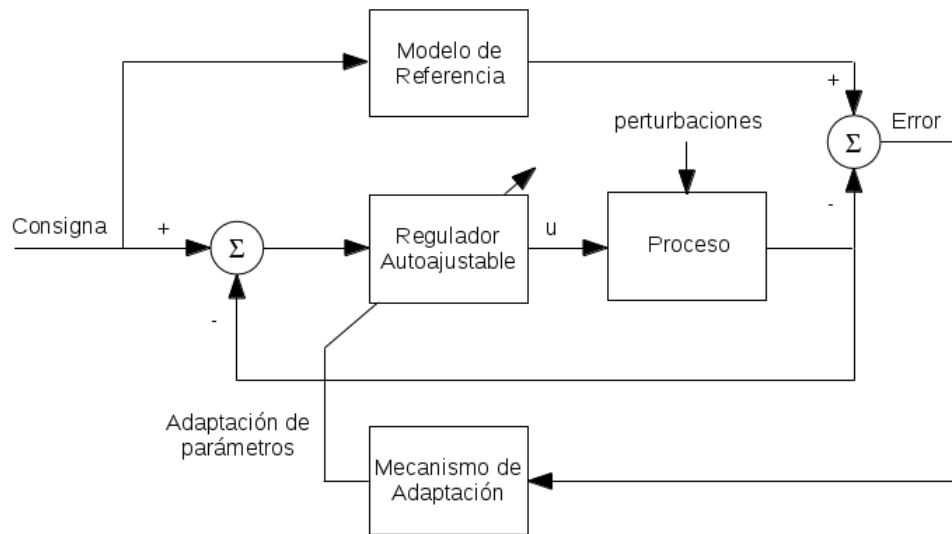


Figura 4.5: Aplicación de los MRAS al control adaptativo directo

En este caso, el sistema ajustable está compuesto por el proceso a controlar y por un regulador ajustable, cuyos parámetros son modificados por el mecanismo de adaptación, con el fin de que la respuesta del proceso sea tan próxima como sea posible a la del modelo de referencia.

Los primeros trabajos sobre estabilización de sistemas eléctricos de potencia mediante el empleo de los MRAS, se presentaron en las referencias [Masiello y Schweppe, 1975] [Bollinger y Lalonde, 1977] [Bollinger et al., 1982]. En estos trabajos se emplea un esquema

adaptativo indirecto, donde la identificación del modelo ajustable es efectuado por el mecanismo de adaptación a través del método de los mínimos cuadrados recurrentes. Partiendo de que el sistema de potencia es caracterizado mediante una representación en espacio de estados, el modelo identificado representa una estimación de la matriz de estado \mathbf{A} , a partir de la cual se diseña el estabilizador de potencia aplicando la teoría de control óptimo. De esta forma, el regulador autoajutable obtenido es un regulador óptimo cuadrático lineal cuya matriz de estado \mathbf{A} varía en cada periodo de identificación.

En [Idowu y Ghandakly, 1989] y [Menniti et al., 2000] se presenta el diseño de un estabilizador de potencia coordinado para sistemas multimáquina basado en un MRAS cuyo esquema es del tipo adaptativo directo. El modelo de referencia es una representación en espacio de estados de un sistema eléctrico formado por cuatro nudos, donde uno de ellos es un nudo de potencia infinita, y tres generadores, definido cada uno de ellos por un sistema de seis ecuaciones. El mecanismo de adaptación y el regulador están basados en la definición de una función de Lyapunov positiva definida, siendo el resultado final una acción de control formada por una matriz de ganancias que pondera cada uno de los estados.

En [Ghandakly e Idowu, 1990] se presenta el diseño de un excitador y un gobernador de velocidad basado en un MRAS adaptativo directo con la misma metodología que la mostrada en la referencia anterior. Como aspecto diferencial, el modelo de referencia está formado por dos representaciones en espacio de estados independientes entre sí. La primera representación es relativa al excitador, cuya dinámica es muy rápida. Mientras que la segunda define el gobernador de velocidad, cuya dinámica es lenta. Por otro lado, existirán dos conjunto de matrices de ganancias que ponderarán los estados relativos al excitador y al gobernador de velocidad, respectivamente.

En [Zhang y Lin Luo, 2009] se presenta un esquema de control adaptativo directo con modelo de referencia, el cual usa como ley de control la empleada en un controlador proporcional integral (PI). El algoritmo de adaptación empleado modifica en cada periodo de control tres ganancias (K_e , K_x y K_u), a partir de las cuales genera la acción de control, de forma que se minimice un índice cuadrático. La figura 4.6 muestra el esquema de dicho regulador.

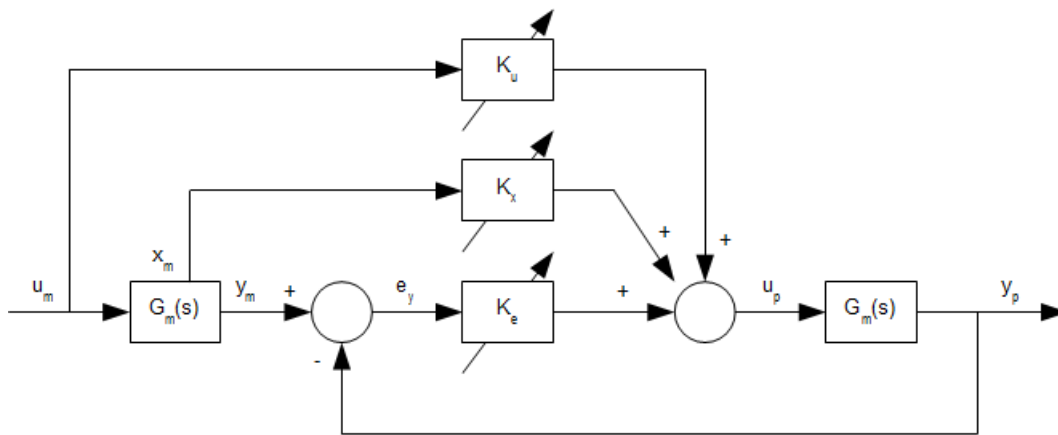


Figura 4.6: Esquema propuesto en [Zhang y Lin Luo, 2009]

La acción de control u_p que se aplica a la planta $G_p(s)$ será generada por

$$u_p(k) = K_e(k) \cdot e_y(k) + K_x(k) \cdot x_m(k) + K_u(k) \cdot u_m(k) \tag{4.13}$$

donde $u_m(k)$ es la potencia generada por la máquina tras pasar por un filtro paso-alto, $x_m(k)$ es el vector de estado definido por el modelo de referencia, $e_y(k)$ la señal de error e $y_m(k)$ es la salida estimada por el modelo de referencia.

4.2.2.2. Reguladores autoajustables (STR)

El primer intento de diseño de un regulador autoajutable fue presentado en [Kalman, 1958], donde el algoritmo propuesto combinaba la estimación mediante el método de los mínimos cuadrados con una ley de control que dependía de la aplicación que se considerase.

En la figura 4.7 se muestra el diagrama de bloques de un regulador autoajutable. Partiendo de la elección de una estructura para el modelo que representa el proceso, el bloque *Identificador* estima en tiempo real sus parámetros a partir de los datos de entrada y salida del proceso. Los algoritmos de identificación que se han empleado con más profusión en este tipo de reguladores han sido los mínimos cuadrados recursivos y los mínimos cuadrados recursivos con factor de olvido. Los parámetros estimados del proceso son enviados al bloque denominado *Diseño del controlador*, el cual contiene todos los cálculos necesarios para diseñar el regulador bajo un criterio de rendimiento dado y con unos parámetros de diseño externos a seleccionar por el ingeniero de control. El resultado son un conjunto de parámetros que actualizan el controlador, ubicado en el bloque denominado *Controlador*.

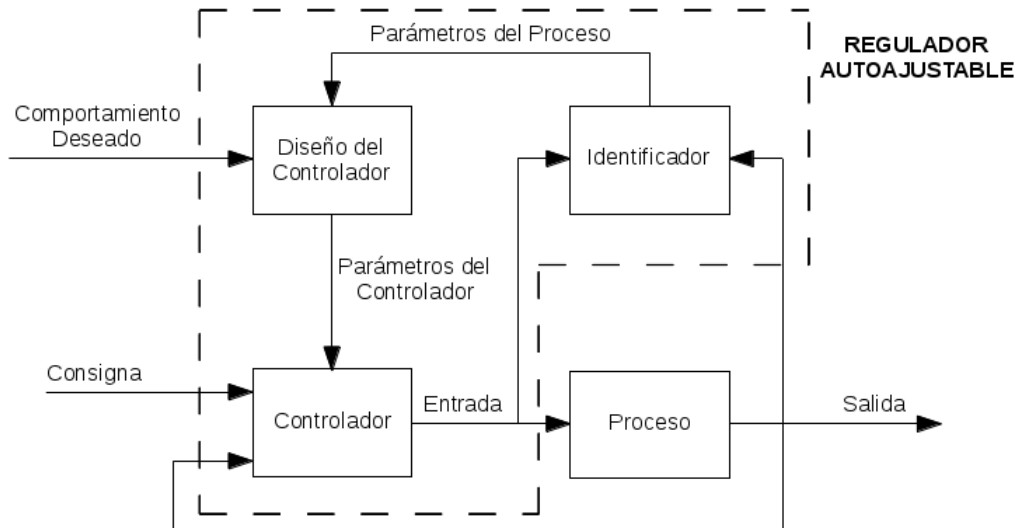


Figura 4.7: Diagrama de bloques de un regulador autoajutable

Atendiendo a la técnica empleada para el diseño del controlador, se pueden obtener los siguientes reguladores autoajustables (STR):

- *STR mediante Asignación de Polos*: la idea es definir un controlador de forma que los polos en bucle cerrado se encuentren en las posiciones deseadas y que la salida del proceso siga una dinámica determinada cuando se producen cambios en la consigna. Para el diseño de este tipo de regulador autoajustable, se parte de una descripción del proceso mediante un sistema discreto con una entrada y una salida (SISO), tal y como se muestra en la ecuación 4.14.

$$A(z^{-1}) \cdot y(k) = B(z^{-1}) \cdot [u(k-d) + v(k-d)] \quad (4.14)$$

Donde $A(z^{-1})$ y $B(z^{-1})$ son polinomios sin factores en común definidos con el operador de desplazamiento temporal z^{-1} siendo $A(z^{-1})$ un polinomio mónico, k un índice entero que denota el tiempo discreto, $d \geq 1$ define el retardo entre la entrada y la salida del proceso, y es la medida de la salida del proceso, u es la acción de control aplicada al proceso y v es una perturbación que actúa a la entrada del proceso.

Dado que el controlador empleado es de carácter lineal, como se muestra en la ecuación 4.15,

$$R(z^{-1}) \cdot u(k) = T(z^{-1}) \cdot y_{sp}(k) - S(z^{-1}) \cdot y(k) \quad (4.15)$$

donde $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ y $T(z^{-1})$ son polinomios con el operador de desplazamiento temporal z^{-1} , e $y_{sp}(k)$ es el valor de la consigna. La ley de control resultante presenta una realimentación negativa a través de la función de transferencia $S(z^{-1})/R(z^{-1})$ y una acción de control directa mediante la función de transferencia $T(z^{-1})/R(z^{-1})$.

Combinando las ecuaciones 4.14 y 4.15 se obtienen las siguientes ecuaciones del sistema en bucle cerrado:

$$\begin{aligned} y(k) &= \frac{B(z^{-1}) \cdot T(z^{-1})}{A(z^{-1}) \cdot R(z^{-1}) + B(z^{-1}) \cdot S(z^{-1})} \cdot y_{sp}(k-d) + \\ &+ \frac{B(z^{-1}) \cdot S(z^{-1})}{A(z^{-1}) \cdot R(z^{-1}) + B(z^{-1}) \cdot S(z^{-1})} \cdot v(k-d) \\ u(k) &= \frac{A(z^{-1}) \cdot T(z^{-1})}{A(z^{-1}) \cdot R(z^{-1}) + B(z^{-1}) \cdot S(z^{-1})} \cdot y_{sp}(k) - \\ &- \frac{B(z^{-1}) \cdot S(z^{-1})}{A(z^{-1}) \cdot R(z^{-1}) + B(z^{-1}) \cdot S(z^{-1})} \cdot v(k) \end{aligned} \quad (4.16)$$

De la ecuación 4.16 se observa que el polinomio característico en bucle cerrado es:

$$A(z^{-1}) \cdot R(z^{-1}) + B(z^{-1}) \cdot S(z^{-1}) = A_c(z^{-1}) \quad (4.17)$$

La clave de este método de diseño es especificar el comportamiento deseado del sistema en bucle cerrado a través del polinomio $A_c(z^{-1})$. Los polinomios $R(z^{-1})$ y $S(z^{-1})$ se resuelven a partir de la ecuación 4.17, conocida como *ecuación Diofantina*. Para determinar el polinomio $T(z^{-1})$ del controlador se requiere de la dinámica con la que se desea que evolucione la salida del proceso ante cambios en el valor de su consigna. Dicha dinámica se define mediante un modelo que se describe como

$$A_m(z^{-1}) \cdot y_m(k) = B_m(z^{-1}) \cdot y_{sp}(k-d) \quad (4.18)$$

donde $A_m(z^{-1})$ y $B_m(z^{-1})$ son polinomios sin factores en común definidos con el operador de desplazamiento temporal z^{-1} siendo $A_m(z^{-1})$ mónico e y_m la salida deseada del modelo. Considerando las ecuaciones 4.16 y 4.18, el cálculo de $T(z^{-1})$ se obtiene como:

$$T(z^{-1}) = \frac{A_c(z^{-1}) \cdot B_m(z^{-1})}{A_m(z^{-1}) \cdot B(z^{-1})} \quad (4.19)$$

- *STR mediante el Desplazamiento de Polos:* es una variante del regulador anterior, donde los polos del sistema en lazo cerrado son desplazados en cada instante de muestreo hacia el interior del círculo unidad llegando a un compromiso entre la respuesta deseada del proceso y la acción de control que es necesario aplicar al mismo.
- *STR de Mínima Varianza:* en este tipo de regulador autoajutable se incluyen perturbaciones estocásticas en el modelo de la planta, dando lugar a un modelo SISO de media móvil autorregresiva con entradas exógenas denominado modelo ARMAX, tal y como se muestra en la ecuación 4.20.

$$A(z^{-1}) \cdot y(k) = B(z^{-1}) \cdot u(k-d) + C(z^{-1}) \cdot e(k) \quad (4.20)$$

Donde $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$ y $C(z^{-1})$ son polinomios definidos con el operador de desplazamiento temporal z^{-1} , siendo $A(z^{-1})$ un polinomio mónico y $C(z^{-1})$ un polinomio mónico Hurwitz, k un índice entero que denota el tiempo discreto, $d \geq 1$ define el retardo entre la entrada y la salida del proceso, y es la medida de la salida del proceso, u es la acción de control aplicada al proceso y e es una secuencia de variables aleatorias con media cero e igualmente distribuida que se emplean para modelar las perturbaciones actuando sobre el proceso.

La ley de control es tal que, en cada instante de tiempo k , el valor actual $u(k)$ de la acción de control minimiza la varianza de la salida en d instantes futuros

$$u(k) = \text{mínimo}(J) \quad (4.21)$$

donde la función de coste de mínima varianza está dada por

$$J = E[y^2(k+d)] \quad (4.22)$$

donde E denota la esperanza matemática de la salida del proceso con ruido. Finalmente, la acción de control que se obtiene se define mediante la siguiente expresión

$$u(k) = -\frac{z^{-1} \cdot G(z^{-1})}{F(z^{-1}) \cdot B(z^{-1})} \quad (4.23)$$

donde los polinomios $F(z^{-1})$ y $G(z^{-1})$ son el cociente y el resto de la división polinómica $C(z^{-1})/A(z^{-1})$, respectivamente.

- *STR de Media Móvil:* es una variante del regulador anterior, donde la función de coste a minimizar se representa por

$$J = E[y^2(k+d) + \rho \cdot u^2(k)] \quad (4.24)$$

donde a diferencia del regulador de mínima varianza, esta función de coste toma en consideración el esfuerzo de control a través del parámetro ρ , el cual es seleccionado por el ingeniero de control. La ley de control que minimiza la expresión 4.24 es la empleada en los controladores cuadráticos lineales gaussianos, lo cual implica la solución de la ecuación de Ricatti, ya vista en la sección 4.2.1.2 para los reguladores óptimos cuadráticos lineales.

- *STR Óptimo Cuadrático Lineal*: este tipo de regulador autoajutable es una variante del regulador de media móvil, donde la función de coste a minimizar se define mediante la expresión

$$J = E[(y(k+d) - y_m(k+d))^2 + \rho \cdot u^2(k)] \quad (4.25)$$

donde a diferencia del regulador anterior, esta función de coste minimiza la diferencia entre la salida del proceso con ruido y la salida deseada del proceso, siendo ésta procedente de un modelo cuyo objetivo es definir la dinámica con la que se quiere que evolucione la salida del proceso ante cambios en su consigna. La ley de control óptima que minimiza J implica la aplicación de la teoría sobre controladores cuadráticos lineales gaussianos, que da lugar a la solución de la ecuación de Ricatti, ya vista en la sección 4.2.1.2 para los reguladores óptimos cuadráticos lineales.

Uno de los primeros trabajos con estabilizadores de potencia basado en la aplicación de reguladores autoajustables se presenta en los años ochenta en la referencia [Xia y Heydt, 1983], donde se aplica un STR óptimo cuadrático lineal para diseñar el estabilizador de potencia de un generador conectado a un nudo de potencia infinita, en el que la función coste a minimizar se define como

$$J = E[(P(z^{-1}) \cdot y(k+d) - R(z^{-1}) \cdot y_m(k+d))^2 + (Q(z^{-1}) \cdot u(k))^2] \quad (4.26)$$

donde $y(k+d)$ es la salida del sistema (desvío de velocidad del rotor), $y_m(k+d)$ la salida deseada (desvío de velocidad del rotor deseado) y $u(k)$ la acción de control aplicada (tensión de salida del PSS). Como se puede observar, esta función de coste difiere ligeramente de la presentada en la ecuación 4.25, dado que incluye los polinomios $P(z^{-1})$, $R(z^{-1})$ y $Q(z^{-1})$ que dan lugar a que se tomen en consideración los valores anteriores de la salida real del proceso, salida deseada y acción de control, respectivamente. El algoritmo de identificación empleado son los mínimos cuadrados recursivos, de forma que el modelo estimado obtenido representa la relación dinámica entre el desvío de velocidad del rotor y la tensión suministrada por el PSS.

En [Cheng et al., 1986a] se presenta un estabilizador de potencia autoajutable que emplea como señal de entrada el la variación de velocidad del rotor. El algoritmo de identificación empleado son los mínimos cuadrados recursivos con factor de olvido. Este regulador está basado en la teoría de diseño de un STR mediante desplazamiento de polos, aunque presenta una pequeña variante con respecto a éste, puesto que la magnitud del acercamiento de los polos al origen se modifica en cada iteración de forma automática.

Si el sistema eléctrico de potencia estudiado es muy complejo, el modelo de la máquina síncrona conectado a un nudo de potencia infinita no es muy apropiado puesto que no se modela la interacción entre máquinas, la cual degrada la respuesta del sistema [Yao-nan y Moussa, 1972]. En la referencia [Cheng et al., 1986b] se presenta un método de diseño de PSS autoajustables en sistemas de potencia multi-máquinas basándose en el diseño presentado en [Cheng et al., 1986a].

En [Hsu y Liou, 1987] se presenta un PSS basado en un PID clásico que se ajusta mediante el algoritmo de identificación de los mínimos cuadrados recursivos y un controlador basado en el desplazamiento de los polos del sistema en lazo cerrado a unas posiciones determinadas a priori por el diseñador, con el fin de que la respuesta del sistema sea la adecuada, de forma similar a la propuesta en la referencia [Gosh et al., 1984]. Una continuación de este trabajo aplicado a sistemas multi-máquina se encuentra en la referencia [Wu y Hsu, 1988].

En [Gu y Bollinger, 1989] se presenta el diseño de dos estabilizadores de potencia basados en un STR de mínima varianza, el primero emplea como señal de entrada la variación de velocidad del rotor y el segundo usa la variación de la potencia eléctrica en terminales del generador. El algoritmo de identificación empleados en ambos diseños es el método de los mínimos cuadrados recursivos con factor de olvido. Los resultados obtenidos son considerando un generador conectado a un nudo de potencia infinita al cual se le aplican variaciones abruptas del par mecánico en un rango que va desde 0,05 p.u. hasta 0,2 p.u.. En [Fan et al., 1990] se muestra el primer diseño del STR de mínima varianza definido en la referencia anterior aplicado a un sistema multi-máquina de 39 nudos y 10 generadores, sistema análogo al mencionado en [deMello et al., 1974], donde se efectúan una serie de ensayos consistentes en la aplicación de faltas trifásicas en terminales de los generadores y en nudos clave del sistema, siendo los resultados obtenidos con el regulador propuesto mejores que los alcanzados con un estabilizador de potencia de tipo MRAS.

En [Ibrahim et al., 1989] se presentan dos diseños para un regulador automático de tensión (AVR) auto-ajustable: el primero se basa en un controlador de mínima varianza y el segundo está basado en el método de desplazamiento de polos hacia el origen. Aunque inicialmente sólo se ajustan los parámetros del regulador de tensión, se añade un término estabilizador que depende de la variación de la velocidad y de la potencia eléctrica, de forma que incluya también la acción del PSS. En este artículo se presentan además resultados prácticos del comportamiento de pequeños sistemas de potencia, construidos en el laboratorio con máquinas eléctricas dotadas de estos reguladores.

En [Chengxiong et al., 1990] se presenta un regulador automático de tensión que se basa en el control óptimo cuadrático lineal, empleando como algoritmo de adaptación los mínimos cuadrados recursivos con factor de olvido, para modificar las ganancias del regulador. El controlador propuesto consta de un bloque identificador y un bloque de cálculo de la ganancia, el cual emplea la ecuación de Riccati con un tercer orden. La implementación y los resultados de su aplicación en laboratorio son mostrados en [Mao et al., 1990], en donde modifican el estudio teórico inicial para incluir como señal de entrada estabilizante la potencia generada por la máquina, debido esto a que la medida de velocidad del rotor contiene un elevado nivel de ruido que debilita los resultados de la adaptación.

En [Mao et. al, 1992] efectúan el mismo estudio pero empleando la ecuación de Riccati con un quinto orden, lo cual encarece el coste computacional, y aplicando un factor de olvido al algoritmo de mínimos cuadrados recursivos. Aunque el resultado es mejor que los obtenidos anteriormente, el regulador propuesto continúa siendo débil ante los ruidos que se presentan.

En la década de los noventa se han publicado nuevos trabajos en el contexto de los reguladores autoajustables, donde se han ido mejorando los métodos de identificación añadiendo factores de olvido variables como en [Fan et al., 1990] [Cheng et al., 1993] u otros coeficientes, como el coeficiente de seguimiento restringido presentado en [Cheng y Malik, 1995]. En estos trabajos, una vez identificado el sistema, el controlador se diseña aplicando el desplazamiento de polos hacia el origen o la mínima varianza. En [Flynn et al., 1996] se presentan resultados similares a los mostrados en [Ibrahim et al., 1989], con el análisis de reguladores autoajustables en aplicaciones reales.

4.2.3. Algoritmos genéticos

Los primeros trabajos de diseño de un PSS utilizando algoritmos genéticos fueron [Asgharian y Tavakoli, 1996] [Abdel-Magid et al., 1997]. En estas referencias se propone ajustar un PSS robusto de forma que los parámetros del mismo aseguren la estabilidad del sistema en un amplio margen de operación.

El diseño parte del modelo no lineal del sistema eléctrico de potencia y se linealiza éste en los puntos de operación deseados, formando un conjunto de N plantas distintas. El PSS debe estabilizar todas estas plantas a la vez y para ello se crea un conjunto de M reguladores distintos. Cada uno de estos M reguladores se prueban en las N plantas linealizadas y se evalúan los autovalores. A partir de estos autovalores se construye una función de coste basada en la posición de los polos en el plano complejo, y aplicando los operadores genéticos se busca el PSS que estabiliza todas las plantas, todo el sistema en los distintos puntos de operación, minimizando la función de coste.

En este caso, el PSS es muy sencillo y está formado por una función de transferencia de primer orden del tipo

$$H_{PSS}(s) = \frac{K}{s + \frac{1}{T}}$$

En [Fraile Ardanuy, 2000] se presenta una extensión de este trabajo utilizando un modelo de máquina y de PSS más completo.

En la literatura se han utilizado distintas funciones de coste a optimizar. Este tipo de funciones son, en general, funciones cuadráticas que dependen de la variación de la velocidad del rotor y sus derivadas.

En las referencias [Abido y Abdel-Magid, 1998], [Abido y Abdel-Magid, 1999] se optimiza el índice

$$J = \int [\Delta\omega(t) \cdot t]^2 dt$$

En el primer artículo, se ajustan las reglas de un PSS mientras que en el segundo trabajo se ajustan los parámetros T_i y K_{PSS} de un PSS clásico.

En la referencia [Asgharian y Tavakoli, 1996] se emplea como índice a optimizar

$$J = \int |\Delta\delta| \cdot dt + k_1 \cdot u[\bar{\sigma}[T(j2\omega_0)] - k_2]$$

donde $\Delta\delta$ es la variación del ángulo del rotor, la cual es una medida que directamente reflejará la necesidad de incrementar el par de sincronización y de amortiguamiento cuando $\Delta\delta$ se reduzca. El segundo término tiene en consideración la correcciones necesarias por las restricciones de robustez. A una frecuencia igual a $2\omega_0$, el valor de $\bar{\sigma}[T(j\omega)]$ es medido y si es más grande que un valor previamente elegido (k_2), la acción que se tomará tendrá el sentido de reducir los efectos que no proporcionan la robustez necesaria. El parámetro k_1 determina la importancia relativa del multiplicador de robustez en el sistema.

La minimización del índice J , proporciona un conjunto óptimo de parámetros, a partir de los

cuales se obtienen los factores de peso buscados para posteriormente aplicarlos a un regulador de tensión basado en un diseño H^∞ .

En la referencia [Ozaki et al., 2000] se utiliza la función $\int t^2[\Delta\omega(t) + \Delta\dot{\omega}(t)]dt$ de manera que se ajustan tres PSS con distintas entradas, pero cuyas acciones de control se suman tal y como se muestra en la figura 4.8. Las entradas a estos PSS son la variación de la velocidad, la variación de potencia activa y la variación de la potencia reactiva generada por la máquina.

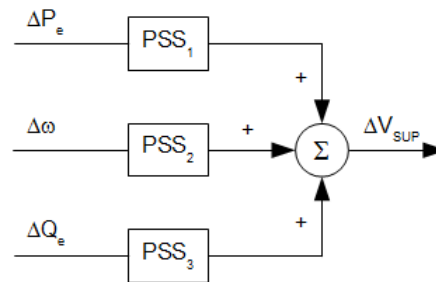


Figura 4.8: Esquema propuesto en [Ozaki et al., 2000]

En los últimos años se ha extendido la aplicación de la técnica de algoritmos genéticos al ajuste de PSS en sistemas multi-máquina [Zhang y Coonick, 2000] [do Bomfim et al., 2000] [Andreoiu y Bhattacharya, 2002] [Abdel-Magid, 2003] [Lee, 2005] [Ahmad y Abdelqader, 2011].

4.2.4. Sistemas borrosos

Las primeras aplicaciones de esta teoría al diseño de estabilizadores de sistemas de potencia aparece a finales de la década de los ochenta y principios de los noventa. Uno de los primeros trabajos corresponde a [Hiyama y Lim, 1989] donde se presenta un regulador borroso con dos entradas, las cuales dependen de la variación de la velocidad de la máquina y de su aceleración. El sistema carece de reglas, y la salida depende únicamente de las entradas borrosas de una forma heurística. En [Hassan et al., 1991] se mejora la respuesta del regulador suavizando las funciones de pertenencia de los conjuntos borrosos y se presentan los primeros resultados de los ensayos realizados en el laboratorio sobre máquinas reales. Estos resultados se amplían en [Hassan y Malik, 1993] donde se hace un extenso análisis basado en los resultados experimentales.

En la referencia [El-Metwally y Malik, 1995] se diseña un PSS borroso cuyas entradas son la variación de la velocidad y la variación de la potencia mecánica. En este caso, el regulador está compuesto por un sistema de inferencia borroso completo, dotado de 49 reglas, cada variable tiene 7 conjuntos borrosos triangulares, y es más parecido a las estructuras clásicas aplicadas en el control borroso. En [El-Metwally et al., 1996] se presentan los resultados experimentales al utilizar este tipo de regulador.

En los artículos anteriores los parámetros de los PSS borrosos permanecían constantes. En todos ellos se demostraba que este tipo de reguladores amortiguaban mejor, en menor tiempo y con menor sobreelongación, las oscilaciones que los PSS clásicos, pero al variar el punto de operación del sistema de potencia, las respuestas de estos reguladores también dejaban de ser óptimas. Por ello, una vez

probadas las distintas configuraciones básicas con reguladores fijos, se pasó a diseñar reguladores borrosos más avanzados. En la referencia [Hoang y Tomsovic, 1996] se propone un PSS borroso adaptativo donde se modifican las ganancias que ponderan las entradas al sistema de inferencia borrosa en función del análisis de autovalores del sistema linealizado, de forma que para cada punto de operación del sistema de potencia, se calculan los valores óptimos de los parámetros K_A y K_B de la figura 4.9.

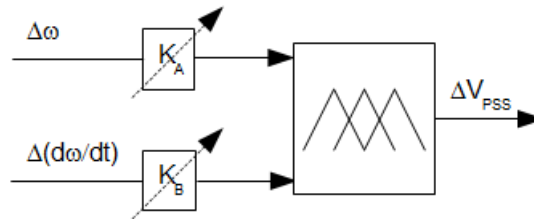


Figura 4.9: Sistema borroso adaptativo propuesto en [Hoang y Tomsovic, 1996]

En la referencia [Malik y Hairi, 1996] se propone un PSS borroso similar al esquema mostrado en la figura 4.9, en el cual se añade un tercer parámetro K_C que actúa de ganancia sobre la salida emitida por el bloque de reglas, siendo el resultado obtenido después de esta ganancia el valor definitivo de ΔV_{PSS} .

En [Hiyama et al., 1997] se expone un esquema análogo al mostrado en [Hoang y Tomsovic, 1996] en el cual se emplean como entradas la variación de velocidad del rotor, $\Delta\omega$, y la variación en la potencia generada ΔP_e .

En los trabajos posteriores se proponen sistemas de inferencia borrosa más complejos. En [Mrad et al., 1997] se simplifica el método de *desfuzzyficación* de forma que es menos dependiente del conocimiento del experto, facilitando su diseño. En [El-Sherbiny et al., 1997] se presentan aplicaciones híbridas donde el controlador borroso ayuda a estabilizar a un controlador clásico, basado en el posicionamiento de polos mediante la realimentación de estados, cuando el sistema de potencia opera fuera de los márgenes habituales.

En la referencia [Chang et al., 1999] se propone un sistema que combina dos niveles de control: por un lado un conjunto de PSS borrosos que copian el funcionamiento de PSS clásicos ajustados en un determinado conjunto de puntos de operación del sistema de potencia y por otro lado, un sistema borroso supervisor que se encarga de conmutar entre ellos, en función del punto de trabajo actual. En la figura 4.10 se muestra el diagrama del sistema de control propuesto.

En [Lakshmi y Khan, 2000] se utilizan PSS borrosos en sistemas multi-máquina. El sistema de inferencia es común a todos los reguladores, pero la ganancia de la acción de control varía en función del punto de operación. Esta ganancia K , mostrada en la figura 4.11 se ajusta de forma que se minimice una función de coste cuadrática de los estados del sistema.

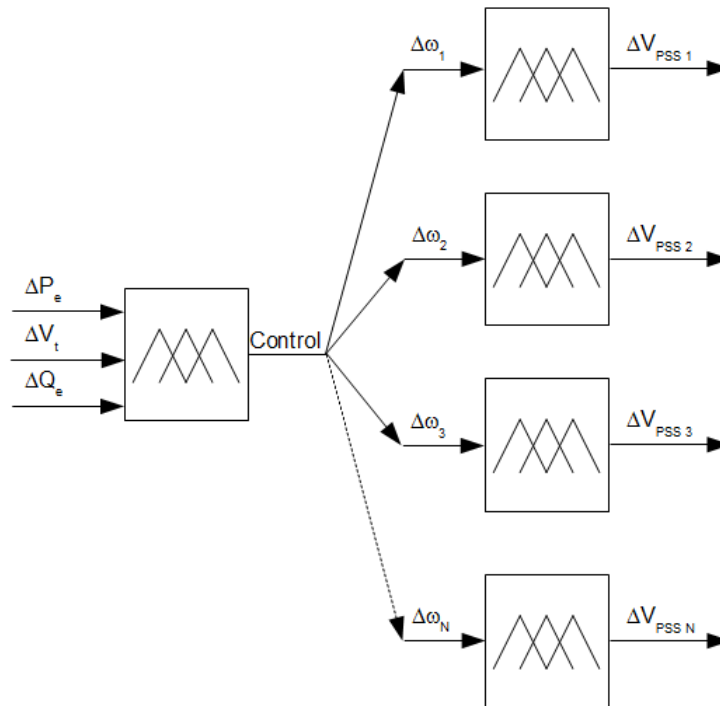


Figura 4.10: Sistema de control maestro-esclavo propuesto en [Chang et al., 1999]

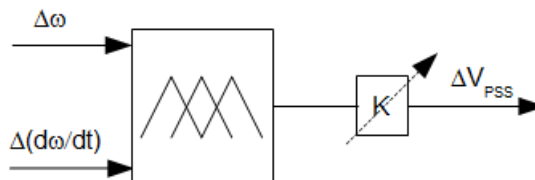


Figura 4.11: PSS borroso adaptativo propuesto en [Lakshmi y Khan, 2000]

En [Fraile Ardanuy, 2001] se propone la acción combinada de un PSS clásico y un sistema borroso, donde el PSS clásico se ajusta para funcionar correctamente en el punto de trabajo habitual y se utiliza el sistema borroso para generar una acción de control adicional que estabiliza la planta en menos tiempo cuando el sistema de potencia cambia de punto de operación.

En [Hamid et al., 1996] [Hiyama et al., 1996] [Kitauchi y Taniguchi, 1997] se muestran aplicaciones de sistemas borrosos aplicadas al diseño y ajuste de PSS en sistemas multi-máquina.

4.2.5. Sistemas de control basados en redes neuronales

La aplicación de las redes neuronales en los reguladores de los sistemas eléctricos de potencia comenzó a principios de los años noventa. Inicialmente, la red neuronal se limitaba a aprender el comportamiento de los reguladores de tensión o de los estabilizadores de sistemas de potencia clásicos

y, posteriormente, éstos se sustituían por la red. Por ejemplo, en la referencia [Fan y Xiaokui, 1993] la red neuronal se entrena para aprender el comportamiento de un PID clásico que funciona como sistema de excitación PSS, las entradas al sistema son la variación de la tensión terminal y la variación de velocidad del rotor. En [Hasanzadeh et al., 2000] se propone un esquema en el que la red neuronal se entrena para copiar el funcionamiento de un PSS borroso.

Posteriormente, se propusieron esquemas de control un poco más evolucionados. Una de las primeras técnicas de control mediante redes neuronales presentadas en la referencia básica [Narendra y Parthasarathy, 1990] consistía en aprender la dinámica inversa de la planta a controlar. Este tipo de esquemas se aplicaron en los trabajos de [Zhang et al., 1994] y [Park et al., 1996]. La dinámica inversa de la planta se identifica 'off-line' trabajando en distintos puntos de trabajo (figura 4.12a) y, posteriormente, se utiliza la red como controlador de la planta (figura 4.12b).

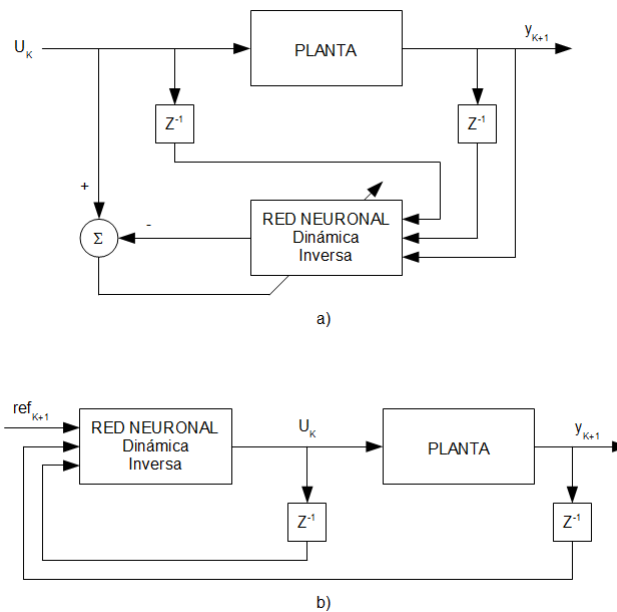


Figura 4.12: Control neuronal mediante indentificación de la dinámica inversa de la planta

Este tipo de esquemas funcionan adecuadamente a nivel teórico, pero tienen una serie de importantes inconvenientes prácticos: en general, son sistemas poco robustos, muy sensibles a los ruidos y perturbaciones de alta frecuencia [Noorgard et al., 2000].

Existen esquemas de control que resuelven algunos de estos problemas. Por ejemplo, mediante el entrenamiento específico, figura 4.13, se dispone de dos tipos de redes neuronales: una de ellas se encarga de identificar la dinámica directa de la planta (red identificadora) y, una vez aprendida esta relación, se ajusta la red controladora mediante el algoritmo de retropropagación a través de la red identificadora (los pesos de esta red permanecen constantes mientras que los pesos de la red controladora se ajustan con el objetivo de reducir una función de coste cuadrática). Este esquema requiere de un modelo de referencia que genere la respuesta adecuada que debe tener el sistema controlado, con el fin de generar una señal de error que formará parte de la función de coste.

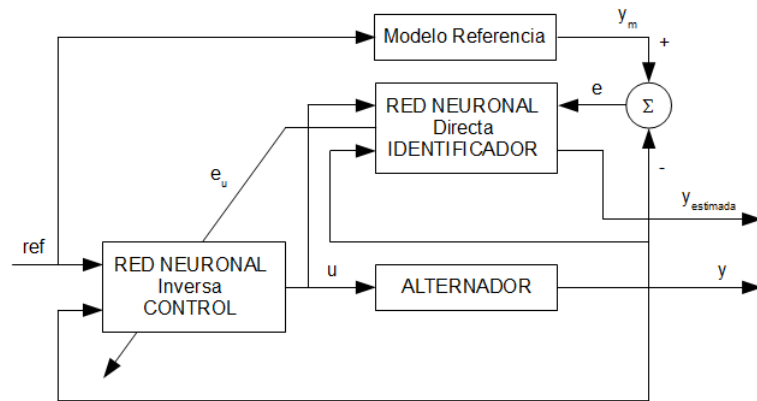


Figura 4.13: Entrenamiento específico propuesto en las referencias [Park et al., 1996] [Park y Lee, 1996] [El-Metwally et al., 1997] [Noorgard et al., 2000]

En las referencias [Park et al., 1996] [Park y Lee, 1996] [El-Metwally et al., 1997] [Malik y He, 1997] [Malik y Shamaollahi, 1997] se presentan reguladores con estos enfoques. El principal inconveniente de este método radica en que el aprendizaje especializado se realiza sobre una determinada trayectoria de la señal de referencia. Este método de control es apropiado para sistemas de seguimiento donde la trayectoria está claramente definida (por ejemplo en el control de trayectorias de brazos de robot presentado en la referencia [Zufirira et al. 1999]), pero funcionan deficientemente en sistemas de regulación como el PSS, donde es necesario mantener constantes las salidas del sistema, independientemente de las perturbaciones que sufra. Además, como el ajuste de los parámetros del controlador se realiza *on-line*, en ocasiones, al cambiar bruscamente el punto de operación de la máquina, la red tarda demasiado tiempo en ajustarse a la nueva dinámica, pasando por estados transitorios que hacen que se generen acciones de control desestabilizadoras.

Existen métodos que combinan la identificación de la dinámica de la planta mediante redes neuronales y el ajuste de un regulador mediante la teoría de control adaptativo clásica. En [Flynn et al., 1997] [Ramakrishna y Malik, 2000] [Ramakrishna y Malik, 2004] se presenta un sistema de identificación de la planta mediante redes de base radial. Este modelo neuronal contiene tanto la dinámica lineal como la no lineal del sistema eléctrico de potencia real. Posteriormente, se linealiza este modelo y se realiza el ajuste del controlador mediante la aplicación de la teoría de desplazamiento de los polos. Se han llevado a cabo aplicaciones prácticas basadas en este método que demuestran la validez del mismo, pero que no aportan nada nuevo con respecto a los esquemas propuestos en el apartado 4.3.1 [Flynn et al., 1997]. En la referencia [Ramakrishna y Malik, 2000] se muestra la aplicación de este método a sistemas multi-máquina.

En los últimos años se han propuesto redes más simples que integran el AVR y el PSS. En [Malik y Chaturvedi, 2005] se muestra que este tipo de redes son sistemas del tipo perceptrón multicapa muy sencillos, formadas por tres neuronas de entrada, seis neuronas en la capa oculta y una única neurona en la capa de salida, que se ajustan *on-line* a partir de las entradas y salidas del generador, sin necesidad de calcular sus estados.

La clave de este singular regulador neuronal radica en que el cambio de los pesos de la red durante el entrenamiento 'on-line' no sólo depende del error entre la salida y su valor deseado, sino que también depende de la forma en la que varía este error. De esta manera se evita construir una red

identificadora o un modelo de referencia [Salem et al., 2000]. En [Salem et al., 2002] se presentan los resultados experimentales de este regulador.

Debido a la similitud existente entre los sistemas de control adaptativo y la redes neuronales recurrentes, en [Zhao y Malik, 2009] se presenta un nuevo esquema de control denominado control adaptativo recurrente, el cual emplea el concepto de la retropropagación unido al algoritmo del gradiente recursivo.

4.2.6. Sistemas híbridos neuro-borrosos

Las técnicas de control borroso y neuronal pueden combinarse entre sí, puesto que son paradigmas complementarios. Ya se ha comentado que los sistemas borrosos representan una buena herramienta de control de sistemas complejos, pero que no existe un método sistemático que permita ajustar sus parámetros, funciones de pertenencia y creación de reglas, de forma automática. Por el contrario las redes neuronales han demostrado tener capacidad de aprendizaje y adaptación, pero su uso como controlador no se ha extendido en la práctica debido su comportamiento como 'caja negra' puesto que es difícil para un diseñador entender y modificar apropiadamente la red.

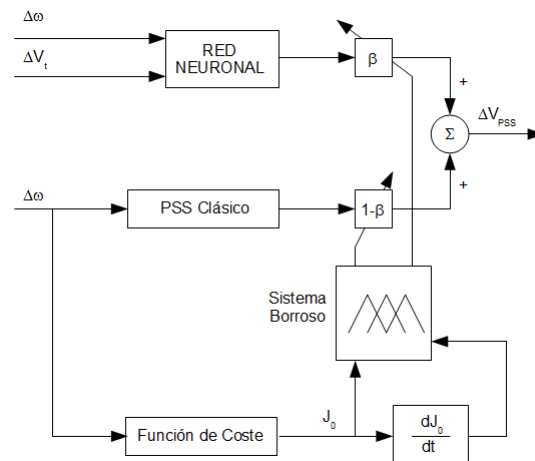


Figura 4.14: Sistema neuro-borroso propuesto en [Sharaf y Lie, 1994]

En la bibliografía existen varios artículos que combinan los sistemas borrosos con los sistemas neuronales. En [Sharaf y Lie, 1994] se diseña un regulador neuronal que complementa la acción de control de un PSS clásico. El sistema borroso pondera la acción de control de cada uno de los reguladores actuando sobre la ganancia de cada sistema tal y como se muestra en la figura 4.14. Este sistema borroso tiene como entradas el valor de la función J_0 y su derivada, dJ_0/dt . A su vez, la función J_0 es una función cuadrática que depende de la variación de la velocidad, $\Delta\omega_r$ y de su derivada, $d\Delta\omega_r/dt$.

En [Hosseinzadeh y Kalam, 1999] se propone un esquema complementario al anterior, en el que el PSS es borroso y la red neuronal modifica el valor de las ganancias en función del punto de operación del sistema. En concreto, se presenta un PSS borroso clásico cuyas entradas son la variación de la velocidad del rotor y la variación de la potencia eléctrica, y la salida es la acción de control. Tanto

las entradas como la salida están normalizadas y varían entre - 1 y 1. La red neuronal pondera la acción de las entradas, ajustando las ganancias K_d y K_p en función del punto de trabajo, tal y como se muestra en la figura 4.15, constituyendo un sistema de control adaptativo, puesto que los parámetros del regulador varían al cambiar el punto de funcionamiento del sistema controlado.

El inconveniente de este esquema es que en una aplicación real, no existe una medida directa de la reactancia de la línea jX_E y, por tanto, el esquema de control no es directamente aplicable.

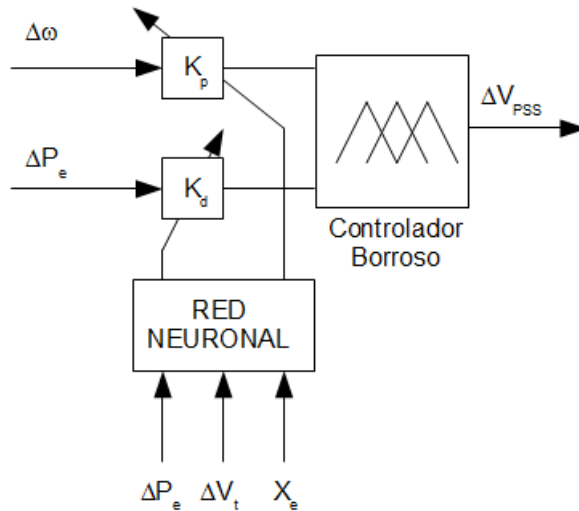


Figura 4.15: Esquema de control propuesto en [Hosseinzadeh y Kalam, 1999]

En [You et al., 2003] se diseña un PSS adaptativo basado en lógica borrosa. Los parámetros de la lógica borrosa son ajustados mediante un red neuronal *on-line*. El sistema se divide en dos subsistemas, uno es un identificador basado en mínimos cuadrados con factor de olvido y el otro un controlador adaptativo basado en reglas para amortiguar las oscilaciones. La adaptación consiste en un sistema de inferencia neuro-borroso (ANFIS), el cual emplea el valor post-perturbación de la potencia eléctrica generada y la variación de velocidad como entradas. La figura 4.16 muestra el esquema del PSS descrito.

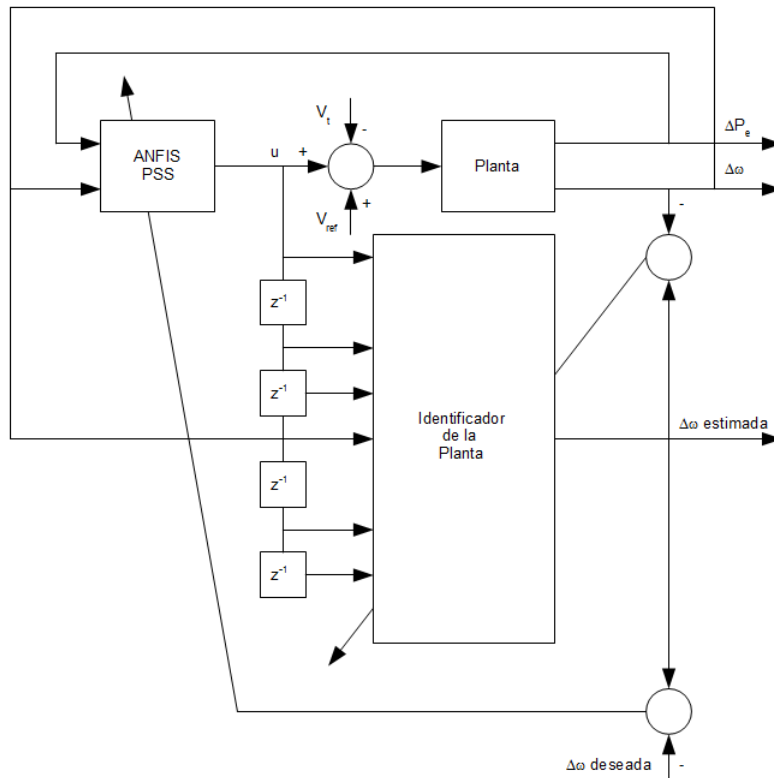


Figura 4.16: Esquema de control propuesto en [You et al., 2003]

En [Fraile Ardanuy y Zufiria, 2005] se presenta el diseño de un estabilizador de potencia que emplea como mecanismo de adaptación un sistema de inferencia neuro-borroso (ANFIS) junto con algoritmos genéticos. Inicialmente los algoritmos genéticos son empleados para ajustar un PSS clásico basado en una red de adelanto-retraso en un rango amplio de puntos de operación, para posteriormente el ANFIS aprender la relación existente entre dichos puntos de operación y los parámetros del PSS. El ANFIS selecciona de forma óptima los parámetros del PSS clásico basándose en el punto de operación en el que se encuentre el generador. El estabilizador propuesto ha sido probado en una simulación no lineal de un generador conectado a un nudo de potencia infinita. En la figura 4.17 se muestra el esquema del PSS descrito.

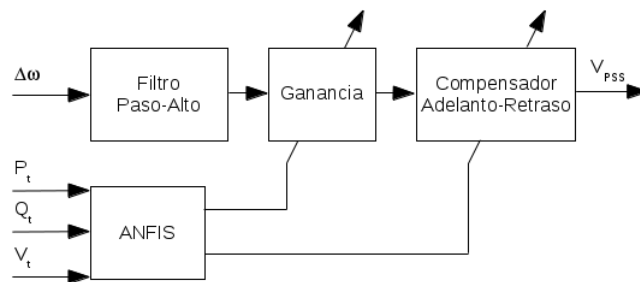


Figura 4.17: Esquema de control propuesto en [Fraile Ardanuy y Zufiria, 2005]

En la referencia [Malik y Chaturvedi, 2008] se propone un regulador borroso adaptativo formado por un predictor basado en un neurón generalizado (GN) y un controlador borroso, el cual es representado por un conjunto de reglas y una base de datos. Dos parámetros, uno de ellos la salida de GN y el otro las condiciones de operación del sistema, son empleados por el mecanismo de adaptación para ajustar el regulador borroso a las diferentes condiciones de operación. El esquema de control empleado aparece representando en la figura 4.18.

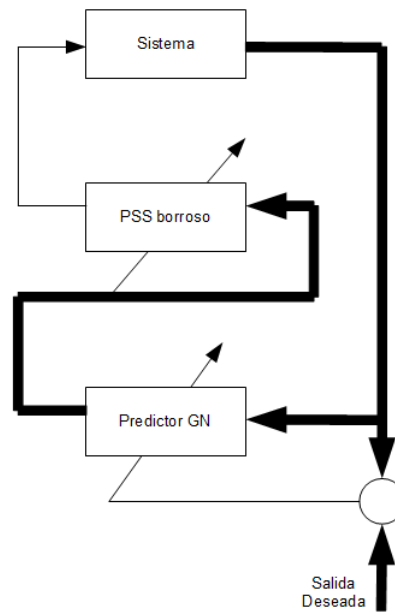


Figura 4.18: Esquema de control propuesto en [Malik y Chaturvedi, 2008]

4.2.7. Sistemas adaptativos predictivos expertos

La metodología del control predictivo se introdujo en 1974 en una tesis doctoral [Martín Sánchez, 1974]. Como consecuencia, el principio básico original fue formalmente definido en una patente norteamericana [Martín Sánchez, 1976a] y presentado en [Martín Sánchez, 1976b]. El principio puede expresarse en los siguientes términos: *Basándose en un modelo del proceso, el control predictivo es el que hace que la salida dinámica del proceso predicha por un modelo se igual a una salida dinámica deseada convenientemente elegida*. Definido de esta forma, el control predictivo es de sentido común y su objetivo de control tiene un significado claramente físico.

La estrategia de control predictivo puede ser implementada a través de un modelo predictivo y un bloque conductor, como se muestra en el diagrama de bloques de la figura 4.19.

Como se ha mencionado, el modelo predictivo genera a partir de los valores previos de entrada y salida del proceso, la señal de control que hace que la salida predicha del proceso sea igual a la salida deseada. Ésta será generada por el bloque conductor, el cual es un concepto esencial en el control predictivo.

El diseño original del bloque conductor generaba una trayectoria deseada que, a partir de los

valores actuales de la salida del proceso, convergía hacia la consigna siguiendo la dinámica deseada. Esta trayectoria se redefinía en cada instante de control y se denominó *trayectoria deseada proyectada* (PDT). Una forma sencilla de generarla consiste en usar la salida de un modelo estable con la dinámica deseada, el cual tiene como señal de entrada la consigna y usa las salidas actuales del proceso como condiciones iniciales.

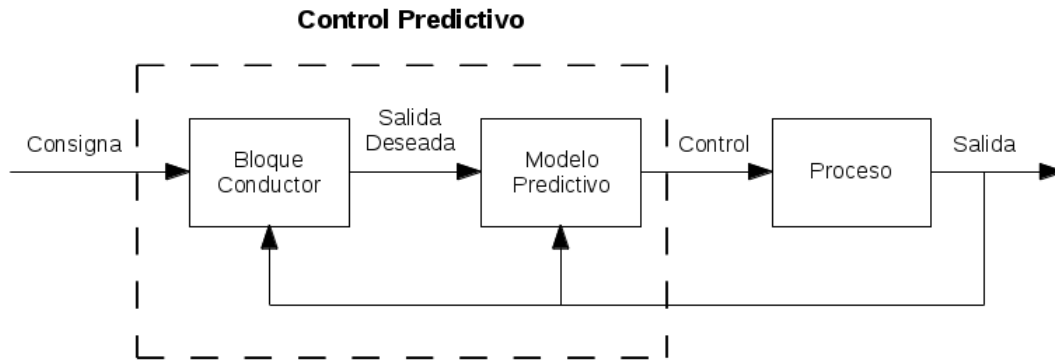


Figura 4.19: Diagrama de bloques del control predictivo

A partir de la operación del bloque conductor se derivó el concepto de *trayectoria deseada conductora* (DDT). Ésta era producida a partir de los primeros valores de cada una de las trayectorias deseadas proyectadas definidas en los instantes de control consecutivos. Entonces, la DDT es generada punto a punto en tiempo real, y a partir de sus valores se calculará la acción de control basándose en el principio del control predictivo. De esta forma, esta trayectoria es la única que guía la salida del proceso a la consigna de la forma deseada: rápidamente, sin oscilaciones y compatible con los límites existentes en la acción de control.

El hecho de que la DDT sea redefinida en cada instante de control a partir de la salida actual del proceso, fue un factor clave para obtener resultados satisfactorios en muchas aplicaciones prácticas, dado que ayudó a que la trayectoria de salida del proceso fuera físicamente realizable. El concepto de que la DDT sea físicamente realizable es de gran relevancia teórica y práctica y puede definirse como: *se dice que una DDT es físicamente realizable si, en cualquier instante de control, puede ser llevada a cabo a través de la aplicación de una señal de control que siempre permanezca dentro de sus límites.*

El concepto de bloque conductor como se definió en [Martín Sánchez, 1976a] era diferente del concepto previo de modelo de referencia existente en los MRAS, donde la salida del modelo de referencia era generada a partir de las salidas previas de dicho modelo sin considerar ninguna redefinición durante su funcionamiento. También se ha de mencionar que, el control predictivo ha marcado una diferencia con respecto a la estrategia de control previamente desarrollada en los reguladores autoajustable de mínima varianza [Aström, 1973] [Clarke y Gawthrop, 1975].

La formulación original del control predictivo consideraba un único paso de predicción para el cálculo de la acción de control y el diseño del bloque conductor no empleaba la información disponible sobre la dinámica del proceso contenida en el modelo predictivo. Esta forma de aplicar el control predictivo es conocida como estrategia básica del control predictivo. Aunque exitosa en muchas aplicaciones dentro del contexto adaptativo, tenía importantes limitaciones para procesos

con inverso inestable, debido a que da lugar a la generación de una secuencia de acciones de control no acotadas.

Dentro del contexto industrial no es muy frecuente esperar un rendimiento excelente del control predictivo, principalmente es debido a la naturaleza variable y desconocida de la dinámica de los procesos. Obviamente, cuando las predicciones no son satisfactorias debido al desajuste de los parámetros del modelo, sería conveniente tener un mecanismo de adaptación capaz de ajustar dichos parámetros con el objetivo de reducir el error de predicción a cero.

Por consiguiente, el control predictivo fue ya introducido en el contexto de un control adaptativo predictivo (APC) [Martín Sánchez, 1974] [Martín Sánchez, 1976a] [Martín Sánchez, 1976b] mediante la combinación de un sistema de control predictivo con un sistema adaptativo, tal y como se muestra en la figura 4.20. Como se puede observar, la mitad derecha de esta figura representa un sistema adaptativo similar a los empleados por los MRAS para la identificación del proceso.

Dado que el conocimiento adquirido sobre la dinámica del proceso a través del mecanismo de adaptación debería ser aplicado de forma inmediata en el control predictivo, parece lógico pensar que el mismo modelo sea empleado tanto para el esquema adaptativo como para el esquema predictivo. Por dicha razón, en la figura 4.20 se muestra el modelo adaptativo-predictivo (AP) en una estructura serie-paralelo desempeñando las dos funciones siguientes:

- Dentro del sistema adaptativo, el modelo AP recibe la misma señal de entrada que el proceso y genera la salida del modelo que, comparada con la salida del proceso, permite al mecanismo de adaptación ajustar sus parámetros con el objetivo de obtener un resultado de estabilidad en el mismo sentido que en los MRAS.
- Dentro del esquema predictivo, el modelo AP calcula la señal de control a partir de la salida deseada generada por el bloque conductor. Este cálculo lleva implícito el principio del control predictivo, que se traduce en que la salida deseada sea igual a la salida predicha.

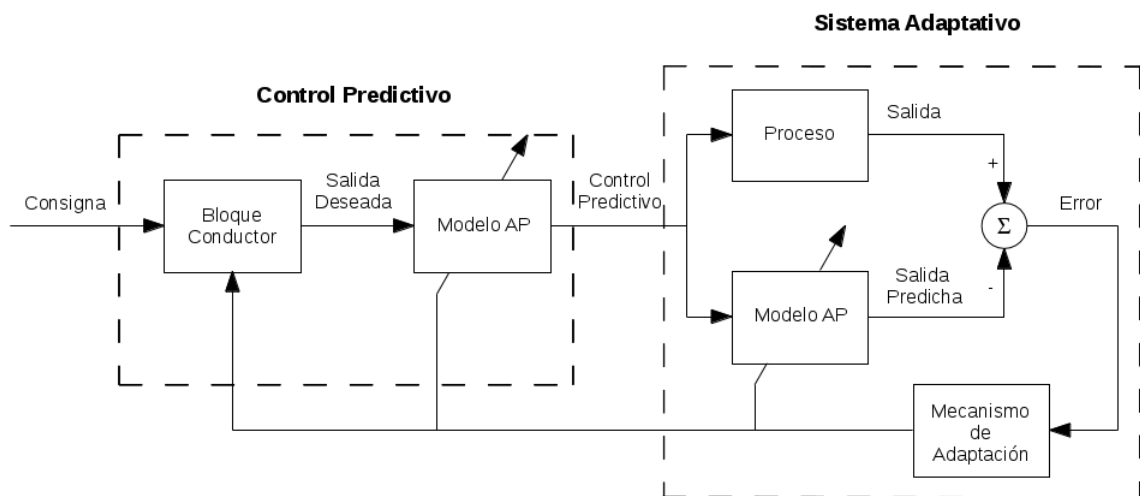


Figura 4.20: Diagrama de bloques del sistema de control adaptativo predictivo

Por consiguiente, cuando el mecanismo de adaptación hace que la diferencia entre la salida del proceso y la salida del modelo tienda hacia cero, la diferencia entre la salida del proceso y la salida deseada también tiende a cero. En este sentido, la estabilidad global del sistema APC puede ser alcanzada bajo un diseño apropiado del bloque conductor.

Dentro del ámbito de la energía, en [Pérez et al., 1994] se presenta la aplicación real de un sistema control adaptativo predictivo en la central térmica de carbón de Pasaje de San Juan, propiedad de la empresa Iberdrola, para el control de la temperatura del vapor sobrecalentado, nivel del calderín, agua de alimentación y proceso de combustión. De los resultados mostrados, se observa que el rendimiento mejorado del sistema de control adaptativo predictivo frente al control PID anterior es principalmente debido a la capacidad de adaptación que tiene dicho sistema de control, que lo capacita para enfrentarse a las perturbaciones no medibles y a los fuertes cambios dinámicos que tiene la central térmica cuando cambia de punto de operación.

La experiencia adquirida de las aplicaciones industriales demostró la importancia de usar el conocimiento disponible del proceso en el esquema de control. Nuevos resultados en el campo del control adaptativo predictivo y su aplicación industrial involucran el uso de este conocimiento dentro del controlador y también en el desarrollo de las estrategias de control para optimizar el rendimiento del proceso, tal y como se describe a continuación.

El control adaptativo predictivo experto [Martín Sánchez, 2003] [Martín Sánchez y Rodellar, 2005] ha sido introducido con el objetivo de integrar y generalizar el uso del conocimiento disponible del proceso dentro de la operación del control. Por lo tanto, los controladores adaptativos predictivos expertos integran diferentes dominios de operaciones, en los cuales el control adaptativo predictivo o el control experto es configurado y aplicado, de una forma coherente y complementaria.

En la figura 4.21 muestra el diagrama de bloques de un controlador adaptativo predictivo experto, el cual es similar al mostrado en la figura 4.20 para un controlador adaptativo predictivo pero añadiendo un bloque experto en la parte superior. Este bloque experto identifica el dominio en el cual se encuentra operando el proceso en tiempo real y en función de eso determina si se debería de aplicar un control experto o un control adaptativo predictivo.

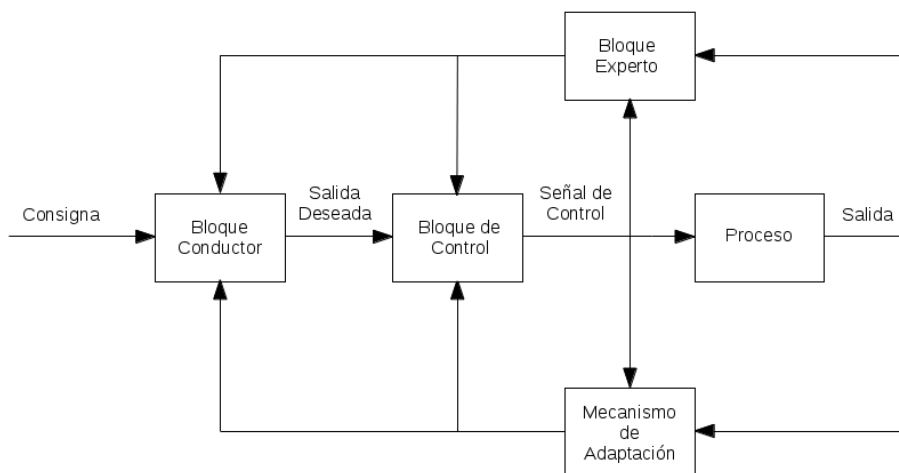


Figura 4.21: Diagrama de bloques del sistema de control adaptativo predictivo experto

En el primer caso, el bloque de control mostrado en la figura 4.21 se comporta como un modelo adaptativo predictivo. En el segundo caso, el bloque de control se comporta como un sistema experto que emplea un conjunto de reglas para controlar el proceso en el dominio donde un control manual ofrecería un control más robusto y eficiente que el control adaptativo predictivo.

Aplicaciones industriales dentro del ámbito de la energía en las cuales se aplica el control adaptativo predictivo experto se encuentran en [Nevado et al., 2010] [Nevado et al., 2012] [Requena et al., 2012].

4.3. Conclusiones

En este capítulo hemos analizado el estado del arte en el diseño de los estabilizadores de potencia y las ventajas y limitaciones de los mismos en función de las distintas metodologías de control empleadas. Los estabilizadores de potencia aplicados en la práctica industrial están basados en la teoría clásica analizada en el capítulo 3. Es de mencionar que la mayoría de los trabajos basados en técnicas de control avanzadas encontrados en la literatura tienen un carácter teórico, de aplicación únicamente en plantas pilotos o en laboratorio.

Los PSS actualmente en uso están basados en métodos clásicos de control los cuales presentan un diseño con parámetros fijos que es sencillo y sistematizado. Este enfoque limita su rendimiento al punto de operación para el cual han sido diseñados, deteriorándose el mismo en el resto de puntos de funcionamiento del generador, por falta de ajuste de sus parámetros. En los artículos consultados no se muestran ensayos exhaustivos con este tipo de diseño, únicamente se presentan pequeñas variaciones en torno al mencionado punto de diseño, lo cual no es representativo de su rendimiento global.

Debido a las limitaciones de ajuste en los sistemas de control clásicos, surgen las técnicas de control adaptativo en el intento de obtener un rendimiento satisfactorio en un rango más amplio de operación del generador. Las técnicas más populares que se encuentran en la literatura son los sistemas adaptativos con modelo de referencia (MRAS) y los reguladores autoajustables (STR). En la mayoría de los artículos referidos a la aplicación de estas técnicas, no se especifican detalladamente los modelos de los sistemas eléctricos de potencia empleados, ni cual es el muestreo de las señales de entrada, ni el modelo discreto propuesto en el controlador ni el orden del mismo, que son necesarios por ejemplo, para poder definir los esquemas de control basados en el método de los mínimos cuadrados recursivos. En lo relativo al algoritmo, tampoco especifican el valor inicial de la matriz de covarianza, factor de olvido, etc., que resultan necesarios para su aplicación.

Aquellos reguladores autoajustables basados en una función de coste cuadrática precisan del conocimiento de todas las variables de estado y, aunque en ciertos casos, pueden llegar a estimarse a través de observadores de estado, su implementación es de difícil realización práctica dado que por ejemplo la impedancia de la línea no es directamente medible.

El número de trabajos basados en control borroso ha sido muy amplio, debido principalmente a su fácil diseño e implementación a través de prototipos en laboratorio. Los esquemas implementados tienen, asimismo, parámetros fijos y en consecuencia no son adaptativos, convirtiendo este hecho en una de sus principales limitaciones que se añade al hecho de la inexistencia de un método de ajuste sistematizado.

Dentro de las referencias sobre el diseño de estabilizadores de potencia con redes neuronales, la mayor parte de los esquemas empleados utiliza la identificación de la dinámica inversa de la planta a controlar. Sus inconvenientes son: (i) la falta de robustez del regulador cuando las señales tienen ruido, (ii) la planta inversa tenga una característica dinámica con inverso inestable, lo cual da lugar a una secuencia de acciones de control no acotada que provoca la desestabilización del proceso y (iii) la falta de un método de diseño sistemático.

Una de las líneas de investigación más relevantes actualmente es la de los sistemas de control adaptativo predictivo experto, de cuyas aplicaciones existen numerosas referencias en la literatura [Martín Sánchez (Guest Editor), 2012]. Este tipo de sistemas de control han superado en el área industrial el problema del desajuste de los sistemas de control con parámetros fijos y los de estabilidad propios de los sistemas adaptativos previamente mencionados, aunque no se han aplicado nunca en el campo de los estabilizadores de potencia, lo cual es objeto del siguiente capítulo.

Capítulo 5

Diseño de un Estabilizador Adaptativo Predictivo Experto de Sistemas de Potencia

5.1. Introducción

Para superar las limitaciones de los estabilizadores de potencia (PSS) analizados en el capítulo anterior, en este capítulo se presenta un esquema de control que soluciona estos inconvenientes. Se propone un estabilizador de potencia basado en la metodología de control adaptativo predictivo, a la que añade como componente experto [Martín Sánchez y Rodellar, 2005] la capacidad de modificar su configuración en función del dominio de trabajo del sistema eléctrico de potencia.

En este capítulo la sección 5.2 efectúa una descripción del estabilizador de potencia propuesto y de los bloques que lo forman. A la explicación de cada uno de éstos le acompaña un conjunto de pequeños ejemplos que ayudan a su entendimiento. La sección 5.3 muestra la expresión analítica de la función de transferencia en terminales del PSS, para posteriormente analizar la variación de sus coeficientes en función de punto de operación del generador y la situación de la red eléctrica externa. La sección 5.4 presenta la definición de las diferentes regiones de trabajo del estabilizador de potencia propuesto y que servirán para definir la configuración óptima en cada una de ellas. La sección 5.5 establece una guía general de los pasos a seguir para la configuración del estabilizador en cada una de las regiones de trabajo, pasos que son aplicables para cualquier generador y red eléctrica externa, siendo únicamente necesario conocer los parámetros básicos de la máquina. La sección 5.6 presenta las conclusiones del capítulo.

5.2. Descripción del sistema de control propuesto

En la figura 5.1 se muestra un esquema del sistema de control propuesto. Como se puede observar, este esquema se basa en un controlador discreto adaptativo predictivo experto, el cual se compone de los siguientes bloques:

- Bloque conductor
- Modelo predictivo
- Mecanismo de adaptación
- Bloque experto

En las siguientes subsecciones se explican cada uno de los bloques.

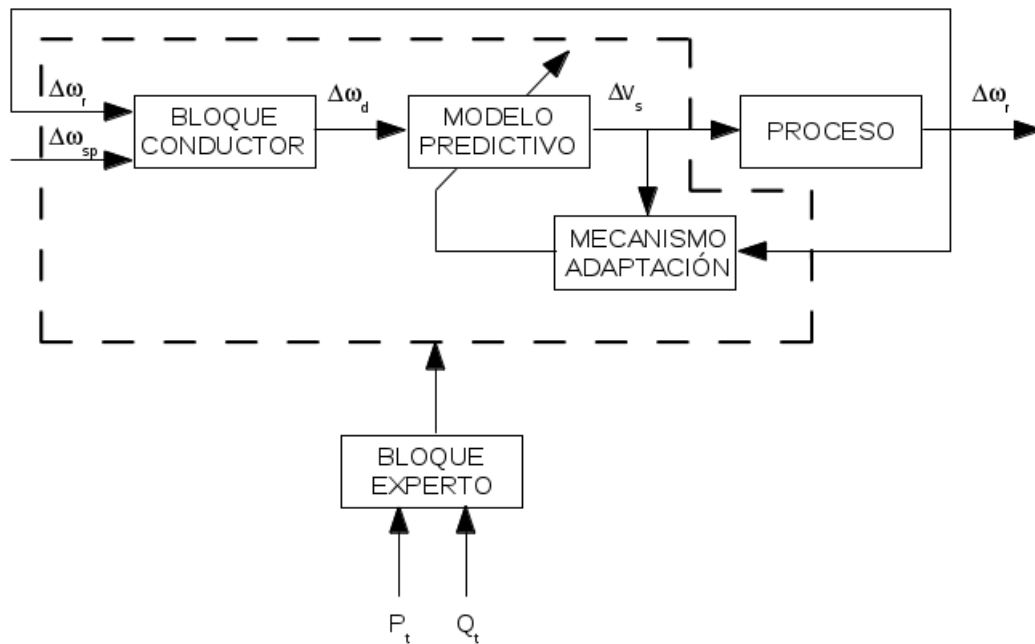


Figura 5.1: Sistema de control mediante un PSS adaptativo predictivo experto

5.2.1. Bloque conductor

El bloque conductor tiene por objetivo generar la trayectoria de salida deseada (desvío deseado de velocidad del rotor, $\Delta\omega_d$) de forma que guíe la salida del proceso (desvío de velocidad del rotor, $\Delta\omega_r$) hacia la consigna ($\Delta\omega_{sp}$) de forma óptima.

Partiendo de esta idea, se pretende que la salida deseada pertenezca a una trayectoria que, partiendo de los valores medidos de la salida del proceso, alcance la consigna en forma suave, sin acciones de control abruptas, pero al mismo tiempo rápidamente y sin oscilaciones. Esta trayectoria que tendrá que ser redefinida en cada instante k , cuando llega la nueva medida de la salida del proceso, será denominada *trayectoria deseada proyectada* (TDP_k) [Martín Sánchez y Rodellar, 2005].

Una forma sencilla y eficaz de generar este tipo de trayectoria consiste en utilizar la salida de un modelo de segundo orden con amortiguamiento crítico y ganancia unitaria como salida deseada, que tiene como entrada la consigna y que, como condiciones iniciales, tiene las salidas del proceso medidas en el instante actual y en instantes anteriores.

La expresión de la trayectoria deseada puede definirse mediante la siguiente ecuación,

$$\Delta\omega_d(k+1|k) = \alpha_1 \cdot \Delta\omega_d(k|k) + \alpha_2 \cdot \Delta\omega_d(k-1|k) + \beta_1 \cdot \Delta\omega_{sp}(k) + \beta_2 \cdot \Delta\omega_{sp}(k-1) \quad (5.1)$$

donde

$$\Delta\omega_d(k+1-i|k) = \Delta\omega_r(k+1-i) \quad i = 1, 2$$

y los valores de los parámetros α_1 , α_2 , β_1 y β_2 se calculan en la sección 5.2.1.1 de forma que cumplan con las especificaciones dinámicas y estáticas mencionadas en el párrafo anterior.

Para la aplicación de un control predictivo, la expresión del bloque conductor mostrada en la ecuación 5.1 es válida únicamente para el caso en el cual el horizonte de predicción es igual a uno, control predictivo básico. La aplicación de este tipo de control predictivo tiene limitaciones cuando el proceso a controlar es de fase no mínima o inverso inestable, ya que da lugar a una serie de acciones de control no acotadas [Martín Sánchez y Rodellar, 2005]. Por esta razón, en la práctica habitual se hace necesario aplicar un control predictivo con un horizonte de predicción mayor que uno, control predictivo extendido, que implica modificar la expresión 5.1 de forma que sea válida para cualquier horizonte de predicción.

La expresión de la trayectoria deseada para cualquier horizonte de predicción (λ) puede definirse mediante la siguiente ecuación,

$$\Delta\omega_d(k+\lambda|k) = \varphi_1^{(\lambda)} \cdot \Delta\omega_d(k|k) + \varphi_2^{(\lambda)} \cdot \Delta\omega_d(k-1|k) + \delta_1^{(\lambda)} \cdot \Delta\omega_{sp}(k) + \delta_2^{(\lambda)} \cdot \Delta\omega_{sp}(k-1) \quad (5.2)$$

donde

$$\Delta\omega_d(k+1-i|k) = \Delta\omega_r(k+1-i) \quad i = 1, 2$$

y los valores de los parámetros $\varphi_1^{(\lambda)}$, $\varphi_2^{(\lambda)}$, $\delta_1^{(\lambda)}$ y $\delta_2^{(\lambda)}$ se calculan en la sección 5.2.1.2 a partir de los valores de los parámetros α_1 , α_2 , β_1 y β_2 calculados en la sección 5.2.1.1.

El bloque conductor es un concepto esencial en el control predictivo, sin el cual un control predictivo con un horizonte de predicción igual a uno se aproximaría a un control de mínima varianza [Aström, 1970].

5.2.1.1. Cálculo de los parámetros de la trayectoria deseada para un control predictivo básico

Partiendo de que se desea que la trayectoria deseada siga una dinámica de segundo orden con una ganancia unitaria, la trayectoria deseada queda definida de forma general mediante la siguiente función de transferencia de segundo orden en el plano S:

$$\frac{\Delta\omega_d(s)}{\Delta\omega_{sp}(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.3)$$

Donde ω_n es la frecuencia natural no amortiguada y ξ el coeficiente de amortiguamiento.

Por otro lado, considerando que el coeficiente de amortiguamiento ha de ser crítico, es decir, igual a la unidad. La función de transferencia de la trayectoria deseada queda expresada como:

$$\frac{\Delta\omega_d(s)}{\Delta\omega_{sp}(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.4)$$

Aplicando un muestreo de valor CP segundos y un retenedor de orden cero a la función de transferencia definida por la ecuación 5.4, se obtiene la función de transferencia discreta en el plano Z de la siguiente forma:

$$\frac{\Delta\omega_d(z)}{\Delta\omega_{sp}(z)} = \mathcal{Z} \left[\frac{1 - e^{-CPs}}{s} \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n s + \omega_n^2} \right] \quad (5.5)$$

Tomando en consideración que el término $1 - e^{-CPs}$ es igual a $1 - z^{-1}$ la ecuación 5.5 queda de la forma:

$$\frac{\Delta\omega_d(z)}{\Delta\omega_{sp}(z)} = (1 - z^{-1}) \cdot \mathcal{Z} \left[\frac{\omega_n^2}{s \cdot (s^2 + 2\omega_n s + \omega_n^2)} \right] \quad (5.6)$$

A continuación, se aplica el método de descomposición de fracciones simples al término entre corchetes de la ecuación 5.6 con el objetivo de obtener una expresión más sencilla para hallar la transformada en Z. Los cálculos son los siguientes:

$$\frac{\omega_n^2}{s(s^2 + 2\omega_n s + \omega_n^2)} = \frac{\omega_n^2}{s(s + \omega_n)(s + \omega_n)} = \frac{A}{s} + \frac{B}{(s + \omega_n)} + \frac{C}{(s + \omega_n)^2} \quad (5.7)$$

$$\frac{\omega_n^2}{s(s^2 + 2\omega_n s + \omega_n^2)} = \frac{A \cdot (s^2 + 2\omega_n s + \omega_n^2) + B \cdot s(s + \omega_n) + C \cdot s}{s(s + \omega_n)^2} \quad (5.8)$$

$$A + B = 0 \quad 2\omega_n A + \omega_n B + C = 0 \quad \omega_n^2 A = \omega_n^2 \quad (5.9)$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones mostrado en 5.9, los resultados que se obtienen para A, B y C son **A=1**, **B=-1**, **C=-ω_n**.

A partir de los resultados obtenidos, la ecuación 5.7 se puede expresar como:

$$\frac{\omega_n^2}{s(s^2 + 2\omega_n s + \omega_n^2)} = \frac{1}{s} - \frac{1}{(s + \omega_n)} - \frac{\omega_n}{(s + \omega_n)^2} \quad (5.10)$$

Mediante una tabla de transformadas del plano S al plano Z podemos obtener la transformada en Z de los términos a la derecha de la igualdad de la ecuación 5.10. La expresión resultante es:

$$\frac{\omega_n^2}{s(s^2 + 2\omega_n s + \omega_n^2)} = (1 - z^{-1}) \cdot \left[\frac{1}{1 - z^{-1}} - \frac{1}{1 - e^{-\omega_n CP} \cdot z^{-1}} - \frac{\omega_n \cdot CP \cdot e^{-\omega_n CP} \cdot z^{-1}}{(1 - e^{-\omega_n CP} \cdot z^{-1})^2} \right] \quad (5.11)$$

Operando con la expresión 5.11 se obtiene como expresión final en el plano Z:

$$\frac{\Delta\omega_d(z)}{\Delta\omega_{sp}(z)} = \frac{[1 - (1 + \omega_n CP) \cdot e^{-\omega_n CP}] \cdot z^{-1} + [e^{-\omega_n CP} - (1 - \omega_n CP)] \cdot e^{-\omega_n CP} \cdot z^{-2}}{1 - 2e^{-\omega_n CP} \cdot z^{-1} + e^{-2\omega_n CP} \cdot z^{-2}} \quad (5.12)$$

Expresando la ecuación 5.12 en forma de una ecuación en diferencias, la ecuación que se deriva es la siguiente:

$$\begin{aligned} \Delta\omega_d(k) &= 2e^{-\omega_n CP} \cdot \Delta\omega_d(k - 1) - e^{-2\omega_n CP} \cdot \Delta\omega_d(k - 2) \\ &+ [1 - (1 + \omega_n CP) \cdot e^{-\omega_n CP}] \cdot \Delta\omega_{sp}(k - 1) \\ &+ [[e^{-\omega_n CP} - (1 - \omega_n CP)] \cdot e^{-\omega_n CP}] \cdot \Delta\omega_{sp}(k - 2) \end{aligned} \quad (5.13)$$

Si comparamos las expresiones 5.1 y 5.13 se deducen los parámetros generales de la trayectoria deseada, siendo sus valores los mostrados a continuación:

$$\begin{aligned}
 \alpha_1 &= 2e^{-\omega_n CP} \\
 \alpha_2 &= -e^{-2\omega_n CP} \\
 \beta_1 &= 1 - (1 + \omega_n CP) \cdot e^{-\omega_n CP} \\
 \beta_2 &= [e^{-\omega_n CP} - (1 - \omega_n CP)] \cdot e^{-\omega_n CP}
 \end{aligned} \tag{5.14}$$

Según [Ogata, 1998] adoptando el criterio del 98 %, el tiempo de establecimiento de un sistema de segundo orden con un coeficiente de amortiguamiento unitario se puede definir como:

$$t_s = \frac{6}{\omega_n} \tag{5.15}$$

Teniendo en cuenta, que nuestro objetivo es que la trayectoria deseada alcance la nueva consigna en n periodos de control, el tiempo de establecimiento (t_s) se puede definir como:

$$t_s = n \cdot CP \tag{5.16}$$

Sustituyendo la expresión 5.16 en 5.15 se obtiene la nueva ecuación expresada en función de n .

$$n \cdot CP = \frac{6}{\omega_n} \tag{5.17}$$

De las expresiones mostradas en 5.14 se observa que el producto $\omega_n \cdot CP$ aparece en todas ellas.

Operando la ecuación 5.17 se obtiene el valor de $\omega_n \cdot CP$, el cual si se sustituye en 5.14 nos proporciona los parámetros de la trayectoria deseada en función de n , tal y como se muestra a continuación.

$$\begin{aligned}
 \alpha_1 &= 2e^{-\frac{6}{n}} \\
 \alpha_2 &= -e^{-\frac{12}{n}} \\
 \beta_1 &= 1 - \left(1 + \frac{6}{n}\right) \cdot e^{-\frac{6}{n}} \\
 \beta_2 &= \left[e^{-\frac{6}{n}} - \left(1 - \frac{6}{n}\right)\right] \cdot e^{-\frac{6}{n}}
 \end{aligned} \tag{5.18}$$

En las figuras 5.2 y 5.3 se muestra la evolución de los parámetros mostrados en la ecuación 5.18 y las diferentes trayectorias deseadas cuando se varía el valor del parámetro n , respectivamente.

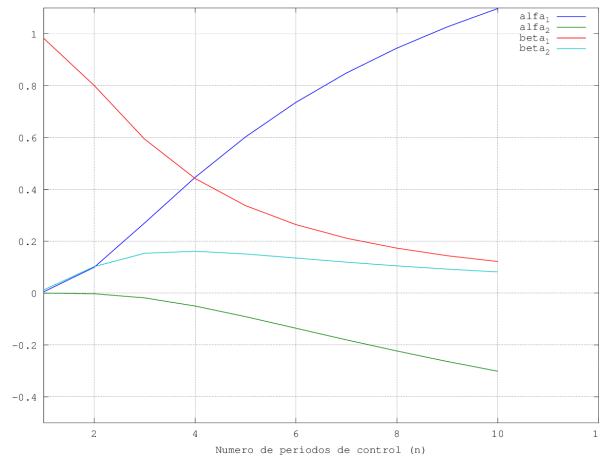


Figura 5.2: Variación de los parámetros de la trayectoria deseada al variar el parámetro n

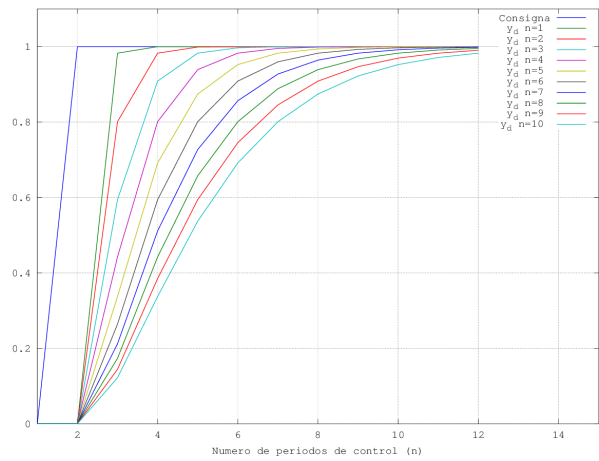


Figura 5.3: Trayectorias deseadas al variar el parámetro n

5.2.1.2. Cálculo de los parámetros de la trayectoria deseada para un control predictivo extendido

Partiendo de los parámetros calculados en la sección anterior y mostrados en 5.18, el cálculo de éstos para un horizonte de predicción mayor que uno se efectúa mediante el siguiente algoritmo recursivo

$$\begin{aligned}
 \varphi_1^{(j)} &= \varphi_1^{(j-1)} \cdot \alpha_1 + \varphi_2^{(j-1)} & j &= 2, \dots, \lambda \\
 \varphi_2^{(j)} &= \varphi_1^{(j-1)} \cdot \alpha_2 & j &= 2, \dots, \lambda \\
 \delta_1^{(j)} &= \varphi_1^{(j-1)} \cdot \beta_1 + \delta_2^{(j-1)} + \delta_1^{(j-1)} & j &= 2, \dots, \lambda \\
 \delta_2^{(j)} &= \varphi_1^{(j-1)} \cdot \beta_2 & j &= 2, \dots, \lambda
 \end{aligned} \tag{5.19}$$

En la figuras 5.4 y 5.5 se muestra la evolución de los parámetros de la trayectoria deseada cuando se varía el horizonte de predicción (λ) para un valor de $n=5$ periodos de control y $n=9$ periodos de

control, respectivamente.

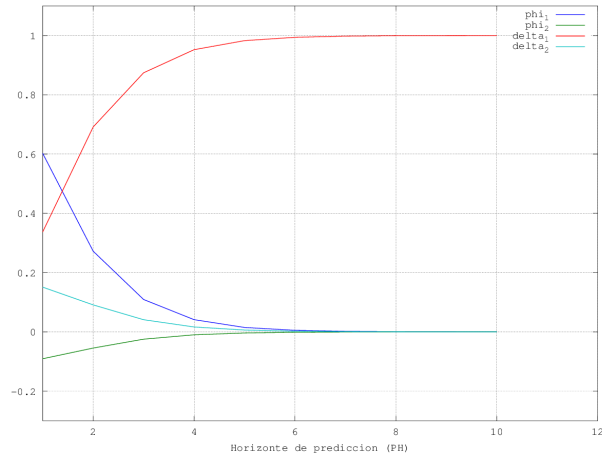


Figura 5.4: Variación de los parámetros de la trayectoria deseada al variar λ para $n=5$

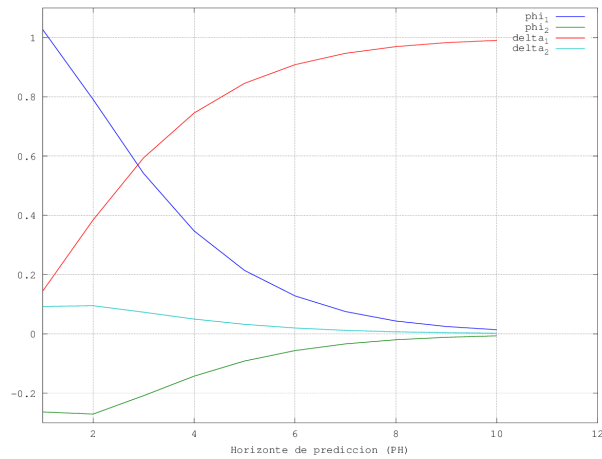


Figura 5.5: Variación de los parámetros de la trayectoria deseada al variar λ para $n=9$

Como se puede observar en las figuras 5.4 y 5.5, a medida que se aumenta el horizonte de predicción (λ) el valor de los parámetros $\varphi_1^{(\lambda)}$, $\varphi_2^{(\lambda)}$ y $\delta_2^{(\lambda)}$ tiende a cero, mientras que el valor del parámetro $\delta_1^{(\lambda)}$ tiende a uno. Adicionalmente, se observa que a partir de un valor del horizonte de predicción (λ) igual al parámetro n más dos periodos de control, incrementos superiores en aquel no modifica los valores de los parámetros que definen la trayectoria deseada. Por lo tanto, parece lógico elegir como horizonte de predicción máximo el valor del parámetro n más dos periodos de control. Tomando en cuenta esta limitación y considerando la ecuación 5.2, la expresión que definiría la trayectoria deseada para un horizonte de predicción (λ) igual al parámetro n , sería la siguiente:

$$\Delta\omega_d(k + n + 2|k) = \Delta\omega_{sp}(k) \quad (5.20)$$

De la ecuación 5.20 se deduce en primer lugar que el bloque conductor nos proporcionaría un valor de la salida deseada igual al valor de la consigna, y en segundo lugar nos indica que la dinámica de la trayectoria deseada desaparece completamente.

5.2.2. Modelo predictivo

El modelo predictivo tiene por objetivo calcular la señal de control que hace que la salida del proceso predicha (desvío de velocidad del rotor predicho, $\Delta\hat{\omega}_r$) esté contenida en la trayectoria deseada generada por el bloque conductor.

5.2.2.1. Control predictivo básico

El control predictivo básico es aquel en el que el horizonte de predicción es igual a uno. La expresión general del modelo predictivo que se emplea se describe mediante la siguiente ecuación,

$$\Delta\hat{\omega}_r(k+1|k) = \sum_{i=1}^{\hat{n}} \hat{a}_i \cdot \Delta\omega_r(k+1-i) + \sum_{i=1}^{\hat{m}} \hat{b}_i \cdot \Delta v_s(k+1-i) \quad (5.21)$$

donde

$\Delta v_s(k+1-i)$ = incremento de tensión emitido por el PSS en el instante $k+1-i$ en p.u.

$\Delta\hat{\omega}_r(k+1|k)$ = desvío de velocidad del rotor estimado en el instante $k+1$ en p.u.

$\Delta\omega_r(k+1-i)$ = valor medido del desvío de velocidad del rotor para el instante $k+1-i$ en p.u.

\hat{a}_i y \hat{b}_i = parámetros estimados de la dinámica del proceso.

Los parámetros estimados se irán modificando en cada periodo de control debido a la actuación del mecanismo de adaptación, tal y como se describirá en la sección 5.2.3, con objeto de adaptarse a la dinámica variable del proceso y de esa forma disponer en cada momento del mejor modelo que describa el comportamiento dinámico del proceso.

La aplicación del control predictivo básico contempla la ejecución de las siguientes operaciones en cada instante de control k :

1. Cálculo de la salida deseada en $k+1$, $\Delta\omega_d(k+1|k)$, que corresponderá al valor en $k+1$ de la trayectoria deseada definida por la ecuación 5.1, que reescribimos de nuevo:

$$\Delta\omega_d(k+1|k) = \alpha_1 \cdot \Delta\omega_r(k) + \alpha_2 \cdot \Delta\omega_r(k-1) + \beta_1 \cdot \Delta\omega_{sp}(k) + \beta_2 \cdot \Delta\omega_{sp}(k-1) \quad (5.22)$$

2. Partiendo de que la salida del proceso predicha, $\Delta\hat{\omega}_r(k+1|k)$, ha de ser igual a la salida deseada generada por el bloque conductor, $\Delta\omega_d(k+1|k)$, el cálculo de la señal de control predictivo $\Delta v_s(k)$ se define como:

$$\Delta v_s(k) = \frac{\Delta\omega_d(k+1|k) - \sum_{i=1}^{\hat{n}} \hat{a}_i \cdot \Delta\omega_r(k+1-i) - \sum_{i=2}^{\hat{m}} \hat{b}_i \cdot \Delta v_s(k+1-i)}{\hat{b}_1} \quad (5.23)$$

5.2.2.2. Ejemplos de aplicación de control predictivo básico

En esta sección se muestran ejemplos de aplicación de control predictivo básico para diferentes configuraciones del parámetro n del bloque conductor, a un proceso descrito por la siguiente ecuación

$$\Delta\omega_r(k) = \Delta\omega_r(k-1) - 0,19 \cdot \Delta\omega_r(k-2) + 0,1 \cdot \Delta v_s(k-1) + 0,09 \cdot \Delta v_s(k-2)$$

donde $\Delta\omega_r(k)$, $\Delta\omega_r(k-1)$ e $\Delta\omega_r(k-2)$ son los desvíos de velocidad del rotor en p.u. en los instantes k , $k-1$ y $k-2$, respectivamente; y $\Delta v_s(k-1)$ y $\Delta v_s(k-2)$ son los incrementos de tensión en p.u. generados por el PSS y aplicados al proceso en los instantes $k-1$ y $k-2$, respectivamente. El modelo predictivo empleado tiene la misma estructura y los mismos valores de los parámetros que la ecuación del proceso, es decir, el modelo predictivo es igual al modelo del proceso.

En las figuras 5.6, 5.8 y 5.10 se muestra la evolución de la salida del proceso bajo control predictivo básico (línea azul), la respuesta natural del proceso ante un escalón unitario (línea verde) y la consigna (línea roja). En las figuras 5.7, 5.9 y 5.11 se muestra la acción de control aplicada al proceso (línea azul) para poder seguir los requerimientos generados por el bloque conductor, y el escalón unitario (línea verde) que da lugar a la respuesta natural del proceso.

Control predictivo básico con $n=5$

Como se puede observar de la figura 5.6, la trayectoria deseada elegida tiene una dinámica más rápida que la respuesta natural del proceso, lo cual da lugar a unas acciones de control abruptas, tal y como se representa en la figura 5.7, que van disminuyendo en magnitud a medida que la salida del proceso se acerca a la consigna.

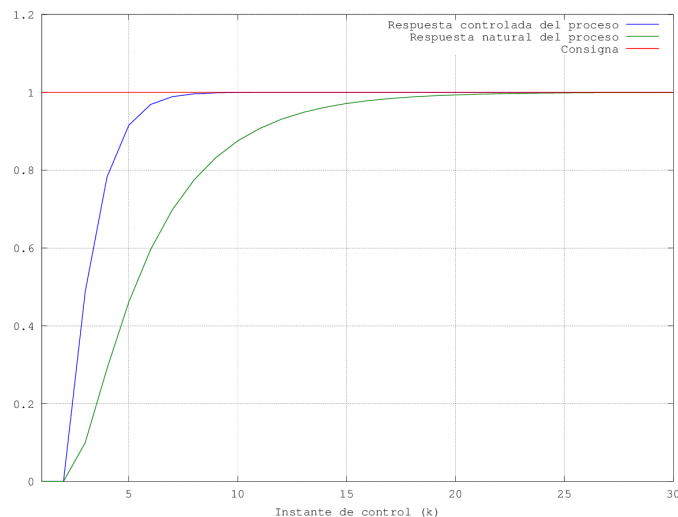


Figura 5.6: Evolución de la salida del proceso con un control predictivo básico ($n=5$)

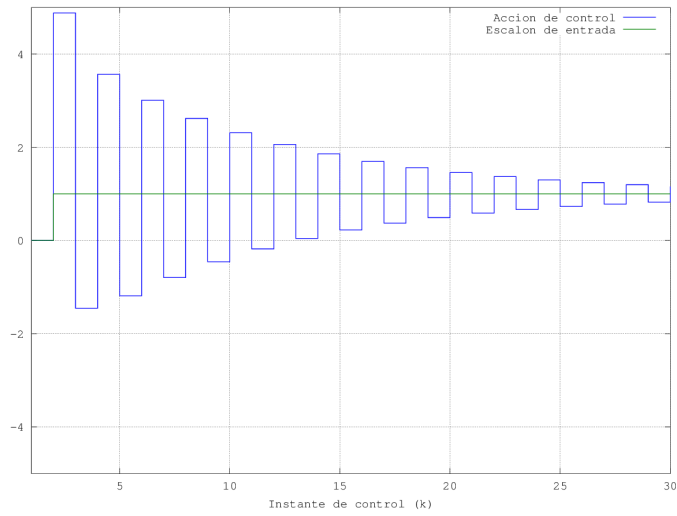


Figura 5.7: Acción de control generada con un control predictivo básico ($n=5$)

Control predictivo básico con $n=10$

Como se puede observar de la figura 5.8, la trayectoria deseada elegida tiene una dinámica más rápida que la respuesta natural del proceso pero más lenta que la presentada en el caso anterior. Aunque las acciones de control aplicadas siguen siendo abruptas, tal y como se representa en la figura 5.9, son de menor magnitud que las presentadas en el caso con un parámetro $n=5$. Al igual que antes, la magnitud de las acciones de control va disminuyendo a medida que la salida del proceso se acerca a la consigna.

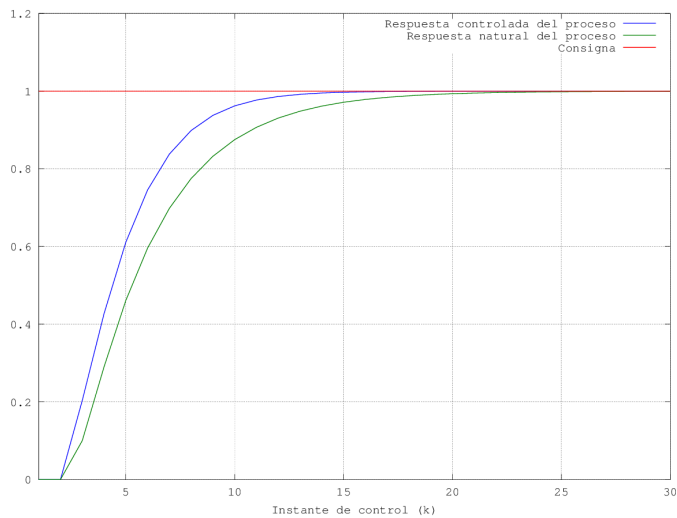


Figura 5.8: Evolución de la salida del proceso con un control predictivo básico ($n=10$)

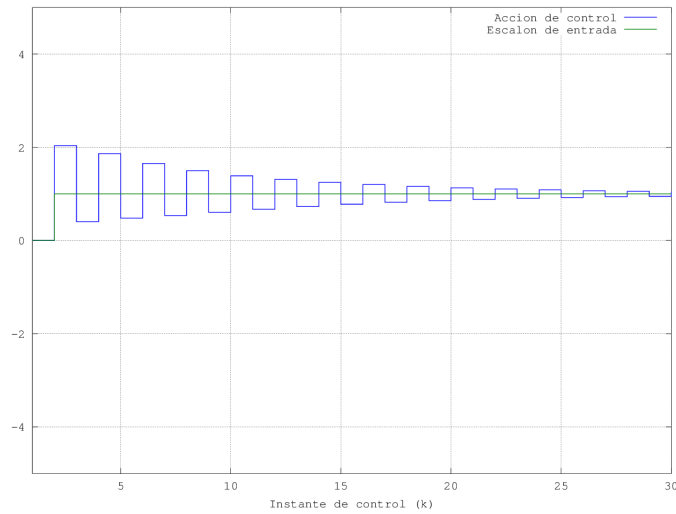


Figura 5.9: Acción de control generada con un control predictivo básico ($n=10$)

Control predictivo básico con $n=20$

Como se puede observar de la figura 5.10, la trayectoria deseada elegida tiene una dinámica más lenta que la respuesta natural del proceso lo cual da lugar a que las acciones de control aplicadas sean suaves, tal y como se representa en la figura 5.11, y de menor magnitud que el escalón unitario aplicado para generar la respuesta natural del proceso. Al igual que en los casos anteriores, la magnitud de las acciones de control va disminuyendo a medida que la salida del proceso se acerca a la consigna.

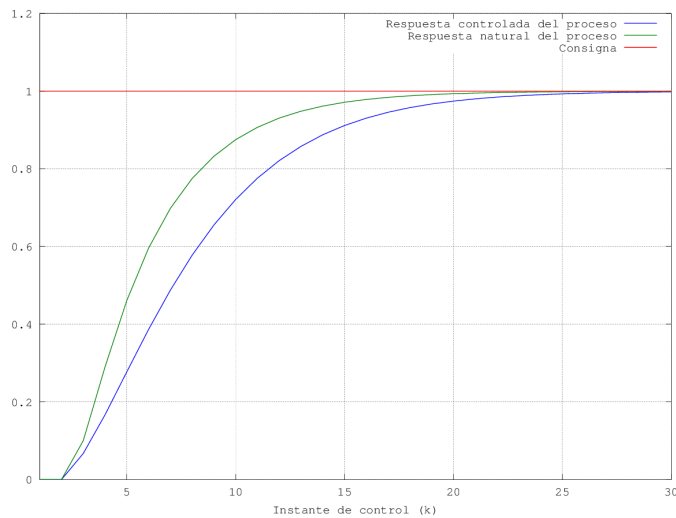


Figura 5.10: Evolución de la salida del proceso con un control predictivo básico ($n=20$)

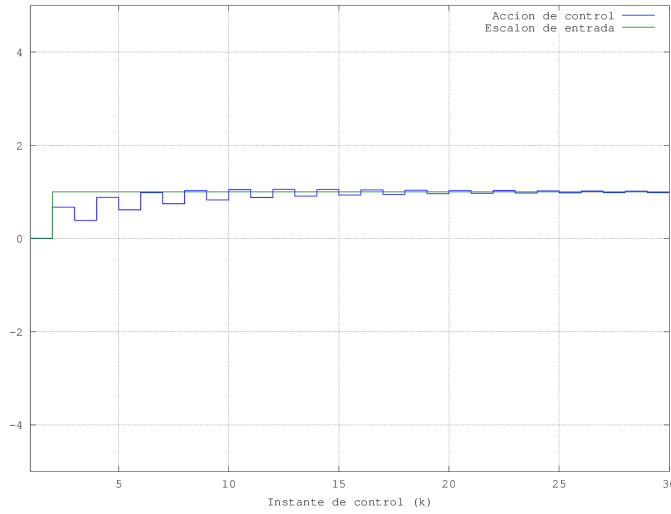


Figura 5.11: Acción de control generada con un control predictivo básico (n=20)

5.2.2.3. Control predictivo extendido

El control predictivo extendido es aquel en el que el horizonte de predicción es mayor que uno. En este caso, la expresión general del modelo predictivo para cualquier horizonte de predicción (λ) puede definirse mediante la siguiente ecuación [Martín Sánchez y Rodellar, 2005],

$$\Delta\hat{\omega}_r(k + \lambda|k) = \sum_{i=1}^{\hat{n}} \hat{e}_i^{(\lambda)} \cdot \Delta\omega_r(k + 1 - i) + \sum_{i=2}^{\hat{m}} \hat{g}_i^{(\lambda)} \cdot \Delta v_s(k + 1 - i) + \hat{h}^{(\lambda)} \cdot \Delta v_s(k) \quad (5.24)$$

donde

$$\hat{h}^{(\lambda)} = \hat{g}_1^{(\lambda)} + \hat{g}_1^{(\lambda-1)} + \dots + \hat{g}_1^{(1)}$$

y los valores de los parámetros $\hat{e}_i^{(\lambda)}$, $\hat{g}_i^{(\lambda)}$ y $\hat{h}^{(\lambda)}$ se calculan a partir de los parámetros estimados \hat{a}_i y \hat{b}_i junto con el siguiente algoritmo recursivo,

$$\begin{aligned} \hat{e}_i^{(j)} &= \hat{e}_1^{(j-1)} \cdot \hat{a}_i + \hat{e}_{i+1}^{(j-1)} & i &= 1, \dots, \hat{n} & j &= 2, \dots, \lambda \\ \hat{g}_i^{(j)} &= \hat{e}_1^{(j-1)} \cdot \hat{b}_i + \hat{g}_{i+1}^{(j-1)} & i &= 1, \dots, \hat{m} & j &= 2, \dots, \lambda \end{aligned} \quad (5.25)$$

con

$$\begin{aligned} \hat{e}_i^{(1)} &= \hat{a}_i & i &= 1, \dots, \hat{n} \\ \hat{g}_i^{(1)} &= \hat{b}_i & i &= 1, \dots, \hat{m} \\ \hat{e}_{\hat{n}+1}^{(j-1)} &= 0 & j &= 2, \dots, \lambda \\ \hat{g}_{\hat{m}+1}^{(j-1)} &= 0 & j &= 2, \dots, \lambda \end{aligned} \quad (5.26)$$

La aplicación del control predictivo extendido contempla la ejecución de las siguientes operaciones en cada instante de control k :

1. Cálculo de la salida deseada en $k+\lambda$, $\Delta\omega_d(k+\lambda|k)$, que corresponderá al valor en $k+\lambda$ de la trayectoria deseada definida por la ecuación 5.2, que reescribimos de nuevo:

$$\Delta\omega_d(k+\lambda|k) = \varphi_1^{(\lambda)} \cdot \Delta\omega_r(k) + \varphi_2^{(\lambda)} \cdot \Delta\omega_r(k-1) + \delta_1^{(\lambda)} \cdot \Delta\omega_{sp}(k) + \delta_2^{(\lambda)} \cdot \Delta\omega_{sp}(k-1) \quad (5.27)$$

2. Partiendo de que la salida del proceso en $k+\lambda$, $\Delta\hat{\omega}_r(k+\lambda|k)$, ha de ser igual a la salida deseada generada por el bloque conductor en $k+\lambda$, $\Delta\omega_d(k+\lambda|k)$, el cálculo de la señal de control predictivo $\Delta v_s(k)$ se define como:

$$\Delta v_s(k) = \frac{\Delta\omega_d(k+\lambda|k) - \sum_{i=1}^{\hat{n}} \hat{e}_i^{(\lambda)} \cdot \Delta\omega_r(k+1-i) - \sum_{i=2}^{\hat{m}} \hat{g}_i^{(\lambda)} \cdot \Delta v_s(k+1-i)}{\hat{h}^{(\lambda)}} \quad (5.28)$$

Dado que los parámetros $\hat{e}_i^{(\lambda)}$, $\hat{g}_i^{(\lambda)}$ y $\hat{h}^{(\lambda)}$ se calculan a partir de los parámetros estimados \hat{a}_i y \hat{b}_i , es lógico suponer que la evolución de aquellos con el horizonte de predicción (λ) dependa del carácter del proceso que se pretenda controlar. Considerando la situación ideal en donde el modelo predictivo es igual al modelo que describe el proceso, es decir, que no hay errores de predicción, se tendría el control perfecto. Partiendo de esta hipótesis, se presentan los siguientes modelos de procesos descritos por las ecuaciones

Proceso estable sobreamortiguado

$$\Delta\omega_r(k) = \Delta\omega_r(k-1) - 0,19 \cdot \Delta\omega_r(k-2) + 0,1 \cdot \Delta v_s(k-1) + 0,09 \cdot \Delta v_s(k-2) \quad (5.29)$$

Proceso estable subamortiguado

$$\Delta\omega_r(k) = \Delta\omega_r(k-1) - 0,4 \cdot \Delta\omega_r(k-2) + 0,21 \cdot \Delta v_s(k-1) + 0,19 \cdot \Delta v_s(k-2) \quad (5.30)$$

Proceso estable sobreamortiguado con inverso inestable

$$\Delta\omega_r(k) = \Delta\omega_r(k-1) - 0,19 \cdot \Delta\omega_r(k-2) - 0,2 \cdot \Delta v_s(k-1) + 0,39 \cdot \Delta v_s(k-2) \quad (5.31)$$

Proceso críticamente estable

$$\Delta\omega_r(k) = \Delta\omega_r(k-1) + 0,025 \cdot \Delta v_s(k-1) + 0,025 \cdot \Delta v_s(k-2) \quad (5.32)$$

Proceso inestable

$$\Delta\omega_r(k) = 0,95 \cdot \Delta\omega_r(k-1) + 0,19 \cdot \Delta\omega_r(k-2) + 0,01 \cdot \Delta v_s(k-1) + 0,01 \cdot \Delta v_s(k-2) \quad (5.33)$$

donde $\Delta\omega_r(k)$, $\Delta\omega_r(k-1)$ e $\Delta\omega_r(k-2)$ son los desvíos de velocidad del rotor en p.u. en los instantes k , $k-1$ y $k-2$, respectivamente; y $\Delta v_s(k-1)$ y $\Delta v_s(k-2)$ son los incrementos de tensión en p.u. generados por el PSS y aplicados al proceso en los instantes $k-1$ y $k-2$, respectivamente.

A continuación, se muestra la evolución de los parámetros estimados para cada uno de los modelos, cuando se varía el horizonte de predicción (λ).

Proceso estable sobreamortiguado

En la figura 5.12 se muestra la evolución dinámica del proceso descrito por la ecuación 5.29 cuando se le aplica como entrada un escalón unitario. Como se puede observar, el tiempo de establecimiento del proceso es del orden de 20 instantes de muestreo. En la figura 5.13 se presenta la evolución de los parámetros estimados a medida que se incrementa el horizonte de predicción (λ). De aquí se deduce que éstos tienden a cero a medida que se incrementa el horizonte de predicción (λ), alcanzando dicho valor cuando éste es igual al tiempo de establecimiento del proceso, $\lambda=20$. Por otro lado, a partir de un horizonte de predicción igual al número de parámetros \hat{g}_i ($\lambda = \hat{m}$), que en este caso es dos, la evolución dinámica de los parámetros estimados con respecto al horizonte de predicción sigue una dinámica muy similar a la que posee el proceso.

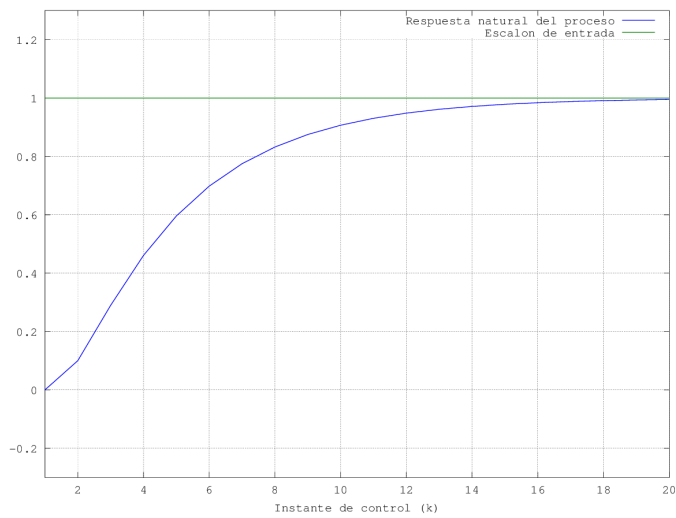


Figura 5.12: Respuesta natural de un proceso sobreamortiguado ante una entrada en escalón

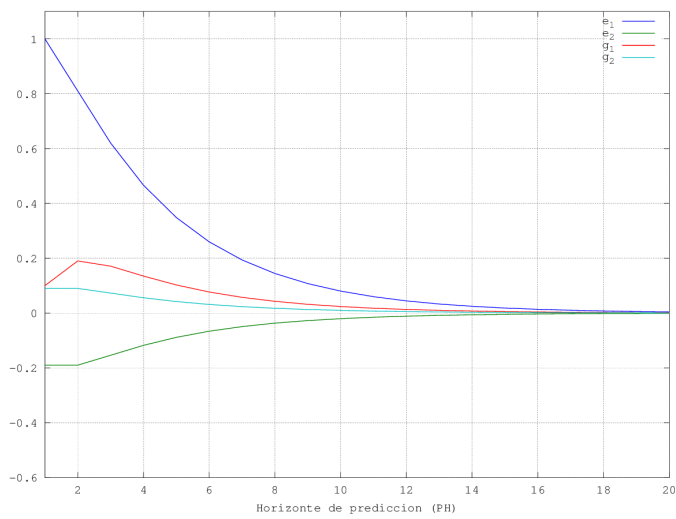


Figura 5.13: Variación de los parámetros de un modelo predictivo sobreamortiguado al variar λ

Proceso estable subamortiguado

En la figura 5.14 se muestra la evolución dinámica del proceso descrito por la ecuación 5.30 cuando se le aplica como entrada un escalón unitario. Como se puede observar, el tiempo de establecimiento del proceso es del orden de 14 instantes de muestreo. En la figura 5.15 se presenta la evolución de los parámetros estimados a medida que se incrementa el horizonte de predicción (λ). De aquí se deduce que éstos tienden a cero a medida que se incrementa el horizonte de predicción (λ), alcanzando dicho valor cuando éste es igual al tiempo de establecimiento del proceso, $\lambda=14$. Por otro lado, a partir de un horizonte de predicción igual al número de parámetros \hat{g}_i ($\lambda = \hat{m}$), que en este caso es dos, la evolución dinámica de los parámetros estimados con respecto al horizonte de predicción sigue una dinámica muy similar a la que posee el proceso.

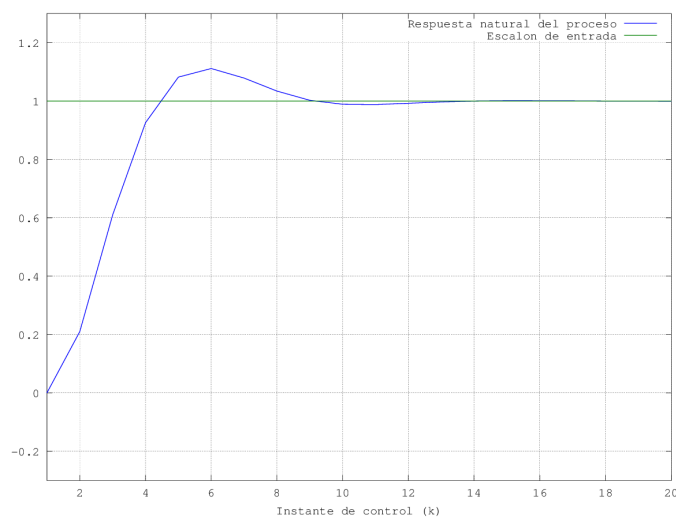


Figura 5.14: Respuesta natural de un proceso subamortiguado ante una entrada en escalón

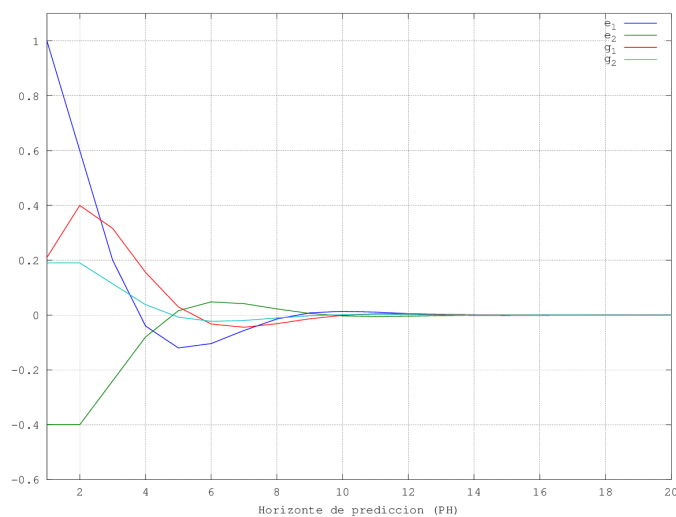


Figura 5.15: Variación de los parámetros de un modelo predictivo subamortiguado al variar λ

Proceso estable sobreamortiguado con inverso inestable

En la figura 5.16 se muestra la evolución dinámica del proceso descrito por la ecuación 5.31 cuando se le aplica como entrada un escalón unitario. Como se puede observar, el tiempo de establecimiento del proceso es del orden de 20 instantes de muestreo. En la figura 5.17 se presenta la evolución de los parámetros estimados a medida que se incrementa el horizonte de predicción (λ). De aquí se deduce que éstos tienden a cero a medida que se incrementa el horizonte de predicción (λ), alcanzando dicho valor cuando éste es igual al tiempo de establecimiento del proceso, $\lambda=20$. Por otro lado, a partir de un horizonte de predicción igual al número de parámetros \hat{g}_i ($\lambda = \hat{m}$), que en este caso es dos, la evolución dinámica de los parámetros estimados con respecto al horizonte de predicción sigue una dinámica muy similar a la que posee el proceso.

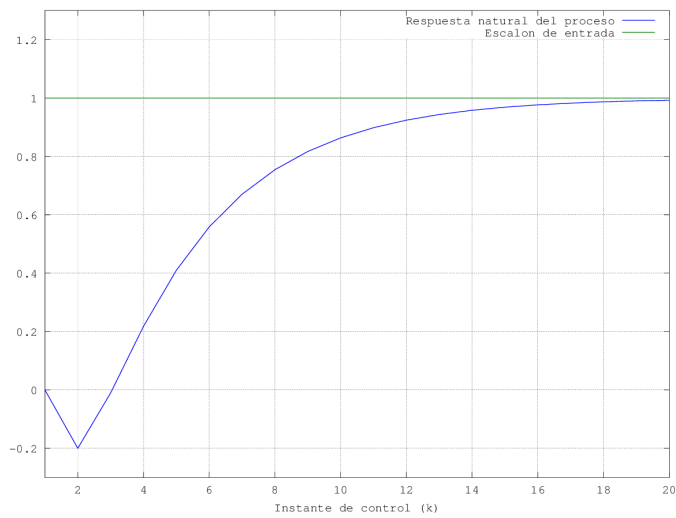


Figura 5.16: Respuesta natural de un proceso sobreamortiguado con inverso inestable ante una entrada en escalón

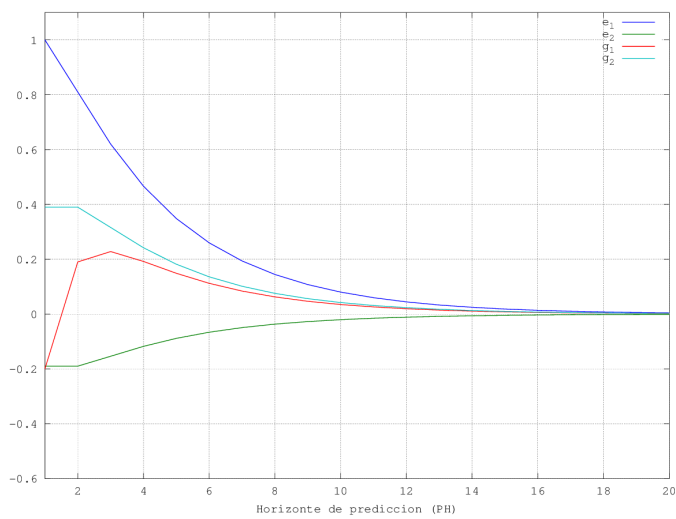


Figura 5.17: Variación de los parámetros de un modelo predictivo sobreamortiguado con inverso inestable al variar λ

Proceso críticamente estable

En la figura 5.18 se muestra la evolución dinámica del proceso descrito por la ecuación 5.32 cuando se le aplica como entrada un escalón unitario. Como se puede observar, por el carácter del proceso no existe tiempo de establecimiento, dado que la salida es monótonamente creciente. En la figura 5.19 se presenta la evolución de los parámetros estimados a medida que se incrementa el horizonte de predicción (λ). De aquí se deduce que éstos se mantienen en un valor constante con independencia del incremento en el horizonte de predicción (λ), a excepción del parámetro \hat{g}_1 el cual experimenta un crecimiento inicial para mantenerse en un valor constante cuando el horizonte de predicción es igual al número de parámetros \hat{g}_i ($\lambda = \hat{m}$), que en este caso es dos.

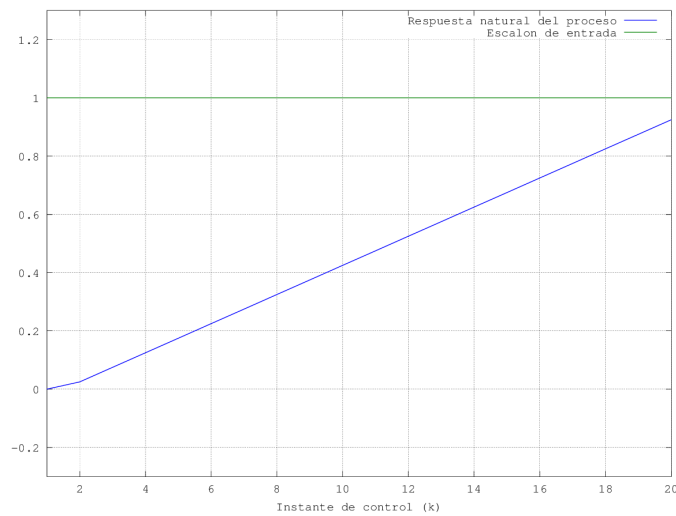


Figura 5.18: Respuesta natural de un proceso críticamente estable ante una entrada en escalón

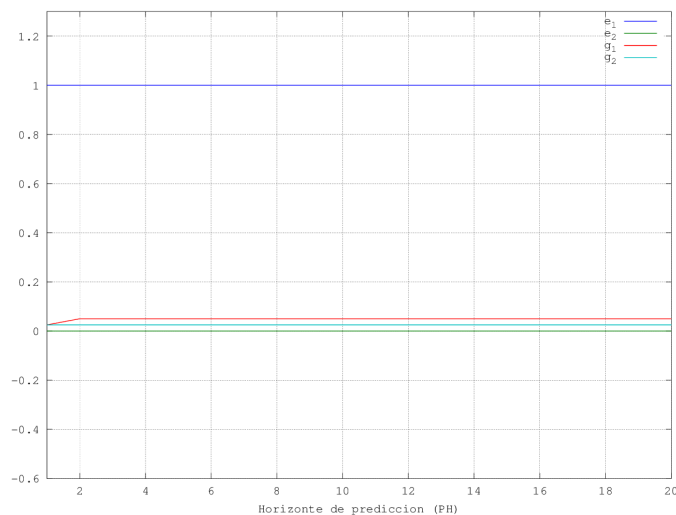


Figura 5.19: Variación de los parámetros de un modelo predictivo críticamente estable al variar λ

Proceso inestable

En la figura 5.20 se muestra la evolución dinámica del proceso descrito por la ecuación 5.33 cuando se le aplica como entrada un escalón unitario. Como se puede observar, por el carácter inestable del proceso no existe tiempo de establecimiento, dado que la salida es exponencialmente creciente. En la figura 5.21 se presenta la evolución de los parámetros estimados a medida que se incrementa el horizonte de predicción (λ). De aquí se deduce que éstos tienden a infinito a medida que se aumenta el horizonte de predicción (λ). Por otro lado, a partir de un horizonte de predicción igual al número de parámetros \hat{g}_i ($\lambda = \hat{m}$), que en este caso es dos, la evolución dinámica de los parámetros estimados con respecto al horizonte de predicción sigue una dinámica muy similar a la que posee el proceso.

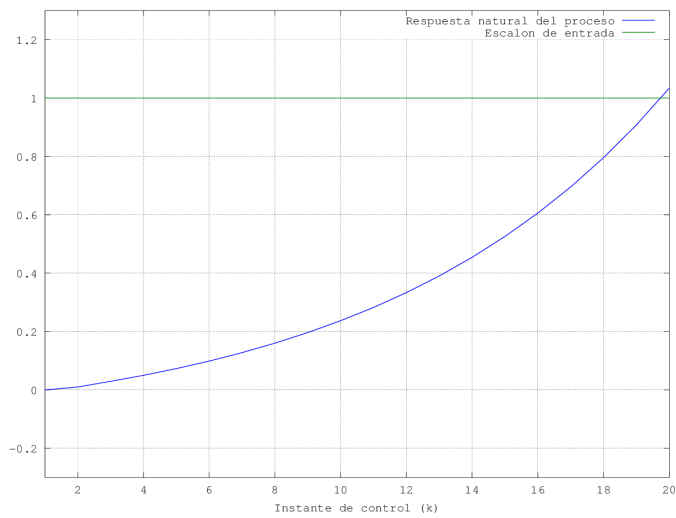


Figura 5.20: Respuesta natural de un proceso inestable ante una entrada en escalón

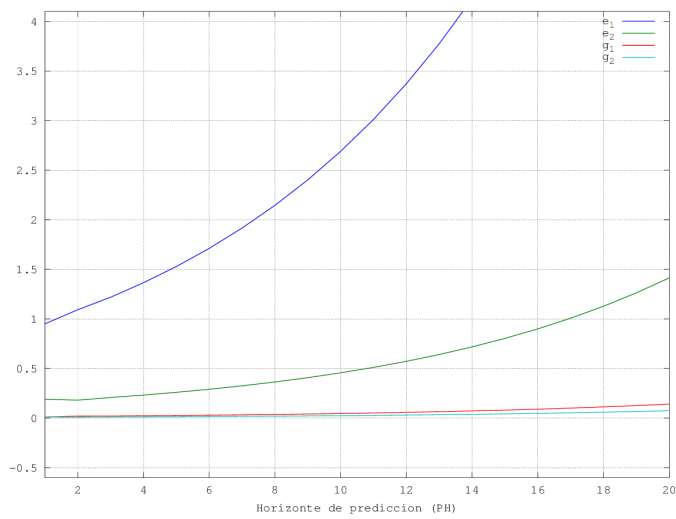


Figura 5.21: Variación de los parámetros de un modelo predictivo inestable al variar λ

5.2.2.4. Ejemplos de aplicación de control predictivo extendido

En esta sección se muestran ejemplos de aplicación de control predictivo extendido para diferentes configuraciones del parámetro horizonte de predicción (λ) del bloque conductor con un parámetro $n=5$, a un proceso descrito por la siguiente ecuación

$$\Delta\omega_r(k) = \Delta\omega_r(k-1) - 0,19 \cdot \Delta\omega_r(k-2) + 0,1 \cdot \Delta v_s(k-1) + 0,09 \cdot \Delta v_s(k-2)$$

donde $\Delta\omega_r(k)$, $\Delta\omega_r(k-1)$ y $\Delta\omega_r(k-2)$ son los desvíos de velocidad del rotor en p.u. en los instantes k , $k-1$ y $k-2$, respectivamente; y $\Delta v_s(k-1)$ y $\Delta v_s(k-2)$ son los incrementos de tensión en p.u. generados por el PSS y aplicados al proceso en los instantes $k-1$ y $k-2$, respectivamente. El modelo predictivo empleado tiene la misma estructura y los mismos valores de los parámetros que la ecuación del proceso, es decir, el modelo predictivo es igual al modelo del proceso, por lo tanto, no existen errores de predicción.

En las figuras 5.22, 5.24 y 5.26 se muestra la evolución de la salida del proceso bajo control predictivo básico (línea azul), la respuesta natural del proceso ante un escalón unitario (línea verde) y la consigna (línea roja). En las figuras 5.23, 5.25 y 5.27 se muestra la acción de control aplicada al proceso (línea azul) para poder seguir los requerimientos generados por el bloque conductor, y el escalón unitario (línea verde) que da lugar a la respuesta natural del proceso.

Control predictivo extendido con PH=2

Como se puede observar en la figura 5.22, la respuesta del proceso bajo control tiene una dinámica más rápida que la respuesta natural del proceso. Esto se debe a que la dinámica seleccionada en el bloque conductor ($n=5$) es más rápida que la natural del proceso, a lo cual hay que añadir que el horizonte de predicción elegido es pequeño. Un horizonte de predicción pequeño implica que el control obliga al proceso a seguir de forma estricta la dinámica seleccionada en el bloque conductor. El efecto de esta selección se ve reflejada en la figura 5.23, en donde se observa que inicialmente se aplica una acción de control de gran magnitud que va disminuyendo a medida que la salida del proceso se acerca a la consigna.

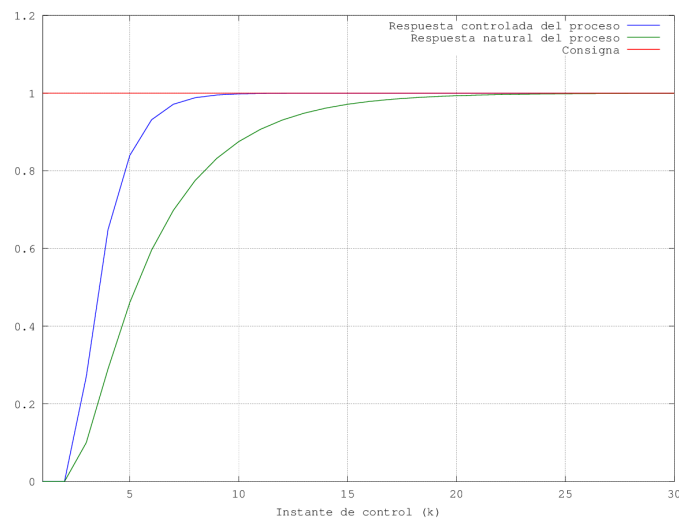


Figura 5.22: Evolución de la salida del proceso con un control predictivo extendido (PH=2)

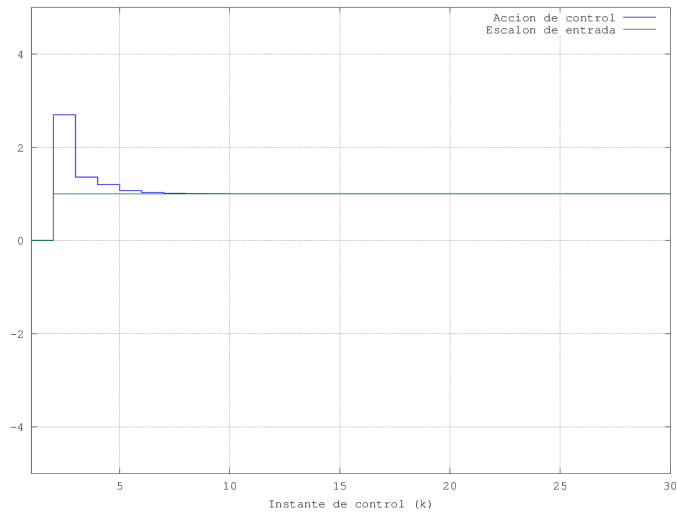


Figura 5.23: Acción de control generada con un control predictivo básico extendido (PH=2)

Control predictivo extendido con PH=5

Como se puede observar de la figura 5.24, la trayectoria deseada elegida tiene una dinámica más rápida que la respuesta natural del proceso pero más lenta que la presentada en el caso anterior. Aunque las acciones de control aplicadas siguen siendo abruptas, tal y como se representa en la figura 5.25, son de menor magnitud que las presentadas en el caso con un parámetro $n=5$. Al igual que antes, la magnitud de las acciones de control va disminuyendo a medida que la salida del proceso se acerca a la consigna.

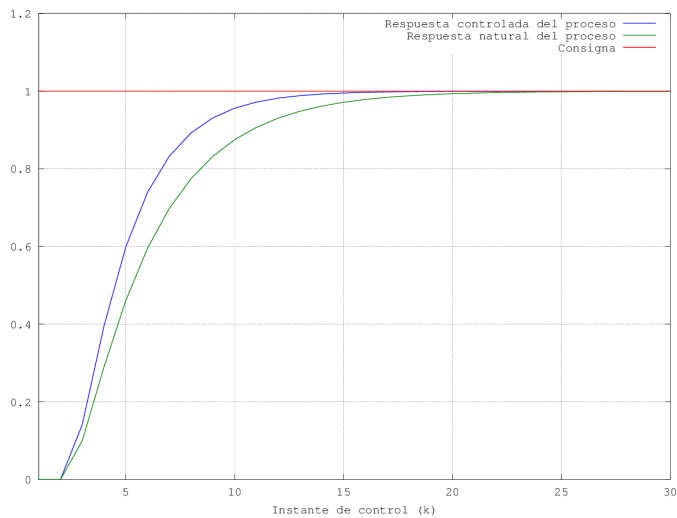


Figura 5.24: Evolución de la salida del proceso con un control predictivo extendido (PH=5)

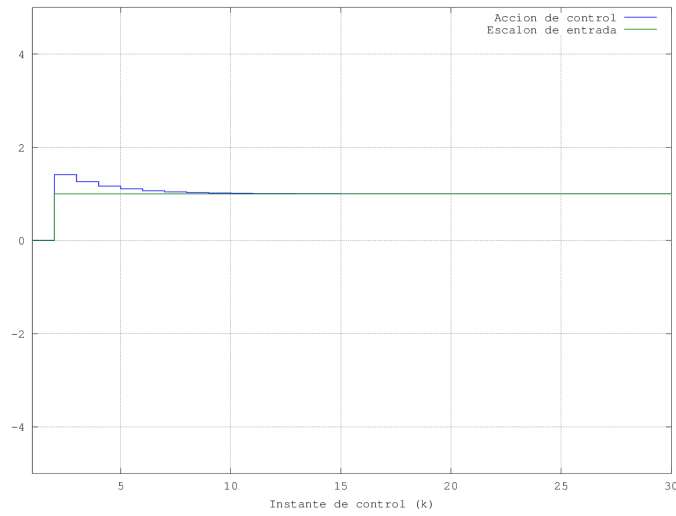


Figura 5.25: Acción de control generada con un control predictivo extendido (PH=5)

Control predictivo extendido con PH=10

Como se puede observar de la figura 5.26, la trayectoria deseada elegida tiene una dinámica más lenta que la respuesta natural del proceso lo cual da lugar a que las acciones de control aplicadas sean suaves, tal y como se representa en la figura 5.27, y de menor magnitud que el escalón unitario aplicado para generar la respuesta natural del proceso. Al igual que en los casos anteriores, la magnitud de las acciones de control va disminuyendo a medida que la salida del proceso se acerca a la consigna.

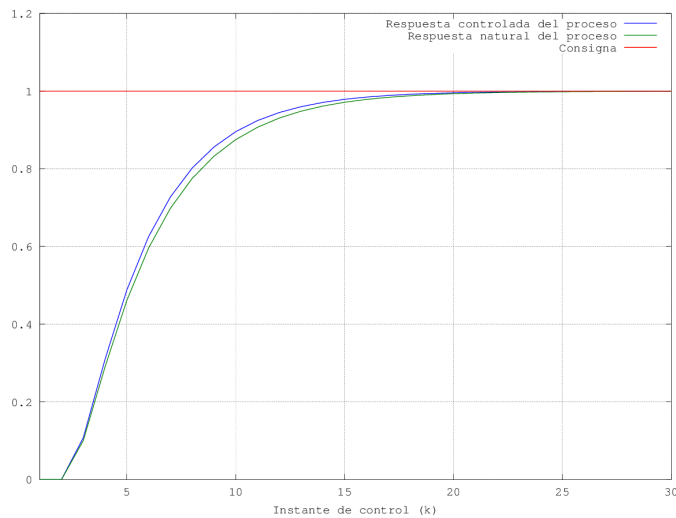


Figura 5.26: Evolución de la salida del proceso con un control predictivo extendido (PH=10)

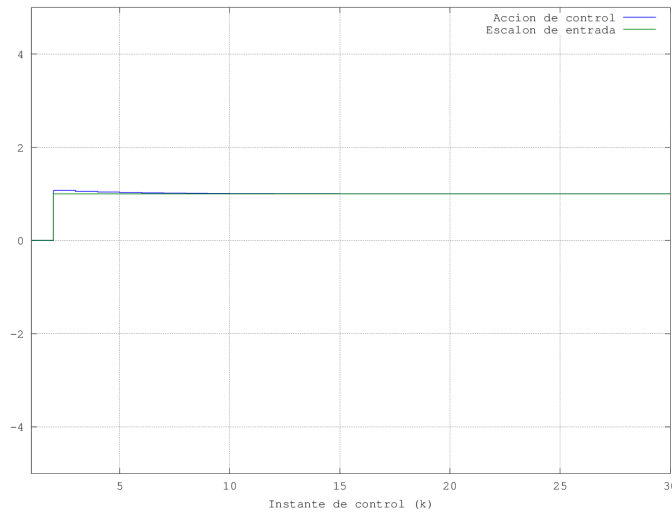


Figura 5.27: Acción de control generada con un control predictivo extendido (PH=10)

5.2.3. Mecanismo de adaptación

Los procesos industriales son típicamente no lineales y variables con el tiempo. Por lo tanto, su modelización suele ser difícil en la mayor parte de los casos, especialmente cuando las condiciones de operación varían con frecuencia. Esta es la razón fundamental por la que los métodos de la teoría moderna de control que requieren un conocimiento exacto del modelo del proceso no pueden ser aplicados satisfactoriamente en el contexto industrial. La no linealidad y la naturaleza variable con el tiempo de los procesos industriales han sido los principales factores que han motivado el desarrollo de las denominadas técnicas de control adaptativo.

El empleo del control predictivo, si la predicción hecha por el modelo es buena, ofrece por definición un control perfecto de las variables del proceso. Por lo tanto, los objetivos del mecanismo de adaptación, bajo control predictivo están claramente definidos y consisten en que el error de predicción del modelo tendiera hacia cero de la forma más eficiente, en el caso ideal, o al menos, en un caso real, conseguir que la acotación del error de predicción alrededor de cero fuera lo más estrecha posible. En consecuencia, el papel que debe jugar el sistema adaptativo es el de resolver el problema de predecir la evolución de las variables del proceso, y de esa forma adaptar los parámetros del modelo predictivo a medida que varíen las condiciones de operación.

5.2.3.1. Definición del mecanismo de adaptación

Consideremos nuestro proceso descrito mediante la siguiente ecuación,

$$\Delta\omega_r(k) = \theta(k)^T \cdot \phi(k - 1) \tag{5.34}$$

en la que

$$\phi(k - 1)^T = [\Delta\omega_r(k - 1), \dots, \Delta\omega_r(k - n), \Delta v_s(k - 1), \dots, \Delta v_s(k - m)]$$

y

$$\theta(k)^T = [a_1(k), \dots, a_n(k), b_1(k), \dots, b_m(k)]$$

siendo $\phi(k-1)$ y $\theta(k)$ los vectores entrada/salida y de parámetros variables del proceso en los instantes $k-1$ y k , respectivamente.

La ecuación del modelo adaptativo es igual a la empleada anteriormente para describir el modelo predictivo. Dado que ambos modelos son iguales, a partir de ahora denominaremos a dicho modelo común, modelo adaptativo-predictivo. La expresión del modelo adaptativo-predictivo se describe como

$$\Delta\hat{\omega}_r(k|k) = \hat{\theta}(k)^T \cdot \phi(k-1) \quad (5.35)$$

en la que

$$\hat{\theta}(k)^T = [\hat{a}_1(k), \dots, \hat{a}_n(k), \hat{b}_1(k), \dots, \hat{b}_m(k)]$$

es el vector de parámetros estimados en el instante k y cuya dimensión es igual a la del vector de parámetros del proceso $\theta(k)$.

Una medida frecuentemente utilizada para la diferencia entre los parámetros del proceso y los del modelo viene dada por el denominado *vector de error de identificación paramétrica*, definido como

$$\tilde{\theta}(k) = \theta(k) - \hat{\theta}(k) \quad (5.36)$$

El error de estimación a posteriori, $e(k|k)$, se define como la diferencia entre la salida real del proceso y la salida predicha por el modelo adaptativo-predictivo en el instante k , calculada ésta a partir de los datos recibidos en ese instante. Este error se describe mediante la siguiente ecuación:

$$e(k|k) = \Delta\omega_r(k) - \Delta\hat{\omega}_r(k|k) \quad (5.37)$$

Sustituyendo la ecuación 5.35 en 5.37 se obtiene la expresión comúnmente empleada para definir dicho error, la cual se muestra a continuación.

$$e(k|k) = \Delta\omega_r(k) - \hat{\theta}(k)^T \cdot \phi(k-1) \quad (5.38)$$

El error de estimación a priori, $e(k|k-1)$, se define como la diferencia entre la salida real del proceso y la salida predicha por el modelo adaptativo-predictivo en el instante k , calculada ésta a partir de los datos recibidos en el instante anterior, $k-1$. Este error se describe mediante la siguiente ecuación:

$$e(k|k-1) = \Delta\omega_r(k) - \Delta\hat{\omega}_r(k|k-1) \quad (5.39)$$

Adecuando la ecuación 5.35 y sustituyéndola en 5.39 se obtiene la expresión comúnmente empleada para definir dicho error, la cual se muestra a continuación.

$$e(k|k-1) = \Delta\omega_r(k) - \hat{\theta}(k-1)^T \cdot \phi(k-1) \quad (5.40)$$

El algoritmo de adaptación que se empleará en esta Tesis será el mostrado en [Martín Sánchez y Rodellar, 2005], el cual se representa mediante la siguiente ecuación

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + e(k|k) \cdot B \cdot \phi(k-1) \quad (5.41)$$

donde B es la matriz diagonal de velocidad de aprendizaje o de adaptación de los parámetros estimados, la cual normalmente tiene un valor igual a la matriz identidad \mathbf{I} .

Puede observarse que el algoritmo mostrado en la ecuación 5.41 ajusta los parámetros del modelo en el instante k a partir del error de estimación a posteriori $e(k|k)$. Sin embargo, este error depende de la estimación a posteriori de la salida del proceso $\Delta\hat{\omega}_r(k|k)$, que se calcula por medio de la ecuación del modelo adaptativo-predictivo 5.35 a partir del valor de los parámetros ya ajustados en el instante k . Este círculo cerrado puede resolverse estableciéndose una relación entre el error de estimación a posteriori y el error de estimación a priori, la cual se deduce a continuación.

Sustrayendo la ecuación 5.40 de la ecuación 5.38, se obtiene

$$e(k|k) - e(k|k-1) = [\hat{\theta}(k-1) - \hat{\theta}(k)]^T \cdot \phi(k-1) \quad (5.42)$$

A partir de las ecuaciones 5.41 y 5.42 se puede escribir

$$e(k|k) - e(k|k-1) = -e(k|k) \cdot \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1) \quad (5.43)$$

$$e(k|k) = \frac{e(k|k-1)}{1 + \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1)} \quad (5.44)$$

La relación 5.44 entre los errores de estimación a posteriori y a priori permite escribir el algoritmo descrito en la ecuación 5.41 en la forma

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \frac{e(k|k-1) \cdot B \cdot \phi(k-1)}{1 + \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1)} \quad (5.45)$$

lo que completa la definición del mecanismo de adaptación.

5.2.3.2. Expresión general para el mecanismo de adaptación

El mecanismo de adaptación definido en la ecuación 5.45 puede escribirse de una forma general como

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \gamma \cdot G(k) \cdot [\Delta\omega_r(k) - \hat{\theta}(k-1)^T \cdot \phi(k-1)] \quad (5.46)$$

donde

$$G(k) = \frac{B \cdot \phi(k-1)}{1 + \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1)} \quad (5.47)$$

La formulación presentada en la ecuación 5.46 tiene la forma de un filtro lineal recursivo con ganancia variable. Es decir, el nuevo vector de parámetros estimados se obtiene añadiendo al vector previo de parámetros estimados un incremento igual al error de estimación a priori multiplicado por un vector de ganancia variable $G(k)$, ecuación 5.47, y un parámetro γ , denominado ganancia de la adaptación. Esta ganancia tiene por objetivo modificar la cantidad de incremento en el ajuste de los parámetros estimados, lo cual es de gran utilidad para evitar grandes movimientos en la adaptación que pueden provocar oscilaciones en la estimación de los parámetros, cuando en realidad la variación dinámica del proceso no es elevada.

5.2.3.3. Ejemplos de aplicación del mecanismo de adaptación

En esta sección se muestran ejemplos de aplicación del funcionamiento del mecanismo de adaptación para un proceso con parámetros $a_1(k)$, $a_2(k)$, $b_1(k)$ y $b_2(k)$ variables en el tiempo.

Dicho proceso se describe de forma general mediante la siguiente ecuación

$$\Delta\omega_r(k) = a_1(k) \cdot \Delta\omega_r(k-1) + a_2(k) \cdot \Delta\omega_r(k-2) + b_1(k) \cdot \Delta v_s(k-1) + b_2(k) \cdot \Delta v_s(k-2) \quad (5.48)$$

donde $\Delta\omega_r(k)$, $\Delta\omega_r(k-1)$ y $\Delta\omega_r(k-2)$ son los desvíos de velocidad del rotor en p.u. en los instantes k , $k-1$ y $k-2$, respectivamente; y $\Delta v_s(k-1)$ y $\Delta v_s(k-2)$ son los incrementos de tensión en p.u. generados por el PSS y aplicados al proceso en los instantes $k-1$ y $k-2$.

Para permitir el correspondiente análisis, en los ejemplos posteriores se muestra el intervalo de duración del estudio y la evolución de las variables de entrada y salida del proceso, la salida estimada a posteriori, el error de estimación a posteriori, los parámetros del modelo adaptativo-predictivo y, las funciones $f_1(k)$ y $f_2(k)$ que definimos a continuación:

- La función $f_1(k)$ es la suma de los cuadrados de los errores de estimación a posteriori, es decir

$$f_1(k) = \sum_{h=1}^k e(h|h)^2$$

- La función $f_2(k)$ depende de la norma del error de estimación paramétrica en la forma

$$f_2(k) = \frac{1}{2} \cdot \|\tilde{\theta}(k)\|^2$$

En los ejemplos mencionados se utilizará un escenario de simulación estándar, definido en la figura 5.28, donde lo único que variará será el número de instantes de muestreo que dura la señal cuadrada aplicada, el cual será dependiente del ejemplo a estudiar. Por otro lado, la configuración empleada en los parámetros del mecanismo de adaptación para la realización de los ejemplos es $B = \mathbf{I}$ y $\gamma = 1$.

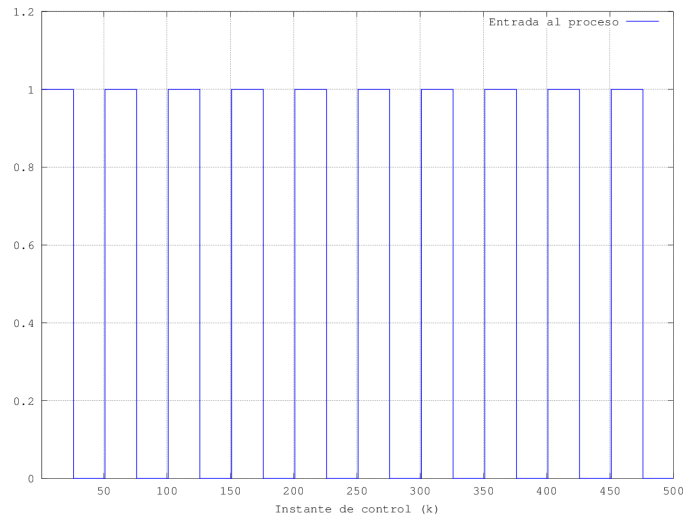


Figura 5.28: Señal cuadrada de entrada al proceso y al mecanismo de adaptación

Mecanismo de adaptación para un proceso con parámetros fijos en el tiempo

Este ejemplo se mostrará el funcionamiento del mecanismo de adaptación para un proceso con parámetros fijos, que empleando la ecuación general 5.48, se escribe como

$$\Delta\omega_r(k) = \Delta\omega_r(k - 1) - 0,19 \cdot \Delta\omega_r(k - 2) + 0,1 \cdot \Delta v_s(k - 1) + 0,09 \cdot \Delta v_s(k - 2)$$

de donde se deduce que los parámetros del proceso tienen los valores

$$a_1(k) = 1,0 \quad a_2(k) = -0,19 \quad b_1(k) = 0,1 \quad b_2(k) = 0,09$$

Como valores iniciales de los parámetros estimados del modelo adaptativo predictivo emplearemos

$$\hat{a}_1(k) = 1,0 \quad \hat{a}_2(k) = 0 \quad \hat{b}_1(k) = 0,1 \quad \hat{b}_2(k) = 0$$

Podemos observar que en las transiciones de la señal de entrada al proceso, figuras 5.28 y 5.29, se producen errores de estimación a posteriori, tal y como se refleja en la figura 5.30. Estos errores de estimación hacen crecer la función $f_1(k)$, figura 5.32. Sin embargo, cuando la señal de entrada se estabiliza, el error de estimación a posteriori tiende a cero rápidamente, y por lo tanto la función $f_1(k)$ no continúa incrementándose. En consecuencia, la función $f_1(k)$ es no decreciente y va creciendo a intervalos. Por su parte, como se observa en la figura 5.33, la función $f_2(k)$, que es indicativa del error de identificación paramétrica, presenta una evolución exactamente inversa a la de $f_1(k)$. Es decir, en los intervalos en los que el error de estimación a posteriori es diferente de cero, $f_2(k)$ decrecerá, indicando que el error de identificación paramétrica decrece; y en los intervalos en los que el error de estimación a posteriori sea cero, permanecerá constante. En la figura 5.31 se muestra la evolución de los parámetros estimados que forman el modelo adaptativo-predictivo.

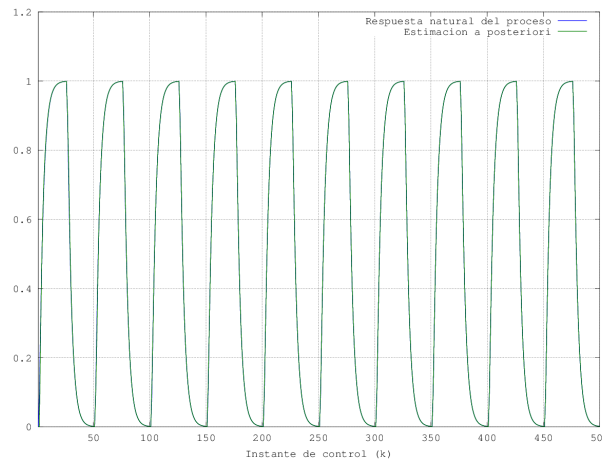


Figura 5.29: Evolución del proceso y de la estimación a posteriori para un proceso con parámetros constantes

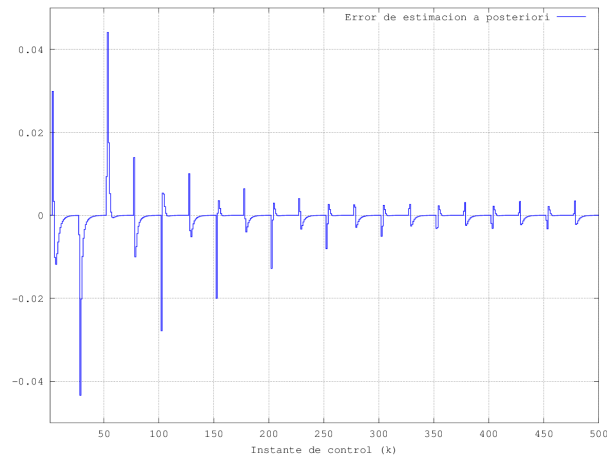


Figura 5.30: Evolución del error de estimación a posteriori para un proceso con parámetros constantes

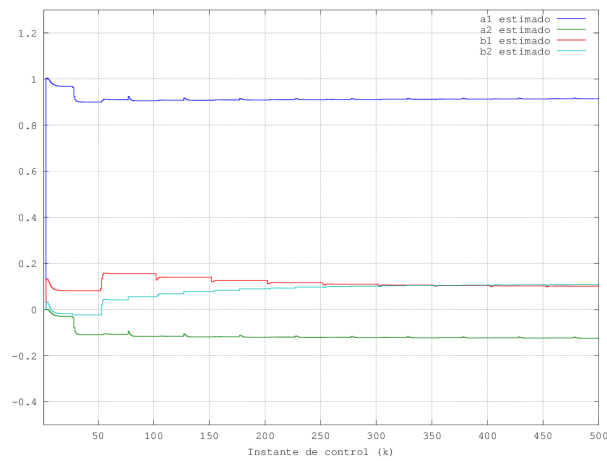


Figura 5.31: Evolución de los parámetros estimados para un proceso con parámetros constantes

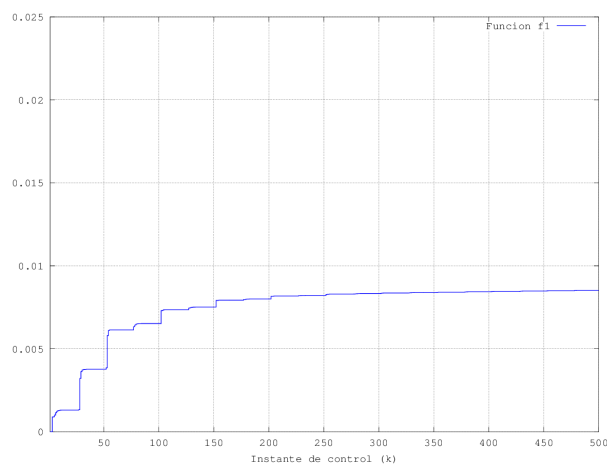


Figura 5.32: Evolución de la función $f_1(k)$ para un proceso con parámetros constantes

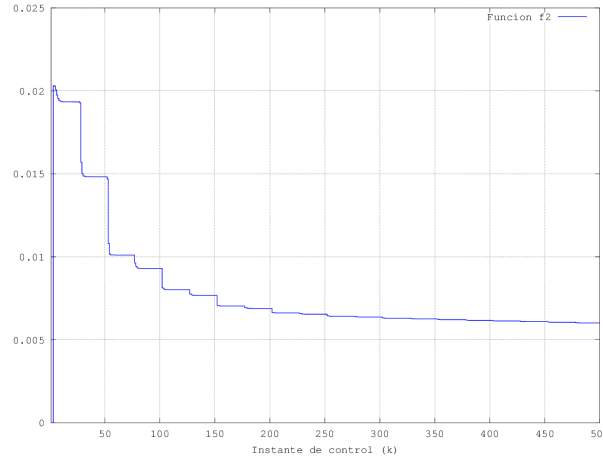


Figura 5.33: Evolución de la función $f_2(k)$ para un proceso con parámetros constantes

Mecanismo de adaptación para un proceso con parámetros variables en el tiempo

Este ejemplo se mostrará el funcionamiento del mecanismo de adaptación para un proceso con parámetros variables en el tiempo. Basándonos en la ecuación general 5.48, el proceso se define mediante las siguientes ecuaciones:

- Entre los instantes $k = 1$ y $k = 249$, el proceso se define como

$$\Delta\omega_r(k) = \Delta\omega_r(k - 1) - 0,19 \cdot \Delta\omega_r(k - 2) + 0,1 \cdot \Delta v_s(k - 1) + 0,09 \cdot \Delta v_s(k - 2)$$

de donde se deduce que los parámetros del proceso tienen los valores

$$a_1(k) = 1,0 \quad a_2(k) = -0,19 \quad b_1(k) = 0,1 \quad b_2(k) = 0,09$$

- Entre los instantes $k = 250$ y $k = 500$, el proceso se define como

$$\Delta\omega_r(k) = \Delta\omega_r(k - 1) - 0,3 \cdot \Delta\omega_r(k - 2) + 0,1 \cdot \Delta v_s(k - 1) + 0,05 \cdot \Delta v_s(k - 2)$$

de donde se deduce que los nuevos parámetros del proceso tienen los valores

$$a_1(k) = 0,9 \quad a_2(k) = -0,1 \quad b_1(k) = 0,1 \quad b_2(k) = 0,05$$

Como valores iniciales de los parámetros estimados del modelo adaptativo-predictivo emplearemos

$$\hat{a}_1(k) = 1,0 \quad \hat{a}_2(k) = 0 \quad \hat{b}_1(k) = 0,1 \quad \hat{b}_2(k) = 0$$

Como puede observarse en las figuras 5.34 a 5.38, el comportamiento del mecanismo de adaptación durante los primeros 249 instantes, es igual al mostrado en el ejemplo anterior. Cuando se produce el cambio dinámico en el instante 250, 5.34, se observa un crecimiento notable en la función $f_1(k)$, figura 5.37, debido al incremento en el error de estimación a posteriori, 5.36, el cual es provocado por la diferencia dinámica existente entre el modelo adaptativo-predictivo y el modelo del proceso. Por su parte, como se observa en la figura 5.38, la función $f_2(k)$, que es indicativa del error de identificación

paramétrico, presenta un incremento importante debido al cambio dinámico producido. A partir de este instante hasta el final, la explicación del comportamiento del mecanismo de adaptación es análoga a la presentada en el ejemplo anterior. En la figura 5.36 se muestra la evolución de los parámetros estimados que forman el modelo adaptativo-predictivo.

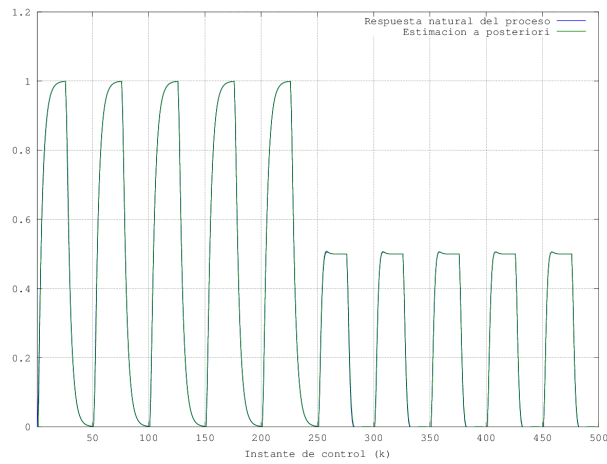


Figura 5.34: Evolución del proceso y de la estimación a posteriori para un proceso con parámetros variables

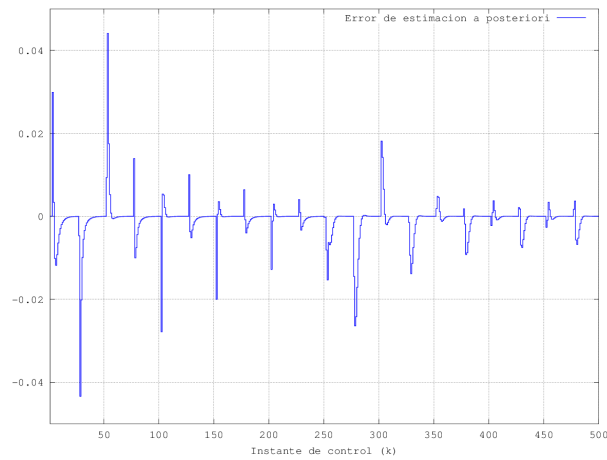


Figura 5.35: Evolución del error de estimación a posteriori para un proceso con parámetros variables

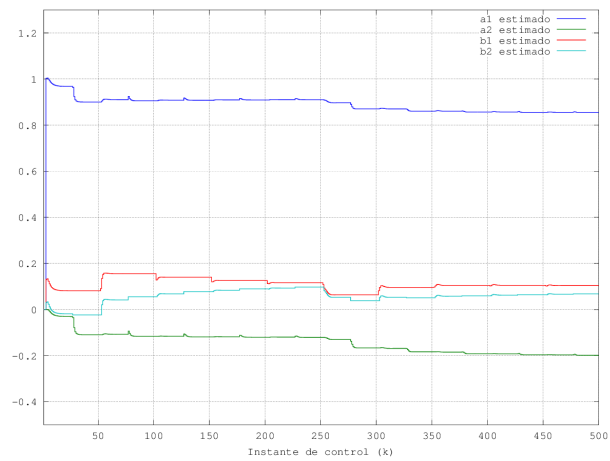


Figura 5.36: Evolución de los parámetros estimados para un proceso con parámetros variables

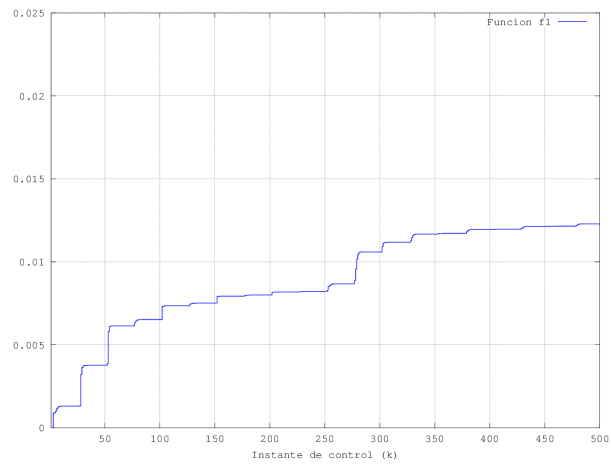


Figura 5.37: Evolución de la función $f_1(k)$ para un proceso con parámetros variables

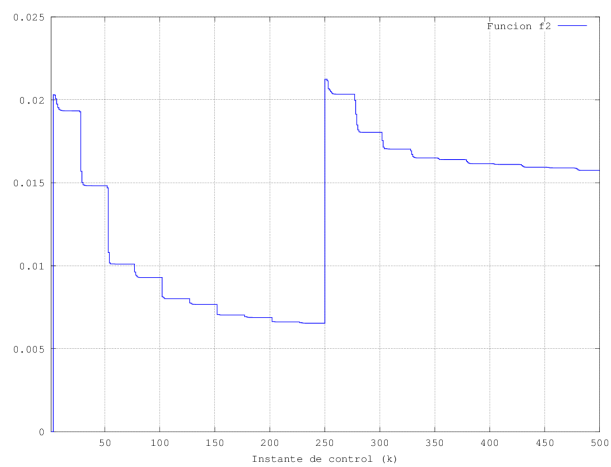


Figura 5.38: Evolución de la función $f_2(k)$ para un proceso con parámetros variables

5.2.4. Bloque experto

El bloque experto representa una base de conocimiento que con un conjunto de reglas determina el modo de operación del estabilizador de potencia adaptativo predictivo en función de la región de trabajo. Dado que el comportamiento dinámico de nuestro proceso depende de la potencia activa generada, P_e , potencia reactiva generada/absorbida, Q_e , tensión en terminales, V_t , y de la impedancia de la línea que conecta el generador con el nudo de potencia de infinita, Z_E ; las regiones de trabajo se definen en función de dichos parámetros, tal y como se presenta posteriormente en la sección 5.3.

La interacción del bloque experto con el controlador adaptativo predictivo se define a continuación:

- **Bloque conductor:** en su interacción con el bloque conductor, el bloque experto puede determinar el criterio de rendimiento para la generación de la trayectoria deseada más conveniente para cada una de las regiones de trabajo. Los parámetros modificables del bloque conductor serían el parámetro n y el horizonte de predicción (λ).
- **Modelo predictivo:** en su interacción con el modelo predictivo, el bloque experto transmite el horizonte de predicción (λ) seleccionado en el bloque conductor y los parámetros estimados generados por el mecanismo de adaptación, modelo adaptativo-predictivo. Por otro lado, se ocupará de vigilar que no se superan los límites físicos en las acciones de control.
- **Mecanismo de adaptación:** en su interacción con el mecanismo de adaptación, el bloque experto puede determinar: (a) cuando activar o desactivar la adaptación de los parámetros del modelo adaptativo-predictivo, según sean las condiciones de operación, y (b) la reinicialización de los parámetros del modelo adaptativo-predictivo al variar de región de trabajo. Por una parte, al introducir criterios para arrancar o parar la adaptación según las condiciones de operación, el bloque experto vuelve al mecanismo de adaptación más robusto, evitando posibles deterioros en la identificación paramétrica. Por otra parte, si conocemos de forma aproximada cambios importantes en la dinámica del proceso en diferentes regiones de trabajo, el bloque experto puede ayudar sensiblemente al mecanismo de adaptación al reinicializar los parámetros del modelo cuando se cumplan las condiciones de cambio de una región de trabajo a otra.

5.3. Análisis e identificación de la dinámica de la planta

5.3.1. Introducción

El sistema dinámico que modela el comportamiento del sistema eléctrico de potencia viene determinado por las expresiones:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, y, u) \quad (5.49)$$

$$y = \mathbf{g}(\mathbf{x}, u)$$

Donde \mathbf{x} representa las variables de estado del sistema descritas anteriormente, u representa la señal de entrada (Δv_s , incremento de tensión adicional aplicada por el PSS) e y la señal de salida ($\Delta \omega_r$, desvío de velocidad del rotor). La primera ecuación modela la dinámica del sistema eléctrico de potencia, mientras que la segunda modela el conjunto de ecuaciones algebraicas que relacionan las tensiones y las corrientes del estátor con las del circuito externo al que está conectado el generador (ecuaciones de flujo de carga).

Linealizando la ecuación 5.49 en un punto cualquier del espacio de trabajo, se obtiene el modelo lineal del sistema en dicho punto, tal y como se muestra en la ecuación 5.50.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B} \cdot u \quad (5.50)$$

$$y = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}$$

A partir del sistema de ecuaciones 5.50, la función de transferencia que relaciona la entrada y la salida se define como:

$$y = \mathbf{C} \cdot (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot u \quad (5.51)$$

La dinámica del sistema está determinada por la posición de los autovalores de la matriz de evolución del sistema, \mathbf{A} ; por ello es necesario identificar todos los elementos de esta matriz. Como el modelo utilizado es continuo en el tiempo, y nuestro controlador es de carácter discreto, es necesario muestrear las señales de entrada y salida a intervalos constantes de tiempo, construyendo un modelo discreto equivalente. Existen diferentes formas de construir el modelo discreto a partir del modelo continuo, aunque en la Tesis se ha utilizado la forma clásica, que consiste en utilizar un muestreador junto con un retenedor de orden cero.

La función de transferencia definida por la ecuación 5.51 se transforma en una ecuación en diferencias de la forma:

$$y(z) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \cdot u(z) \quad (5.52)$$

Donde $A(z^{-1})$ y $B(z^{-1})$ son polinomios con el operador de retraso z^{-1} y se definen como

$$A(z^{-1}) = 1 - a_1 \cdot z^{-1} - a_2 \cdot z^{-2} - \dots - a_n \cdot z^{-n} \quad (5.53)$$

$$B(z^{-1}) = b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2} + \dots + b_m \cdot z^{-m}$$

donde n y m representan los órdenes de dichos polinomios.

Establecida la introducción, en la siguiente sección se comenzará determinando la expresión general de la función de transferencia que relaciona el desvío de velocidad del rotor, $\Delta\omega_r$, con la tensión adicional aportada por el estabilizador de potencia, Δv_s , y la variación del par mecánico de entrada, ΔT_m . A continuación, en la última sección se estudiará como varían los parámetros de la función de transferencia en función del punto de funcionamiento del generador y de la impedancia del sistema eléctrico. Esto nos servirá de ayuda para definir las diferentes regiones de trabajo en las cuales habrá que ajustar nuestro estabilizador de potencia.

5.3.2. Determinación de la expresión general para la función de transferencia

El sistema dinámico de interés para su estudio y análisis se muestra en forma de diagrama de bloques en la figura 5.39, donde se considerará que el sistema de excitación es de tipo tiristores con un regulador de tensión automático (AVR), en la que su función de transferencia puede simplificarse a una ganancia pura, $G_{ex}(s) = K_{ex}$.

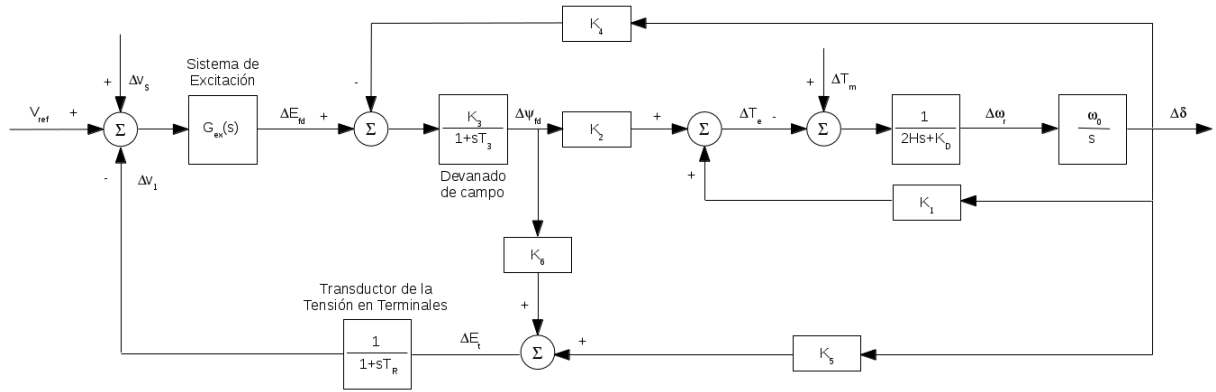


Figura 5.39: Diagrama de bloques representando el sistema dinámico a estudiar

Basándose en la ecuación 5.50, la expresión general del diagrama de bloques en la forma de espacio de estados es la siguiente

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\omega}_r \\ \Delta \dot{\delta} \\ \Delta \dot{\Psi}_{fd} \\ \Delta \dot{v}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & 0 \\ a_{21} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ 0 & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \omega_r \\ \Delta \delta \\ \Delta \Psi_{fd} \\ \Delta v_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & b_{32} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta T_m \\ \Delta v_s \end{bmatrix} \quad (5.54)$$

$$[\Delta \omega_r] = [1 \ 0 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} \Delta \omega_r \\ \Delta \delta \\ \Delta \Psi_{fd} \\ \Delta v_1 \end{bmatrix} \quad (5.55)$$

donde

$$\begin{aligned}
a_{11} &= -\frac{K_D}{2H} \\
a_{12} &= -\frac{K_1}{2H} \\
a_{13} &= -\frac{K_2}{2H} \\
a_{21} &= \omega_0 = 2\pi f_0 \\
a_{32} &= -\frac{\omega_0 R_{fd}}{L_{ad}} K_4 \\
a_{33} &= -\frac{R_{fd}}{L_{ad}} \cdot \frac{1}{K_3} \\
a_{34} &= -\frac{\omega_0 R_{fd}}{L_{ad}} K_{ex} \\
a_{42} &= \frac{K_5}{T_R} \\
a_{43} &= \frac{K_6}{T_R} \\
a_{44} &= -\frac{1}{T_R} \\
b_{11} &= \frac{1}{2H} \\
b_{32} &= \frac{\omega_0 R_{fd}}{L_{ad}} K_{ex}
\end{aligned} \tag{5.56}$$

Se ha mencionado que ΔT_m y Δv_s dependen de los controles de la turbina y del estabilizador de potencia, respectivamente. Con un par mecánico de entrada constante, $\Delta T_m = 0$; y con una tensión de salida del estabilizador de potencia constante, $\Delta v_s = 0$.

Sustituyendo en la ecuación general 5.51 las matrices de las expresiones 5.54 y 5.55 y operando, se obtiene la función de transferencia que relaciona el desvío de velocidad del rotor, $\Delta\omega_r$, con la tensión adicional suministrada por el estabilizador de potencia, Δv_s , y con la variación del par mecánico de entrada, ΔT_m .

$$[\Delta\omega_r(s)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s - a_{11} & -a_{12} & -a_{13} & 0 \\ -a_{21} & s & 0 & 0 \\ 0 & -a_{32} & s - a_{33} & -a_{34} \\ 0 & -a_{42} & -a_{43} & s - a_{44} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} b_{11} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & b_{32} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta T_m(s) \\ \Delta v_s(s) \end{bmatrix} \tag{5.57}$$

El cálculo de la inversa de la matriz $(s\mathbf{I} - \mathbf{A})$ se efectúa mediante la siguiente expresión [Ogata, 1998]

$$(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} = \frac{[Adj(s\mathbf{I} - \mathbf{A})]^T}{|s\mathbf{I} - \mathbf{A}|} \tag{5.58}$$

donde

$$\begin{aligned}
|s\mathbf{I} - \mathbf{A}| &= s^4 - (a_{11} + a_{33} + a_{44})s^3 + [a_{33}a_{44}(1 + a_{11}) - a_{34}a_{43} - a_{12}a_{21}]s^2 + \\
&\quad + [a_{11}(a_{34}a_{43} - a_{33}a_{44}) + a_{12}a_{21}(a_{33} + a_{44})]s - a_{12}a_{21}a_{33}a_{44}
\end{aligned} \tag{5.59}$$

y

$$[Adj(s\mathbf{I} - \mathbf{A})]^T = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{21} & A_{31} & A_{41} \\ A_{12} & A_{22} & A_{32} & A_{42} \\ A_{13} & A_{23} & A_{33} & A_{43} \\ A_{14} & A_{24} & A_{34} & A_{44} \end{bmatrix} \quad (5.60)$$

siendo

$$\begin{aligned} A_{11} &= s^3 - (a_{33} + a_{44})s^2 + (a_{33}a_{44} - a_{34}a_{43})s \\ A_{12} &= a_{21}s^2 - a_{21}(a_{33} + a_{44})s + a_{21}(a_{33}a_{44} - a_{34}a_{43}) \\ A_{13} &= a_{21}a_{32}s - a_{21}(a_{32}a_{44} - a_{34}a_{42}) \\ A_{14} &= a_{21}a_{42}s + a_{21}(a_{32}a_{43} - a_{33}a_{42}) \\ \\ A_{21} &= a_{12}s^2 + [a_{13}a_{32} - a_{12}(a_{33} + a_{44})]s + a_{12}(a_{33}a_{44} - a_{34}a_{43}) + a_{13}(a_{34}a_{42} - a_{32}a_{44}) \\ A_{22} &= s^3 - (a_{11} + a_{33} + a_{44})s^2 + [a_{11}(a_{33} + a_{44}) + a_{33}a_{44} - a_{34}a_{43}]s - a_{11}(a_{33}a_{44} - a_{34}a_{43}) \\ A_{23} &= a_{32}s^2 + [a_{34}a_{42} - a_{32}(a_{11} + a_{44})]s + a_{11}(a_{32}a_{44} - a_{34}a_{42}) \\ A_{24} &= a_{42}s^2 + [a_{32}a_{43} - a_{42}(a_{11} + a_{33})]s + a_{11}(a_{33}a_{42} - a_{32}a_{43}) \\ \\ A_{31} &= a_{13}s^2 - a_{13}a_{44}s \\ A_{32} &= a_{13}a_{21}s - a_{13}a_{21}a_{44} \\ A_{33} &= s^3 - (a_{11} + a_{44})s^2 + (a_{11}a_{44} - a_{12}a_{21})s + a_{12}a_{21}a_{44} \\ A_{34} &= a_{43}s^2 - a_{11}a_{43}s - a_{21}(a_{12}a_{43} - a_{13}a_{42}) \\ \\ A_{41} &= a_{13}a_{34}s \\ A_{42} &= a_{13}a_{21}a_{34} \\ A_{43} &= a_{34}s^2 - a_{11}a_{34}s - a_{12}a_{21}a_{34} \\ A_{44} &= s^3 - (a_{11} + a_{33})s^2 + (a_{11}a_{33} - a_{12}a_{21})s + a_{21}(a_{12}a_{33} - a_{13}a_{32}) \end{aligned} \quad (5.61)$$

Sustituyendo las ecuaciones 5.59 y 5.60 en la expresión 5.58 y aplicando el resultado hallado en la ecuación 5.57, se obtiene

$$[\Delta\omega_r(s)] = \frac{1}{p_0s^4 + p_1s^3 + p_2s^2 + p_1s + p_0} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{11} & A_{21} & A_{31} & A_{41} \\ A_{12} & A_{22} & A_{32} & A_{42} \\ A_{13} & A_{23} & A_{33} & A_{43} \\ A_{14} & A_{24} & A_{34} & A_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_{11} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & b_{32} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta T_m(s) \\ \Delta v_s(s) \end{bmatrix}$$

$$[\Delta\omega_r(s)] = \frac{1}{p_0s^4 + p_1s^3 + p_2s^2 + p_1s + p_0} \begin{bmatrix} A_{11} & A_{21} & A_{31} & A_{41} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_{11} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & b_{32} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta T_m(s) \\ \Delta v_s(s) \end{bmatrix}$$

$$[\Delta\omega_r(s)] = \frac{1}{p_0s^4 + p_1s^3 + p_2s^2 + p_3s + p_4} \begin{bmatrix} A_{11}b_{11} & A_{31}b_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta T_m(s) \\ \Delta v_s(s) \end{bmatrix}$$

$$\Delta\omega_r(s) = \frac{A_{11}b_{11}\Delta T_m(s) + A_{31}b_{32}\Delta v_s(s)}{p_0s^4 + p_1s^3 + p_2s^2 + p_3s + p_4} \quad (5.62)$$

Sustituyendo en la ecuación 5.62 las expresiones para A_{11} y A_{31} , mostradas en 5.61, se obtiene la expresión general para la función de transferencia como

$$\Delta\omega_r(s) = \frac{b_{11}[s^3 - (a_{33} + a_{44})s^2 + (a_{33}a_{44} - a_{34}a_{43})s]}{p_0s^4 + p_1s^3 + p_2s^2 + p_3s + p_4}\Delta T_m(s) + \frac{b_{32}[a_{13}s^2 - a_{13}a_{44}s]}{p_0s^4 + p_1s^3 + p_2s^2 + p_3s + p_4}\Delta v_s(s) \quad (5.63)$$

donde los coeficientes p_0 , p_1 , p_2 , p_3 y p_4 del polinomio del denominador se deducen de la ecuación 5.59, siendo éstos:

$$\begin{aligned} p_0 &= 1 \\ p_1 &= -(a_{11} + a_{33} + a_{44}) \\ p_2 &= a_{33}a_{44}(1 + a_{11}) - a_{34}a_{43} - a_{12}a_{21} \\ p_3 &= a_{11}(a_{34}a_{43} - a_{33}a_{44}) + a_{12}a_{21}(a_{33} + a_{44}) \\ p_4 &= -a_{12}a_{21}a_{33}a_{44} \end{aligned} \quad (5.64)$$

De forma más compacta para su posterior estudio, la función de transferencia mostrada en la ecuación 5.63 se puede escribir como

$$\Delta\omega_r(s) = \frac{c_0s^3 + c_1s^2 + c_2s}{p_0s^4 + p_1s^3 + p_2s^2 + p_3s + p_4}\Delta T_m(s) + \frac{q_0s^2 + q_1s}{p_0s^4 + p_1s^3 + p_2s^2 + p_3s + p_4}\Delta v_s(s) \quad (5.65)$$

donde

$$\begin{aligned} c_0 &= b_{11} \\ c_1 &= -b_{11}(a_{33} + a_{44}) \\ c_2 &= b_{11}(a_{33}a_{44} - a_{34}a_{43}) \\ q_0 &= b_{32}a_{13} \\ q_1 &= -b_{32}a_{13}a_{44} \end{aligned} \quad (5.66)$$

Dado que las variaciones en el par mecánico, ΔT_m , son relativamente lentas incluso cuando se producen movimientos rápidos de cierre o apertura de válvulas, la función de transferencia que nos interesa para nuestro posterior estudio y ajuste del estabilizador de potencia es la siguiente

$$\Delta\omega_r(s) = \frac{q_0s^2 + q_1s}{p_0s^4 + p_1s^3 + p_2s^2 + p_3s + p_4}\Delta v_s(s) \quad (5.67)$$

donde consideramos que el par mecánico de entrada es constante, $\Delta T_m = 0$.

5.3.3. Variación de los coeficientes de la función de transferencia

Partiendo de un generador conectado a un bus de potencia infinita a través de una línea cuya impedancia se define como $R_E + jX_E$. El análisis de la variación de los coeficientes de la función de transferencia mostrada en la ecuación 5.67 se efectuará de la siguiente forma:

- La potencia activa (P) se encontrará en un rango comprendido entre 0,0 y 1,0 p.u., siendo sus variaciones en incrementos de 0,01 p.u.
- La potencia reactiva (Q) se encontrarán en un rango comprendido entre -0,1 y 0,9 p.u., siendo sus variaciones en incrementos de 0,01 p.u.
- De la impedancia de la línea ($R_E + jX_E$) situada entre el generador y el bus de potencia infinita, sólo se considerará la componente inductiva de la misma, la cual se encontrará en un rango entre 0,2 y 0,8 p.u., siendo su variación en incrementos de 0,01 p.u.. Esta elección se ha basado en magnitudes ya empleadas en otras referencias bibliográficas básicas [Kundur, 1994] y [Padiyar, 2004].

Para cada conjunto de valores (P, Q, X_E) se calculan los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 ; para a continuación, representar gráficamente su evolución en función del punto de funcionamiento del generador.

Los parámetros por unidad que definen el generador son los siguientes:

$$\begin{array}{cccc} L_d = 1,81 & L_q = 1,76 & L_l = 0,16 & R_a = 0,003 \\ L_{fd} = 0,153 & R_{fd} = 0,0006 & H = 3,5 \text{ MWs/MVA} & K_D = 0 \end{array}$$

Los parámetros que definen el sistema de excitación de tipo tiristores con AVR y el transductor de la tensión en terminales son:

$$K_{ex} = 200 \quad T_R = 0,02s$$

La tensión del nudo de potencia infinita, E_B , tiene un valor por unidad de $1,0 \angle 0^\circ$.

5.3.3.1. Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0,0 p.u.

Manteniendo constante el valor de la potencia activa (P) a 0,0 p.u y variando la potencia reactiva y la impedancia de la línea, tal y como se describe en la sección 5.3.3. En las figuras 5.40, 5.41, 5.42, 5.43, 5.44, 5.45 y 5.46 se muestran los posibles valores de los coeficientes q_0 , q_1 , p_0 , p_1 , p_2 , p_3 y p_4 en diferentes puntos de operación, respectivamente.

De forma general para todas las figuras, las zonas que se encuentran coloreadas de rojo oscuro corresponden a regiones donde el valor del coeficiente es máximo, mientras que las zonas coloreadas de azul oscuro representan regiones donde el valor del coeficiente es mínimo. Si toda la zona presenta un color verde, significa que el coeficiente tiene el mismo valor en todos los puntos de operación considerados.

En la tabla 5.1 se muestran los valores máximo y mínimo para cada uno de los coeficientes. Esta información será útil para la posterior definición de las regiones de trabajo del estabilizador de potencia.

Coefficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-0,0030930808	-0,0190429006
q_1	-0,1546540393	-0,9521450305
p_0	1,0	1,0
p_1	50,0013377166	50,0007895797
p_2	786,3886389308	440,6611437224
p_3	1331,1917262064	799,7061915014
p_4	1,7700311844	0,6314218028

Tabla 5.1: Valores máximos y mínimos de los coeficientes q_0 , q_1 , p_0 , p_1 , p_2 , p_3 y p_4 para P=0,0 p.u.

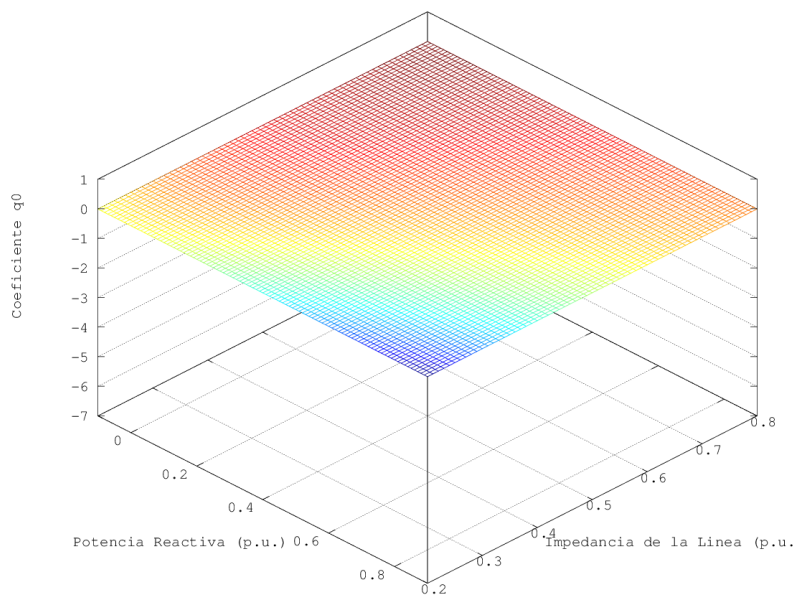


Figura 5.40: Variación del coeficiente q_0 para P=0,0 p.u.

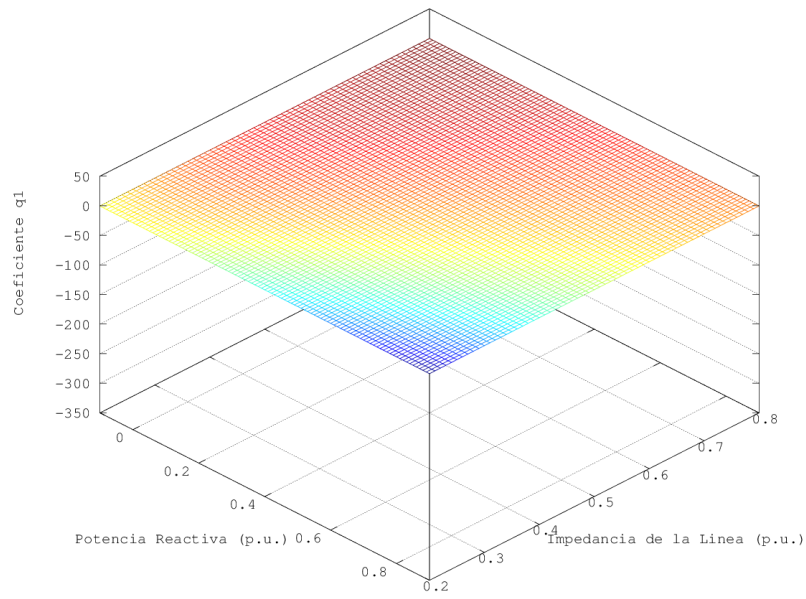


Figura 5.41: Variación del coeficiente q_1 para $P=0,0$ p.u.

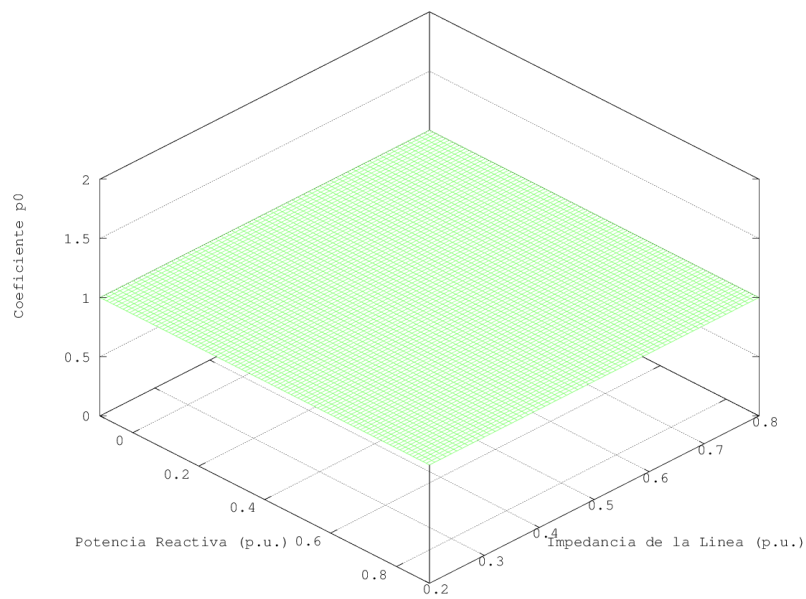


Figura 5.42: Variación del coeficiente p_0 para $P=0,0$ p.u.

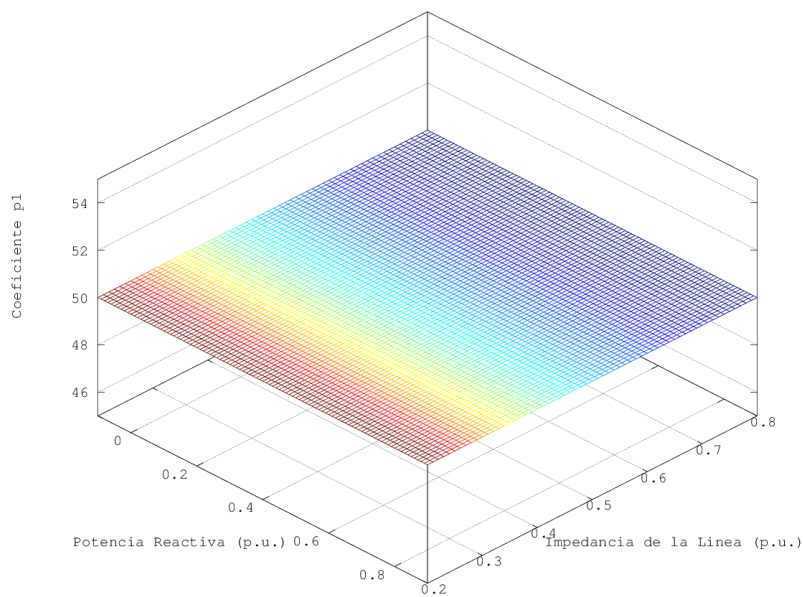


Figura 5.43: Variación del coeficiente p_1 para $P=0,0$ p.u.

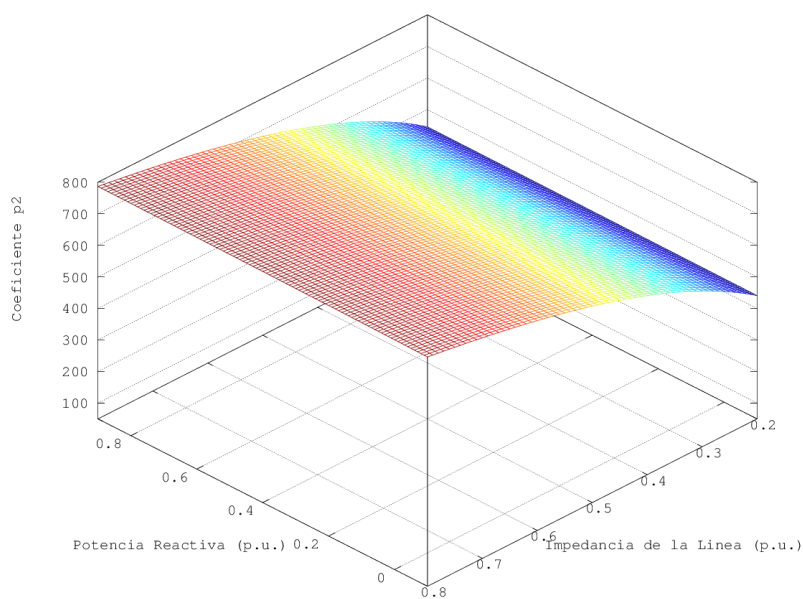


Figura 5.44: Variación del coeficiente p_2 para $P=0,0$ p.u.

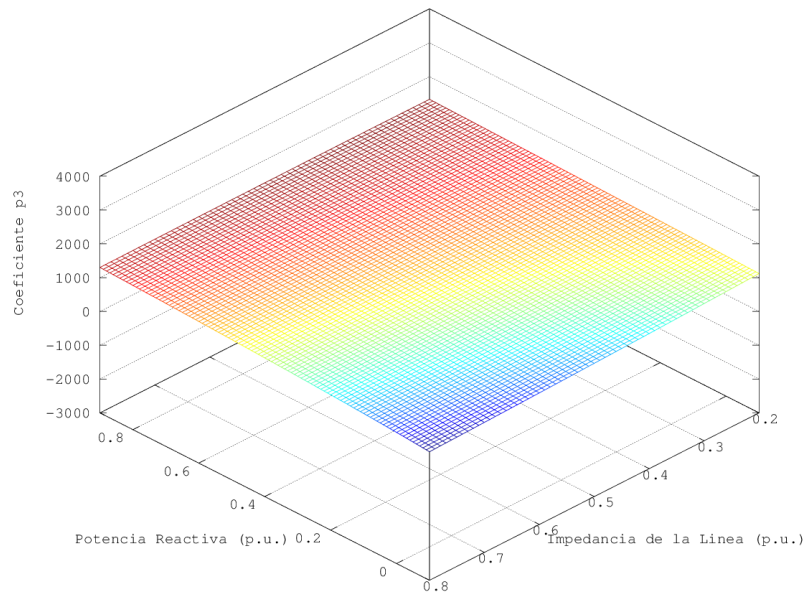


Figura 5.45: Variación del coeficiente p_3 para $P=0,0$ p.u.

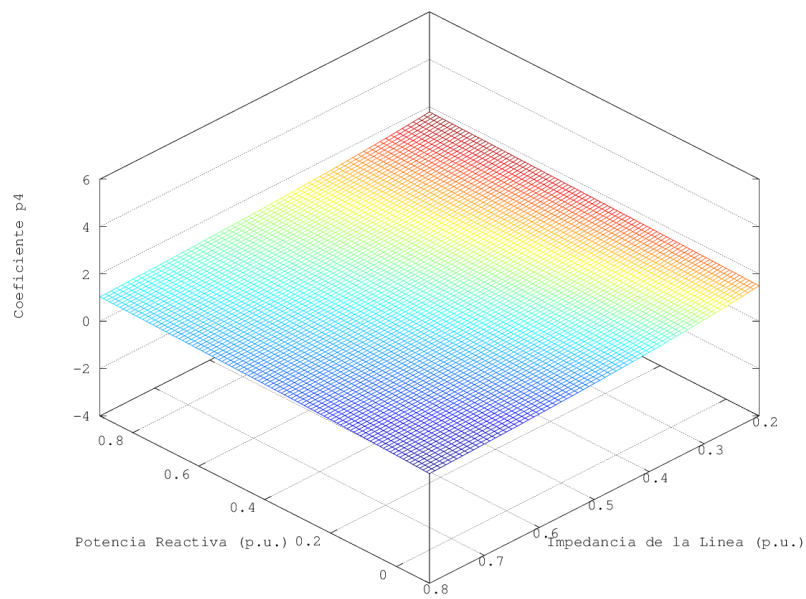


Figura 5.46: Variación del coeficiente p_4 para $P=0,0$ p.u.

5.3.3.2. Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.1 p.u.

Manteniendo constante el valor de la potencia activa (P) a 0,1 p.u y variando la potencia reactiva y la impedancia de la línea, tal y como se describe en la sección 5.3.3. En las figuras 5.47, 5.48, 5.49, 5.50, 5.51, 5.52 y 5.53 se muestran los posibles valores de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 en diferentes puntos de operación, respectivamente.

De forma general para todas las figuras, las zonas que se encuentran coloreadas de rojo oscuro corresponden a regiones donde el valor del coeficiente es máximo, mientras que las zonas coloreadas de azul oscuro representan regiones donde el valor del coeficiente es mínimo. Si toda la zona presenta un color verde, significa que el coeficiente tiene el mismo valor en todos los puntos de operación considerados.

En la tabla 5.2 se muestran los valores máximo y mínimo para cada uno de los coeficientes. Esta información será útil para la posterior definición de las regiones de trabajo del estabilizador de potencia.

Coeficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-0,2036566074	-1,4449814593
q_1	-10,1828303692	-72,2490729667
p_0	1,0	1,0
p_1	50,0013377166	50,0007895797
p_2	785,6158143021	432,9674502503
p_3	1341,5503714918	860,2293283028
p_4	1,7888257182	0,6792088884

Tabla 5.2: Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para P=0.1 p.u.

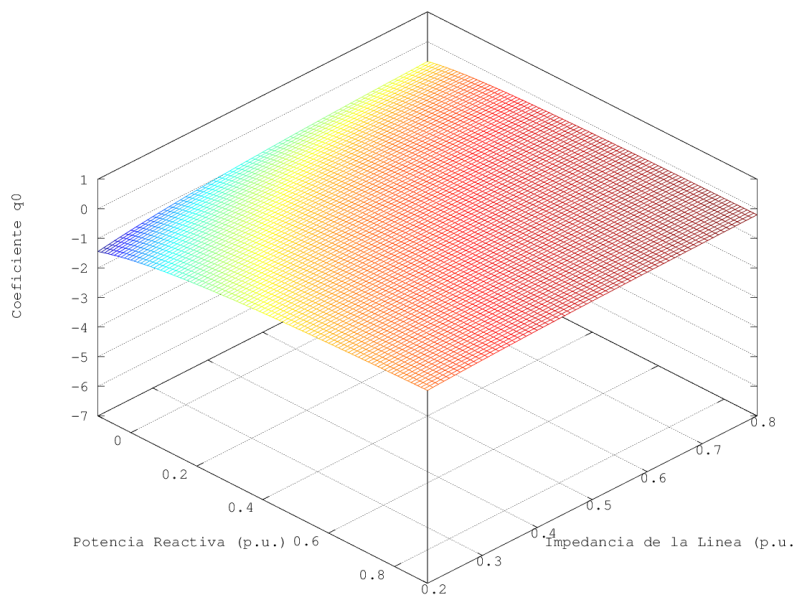


Figura 5.47: Variación del coeficiente q_0 para P=0.1 p.u.

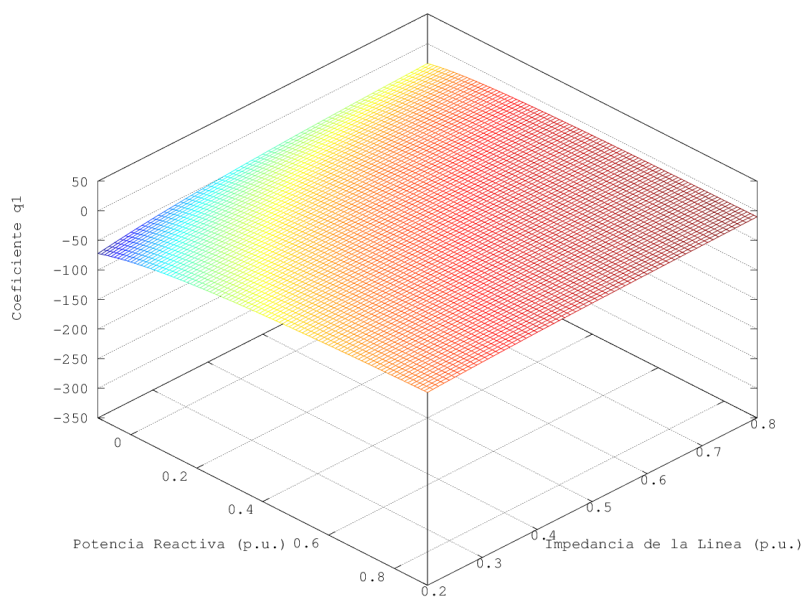


Figura 5.48: Variación del coeficiente q_1 para $P=0.1$ p.u.

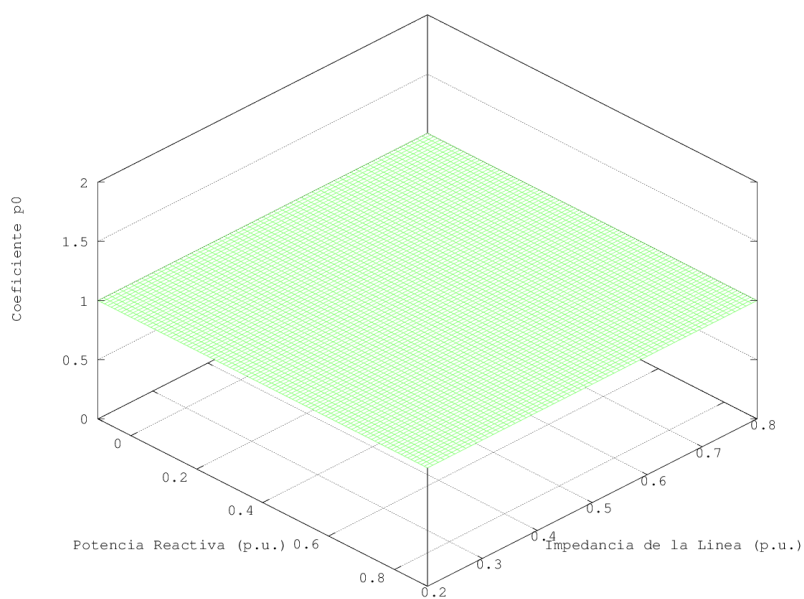


Figura 5.49: Variación del coeficiente p_0 para $P=0.1$ p.u.

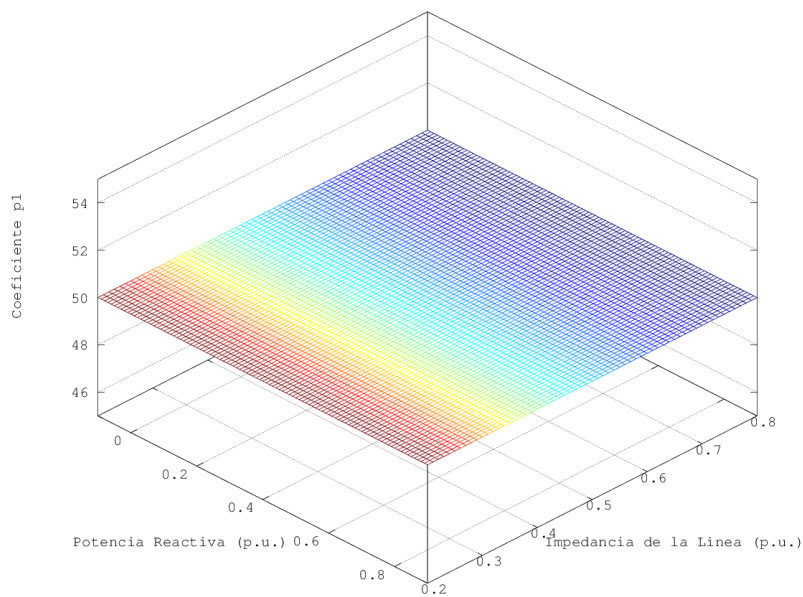


Figura 5.50: Variación del coeficiente p_1 para $P=0.1$ p.u.

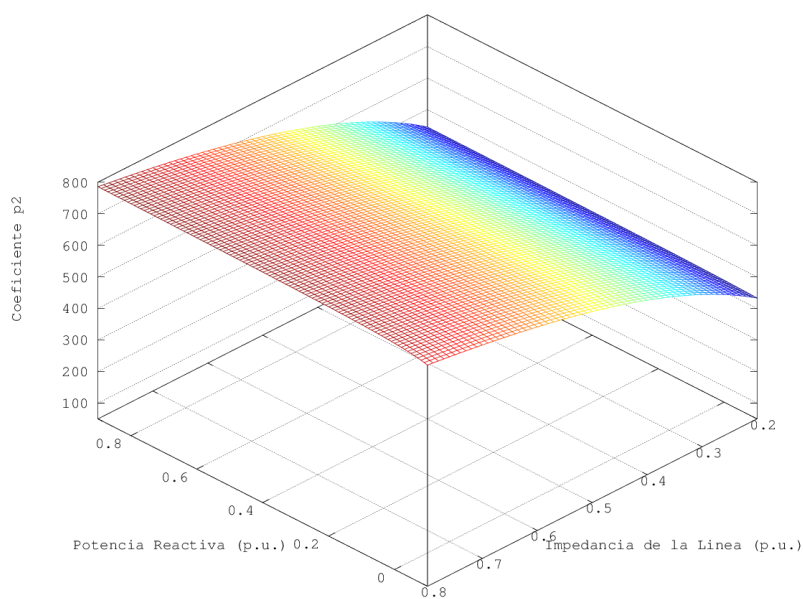


Figura 5.51: Variación del coeficiente p_2 para $P=0.1$ p.u.

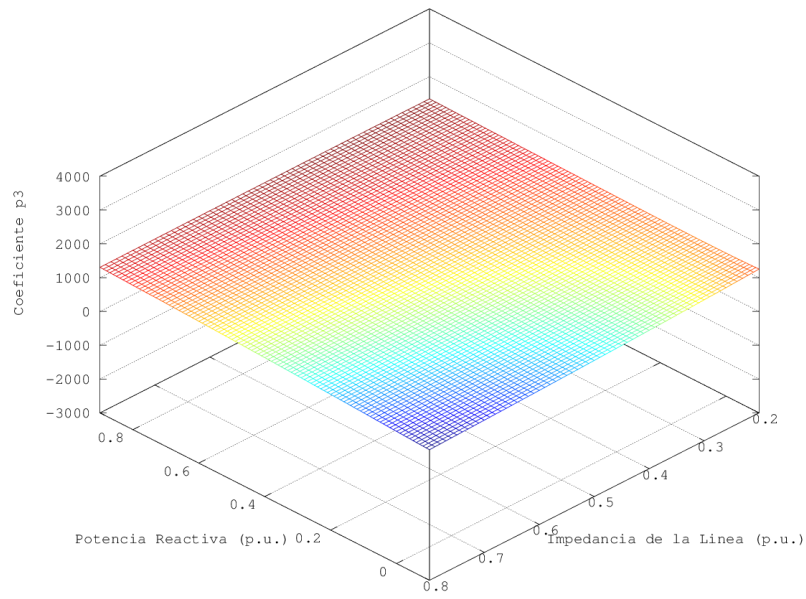


Figura 5.52: Variación del coeficiente p_3 para $P=0.1$ p.u.

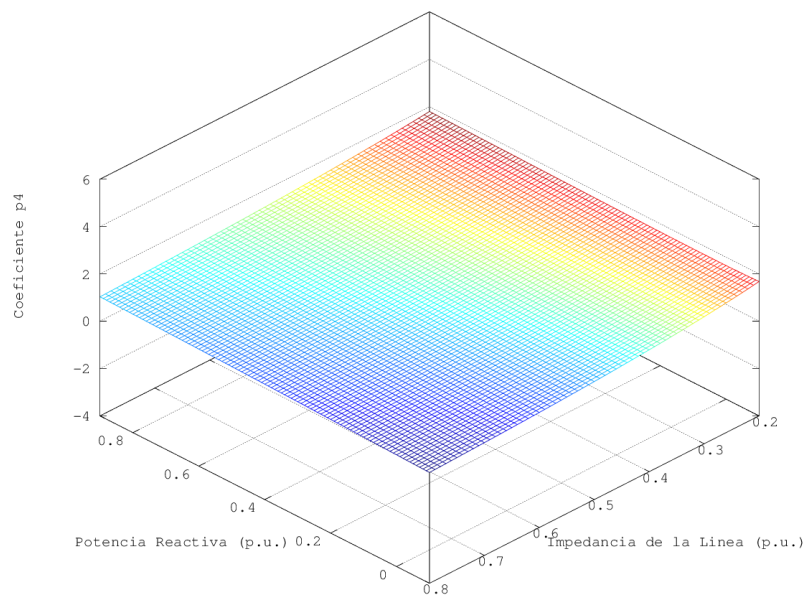


Figura 5.53: Variación del coeficiente p_4 para $P=0.1$ p.u.

5.3.3.3. Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.2 p.u.

Manteniendo constante el valor de la potencia activa (P) a 0.2 p.u y variando la potencia reactiva y la impedancia de la línea, tal y como se describe en la sección 5.3.3. En las figuras 5.54, 5.55, 5.56, 5.57, 5.58, 5.59 y 5.60 se muestran los posibles valores de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 en diferentes puntos de operación, respectivamente.

De forma general para todas las figuras, las zonas que se encuentran coloreadas de rojo oscuro corresponden a regiones donde el valor del coeficiente es máximo, mientras que las zonas coloreadas de azul oscuro representan regiones donde el valor del coeficiente es mínimo. Si toda la zona presenta un color verde, significa que el coeficiente tiene el mismo valor en todos los puntos de operación considerados.

En la tabla 5.3 se muestran los valores máximo y mínimo para cada uno de los coeficientes. Esta información será útil para la posterior definición de las regiones de trabajo del estabilizador de potencia.

Coefficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-0.3993053253	-2.6948673894
q_1	-19.9652662627	-134.7433694719
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	783.3093976017	412.7805198926
p_3	1583.7573726877	985.1298029449
p_4	2.1185619062	0.7778262102

Tabla 5.3: Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para P=0.2 p.u.

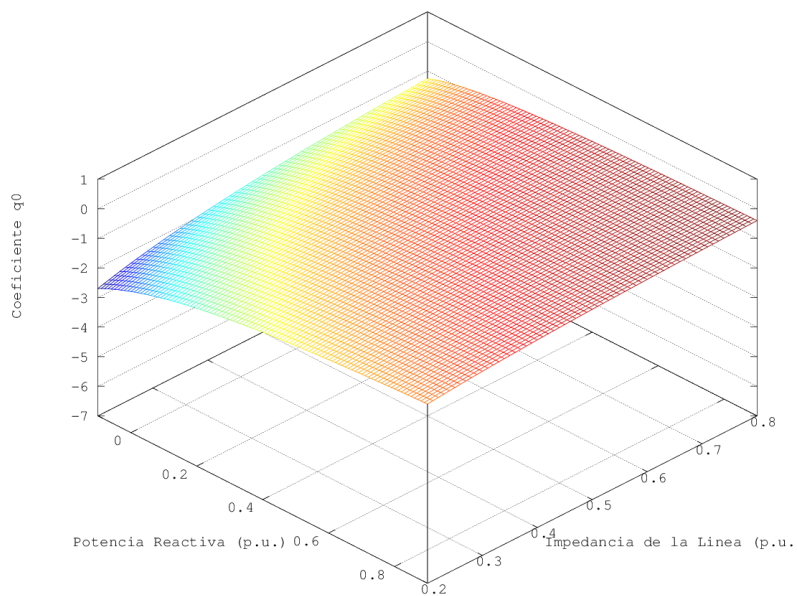


Figura 5.54: Variación del coeficiente q_0 para P=0.2 p.u.

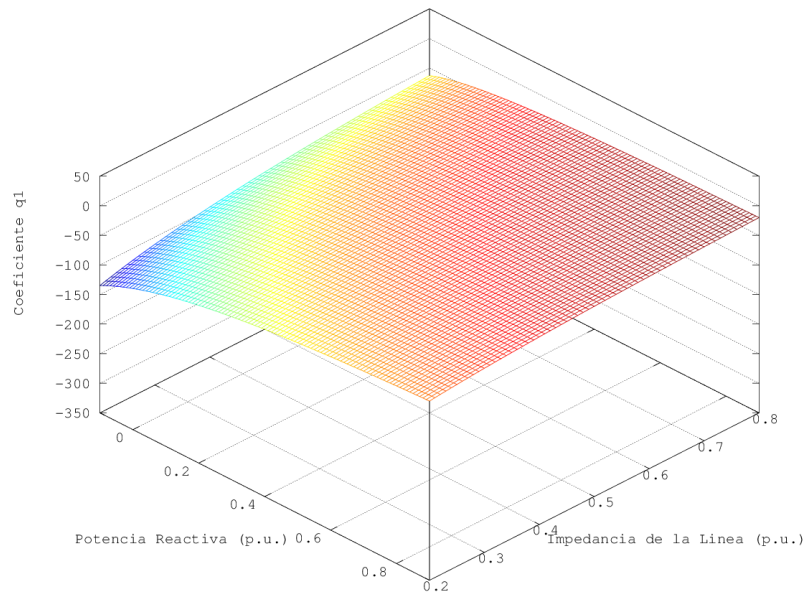


Figura 5.55: Variación del coeficiente q_1 para $P=0.2$ p.u.

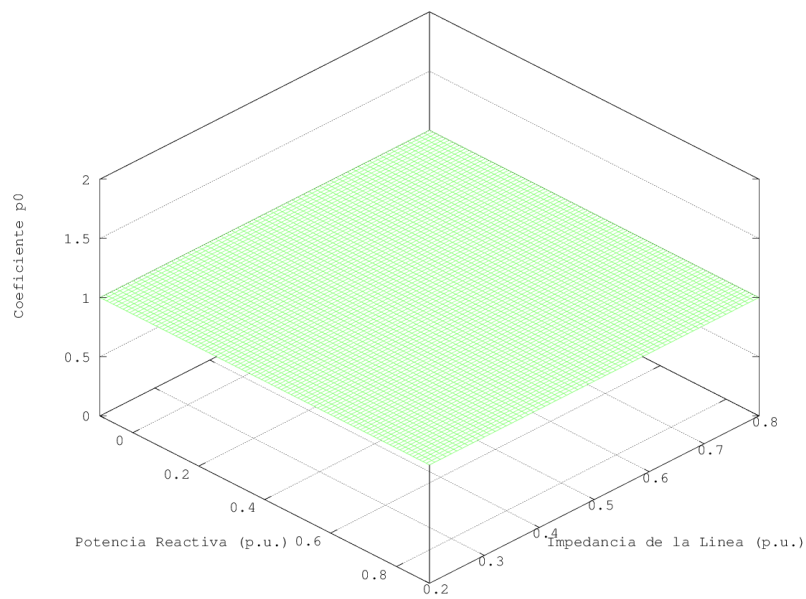


Figura 5.56: Variación del coeficiente p_0 para $P=0.2$ p.u.

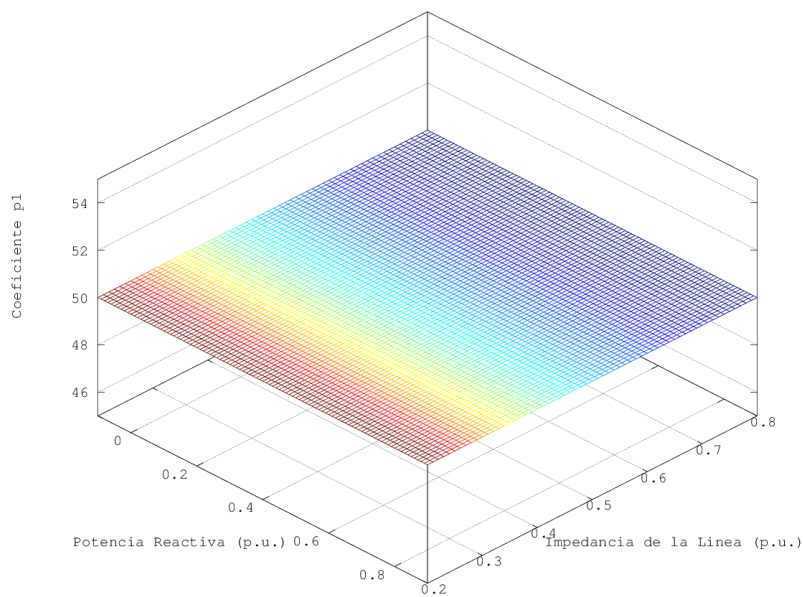


Figura 5.57: Variación del coeficiente p_1 para $P=0.2$ p.u.

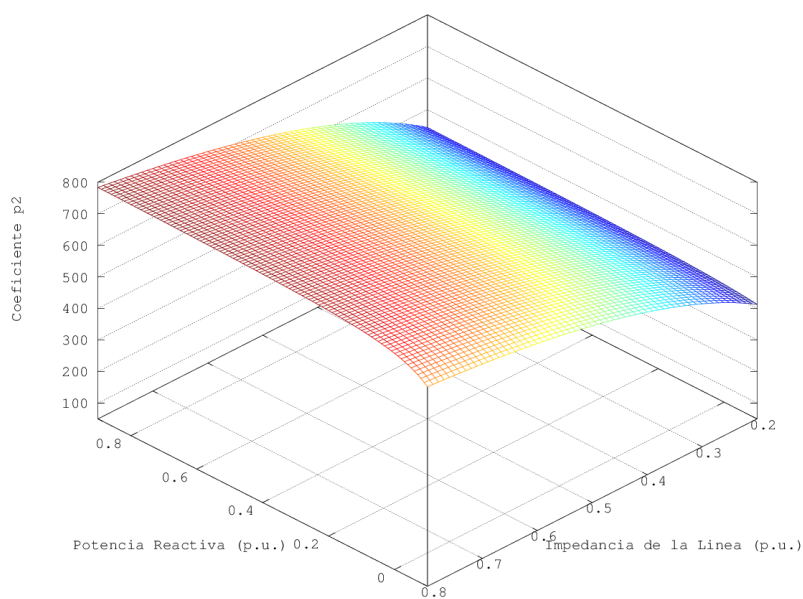


Figura 5.58: Variación del coeficiente p_2 para $P=0.2$ p.u.

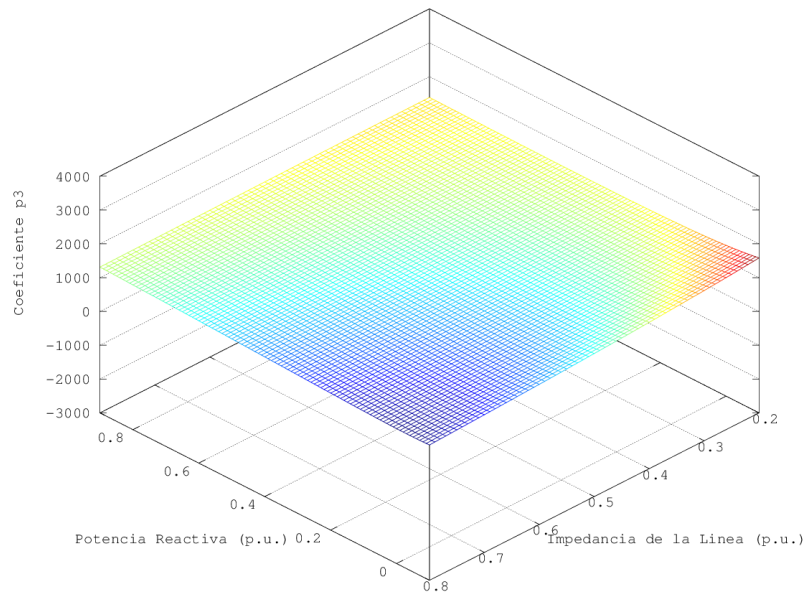


Figura 5.59: Variación del coeficiente p_3 para $P=0.2$ p.u.

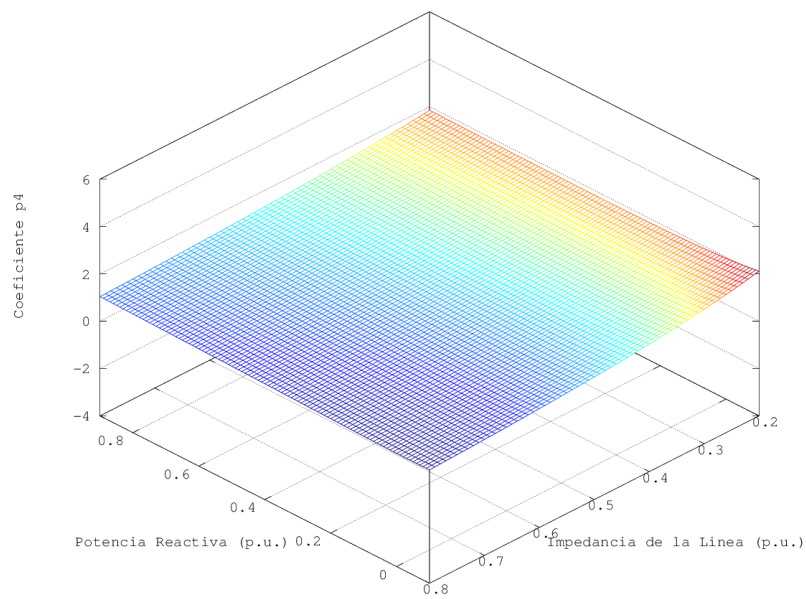


Figura 5.60: Variación del coeficiente p_4 para $P=0.2$ p.u.

5.3.3.4. Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.3 p.u.

Manteniendo constante el valor de la potencia activa (P) a 0.3 p.u y variando la potencia reactiva y la impedancia de la línea, tal y como se describe en la sección 5.3.3. En las figuras 5.61, 5.62, 5.63, 5.64, 5.65, 5.66 y 5.67 se muestran los posibles valores de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 en diferentes puntos de operación, respectivamente.

De forma general para todas las figuras, las zonas que se encuentran coloreadas de rojo oscuro corresponden a regiones donde el valor del coeficiente es máximo, mientras que las zonas coloreadas de azul oscuro representan regiones donde el valor del coeficiente es mínimo. Si toda la zona presenta un color verde, significa que el coeficiente tiene el mismo valor en todos los puntos de operación considerados.

En la tabla 5.4 se muestran los valores máximo y mínimo para cada uno de los coeficientes. Esta información será útil para la posterior definición de las regiones de trabajo del estabilizador de potencia.

Coefficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-0.5927040418	-3.6731420427
q_1	-29.6352020905	-183.6571021346
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	779.4548379599	385.6439026587
p_3	1980.6533845950	1085.3821039283
p_4	2.6494821002	0.8569821418

Tabla 5.4: Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para P=0.3 p.u.

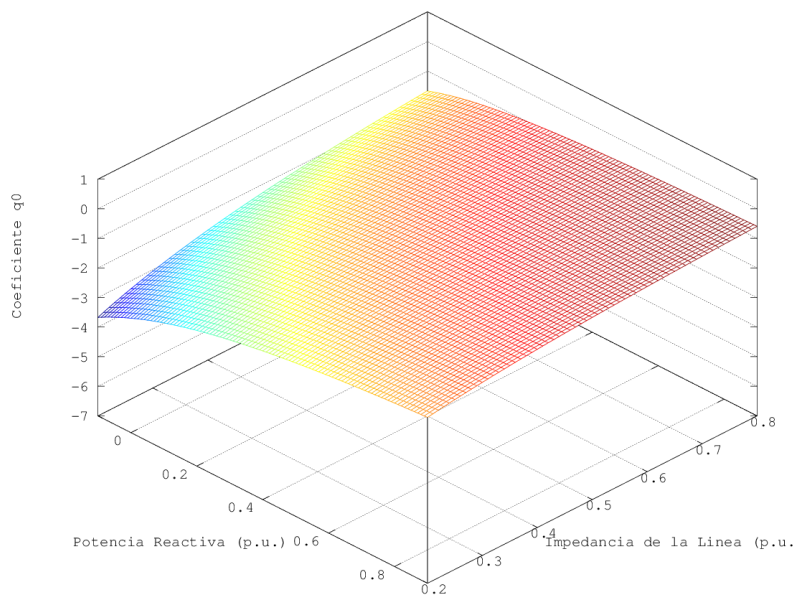


Figura 5.61: Variación del coeficiente q_0 para P=0.3 p.u.

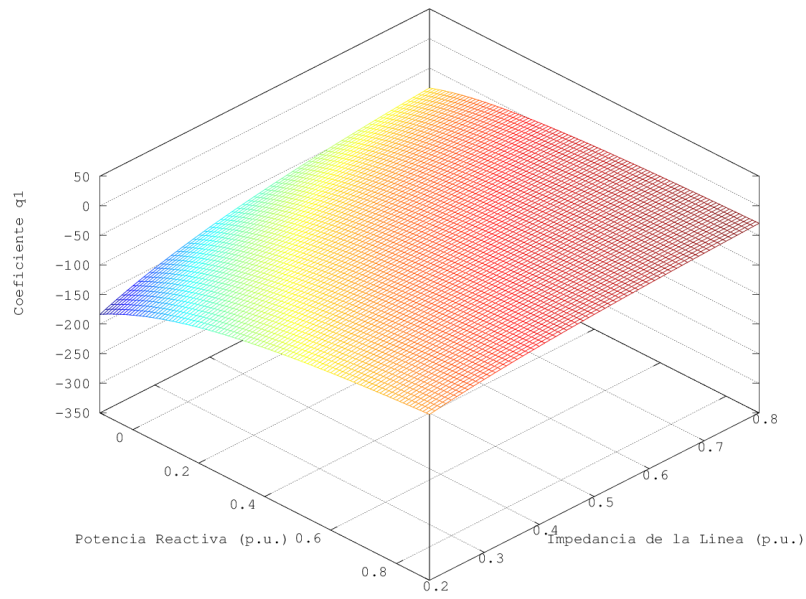


Figura 5.62: Variación del coeficiente q_1 para $P=0.3$ p.u.

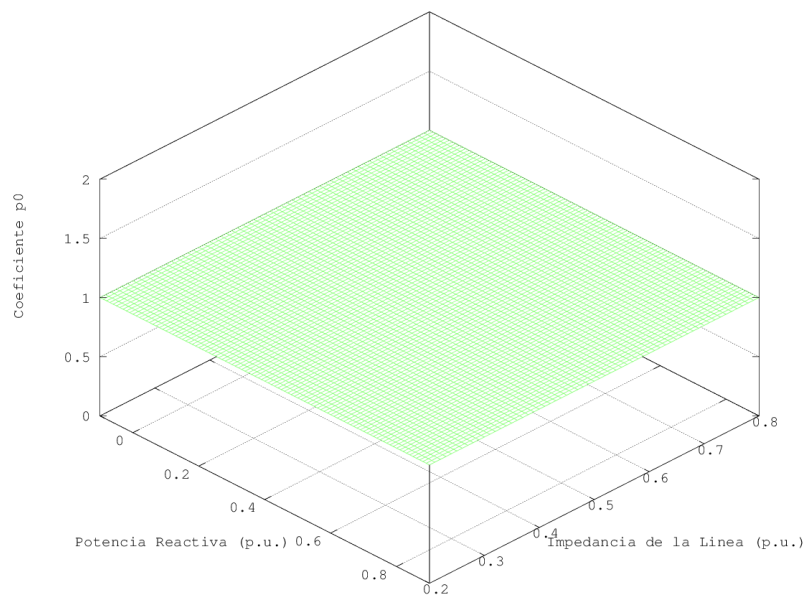


Figura 5.63: Variación del coeficiente p_0 para $P=0.3$ p.u.

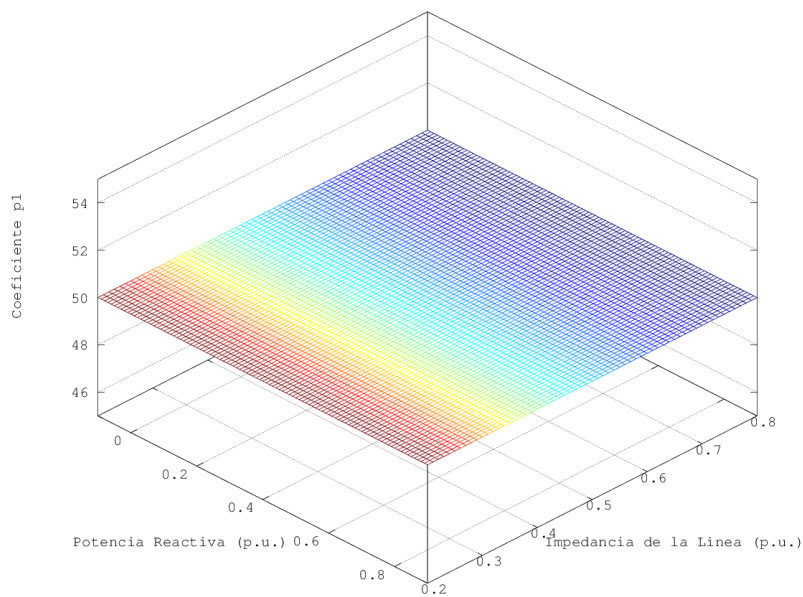


Figura 5.64: Variación del coeficiente p_1 para $P=0.3$ p.u.

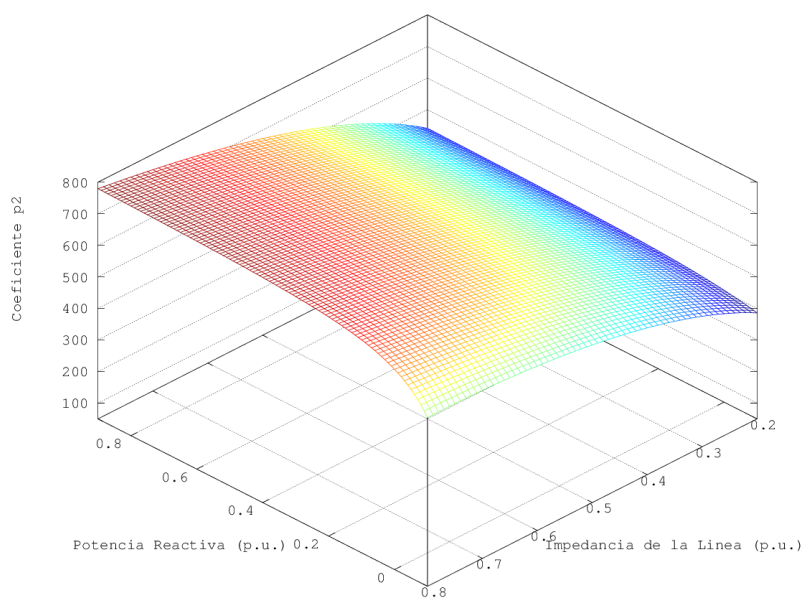


Figura 5.65: Variación del coeficiente p_2 para $P=0.3$ p.u.

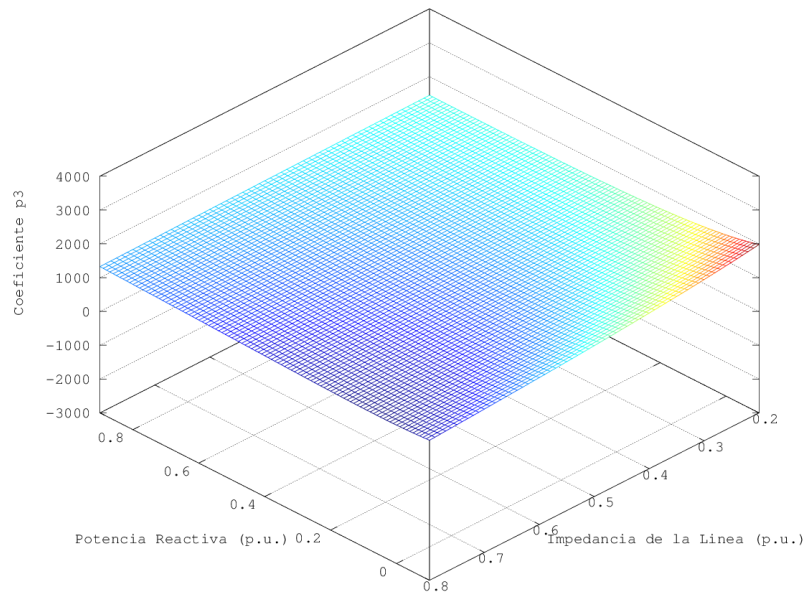


Figura 5.66: Variación del coeficiente p_3 para $P=0.3$ p.u.

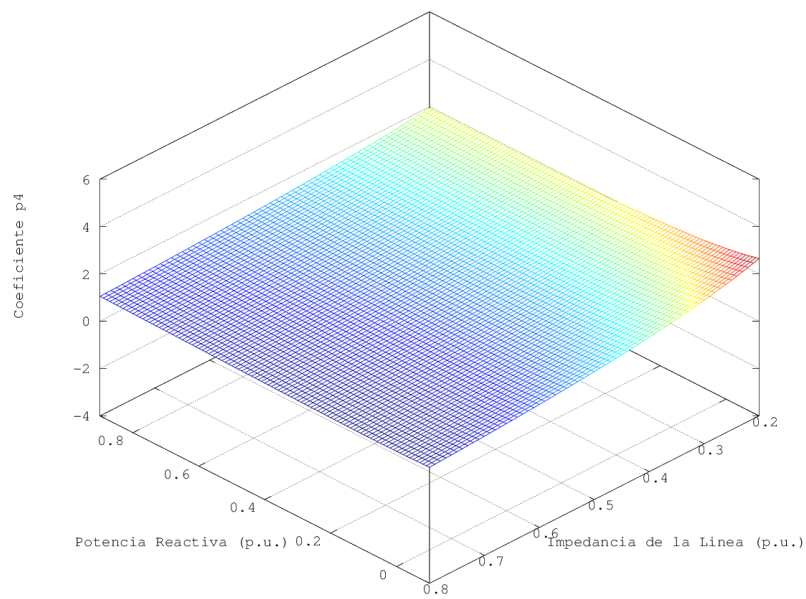


Figura 5.67: Variación del coeficiente p_4 para $P=0.3$ p.u.

5.3.3.5. Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.4 p.u.

Manteniendo constante el valor de la potencia activa (P) a 0.4 p.u y variando la potencia reactiva y la impedancia de la línea, tal y como se describe en la sección 5.3.3. En las figuras 5.68, 5.69, 5.70, 5.71, 5.72, 5.73 y 5.74 se muestran los posibles valores de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 en diferentes puntos de operación, respectivamente.

De forma general para todas las figuras, las zonas que se encuentran coloreadas de rojo oscuro corresponden a regiones donde el valor del coeficiente es máximo, mientras que las zonas coloreadas de azul oscuro representan regiones donde el valor del coeficiente es mínimo. Si toda la zona presenta un color verde, significa que el coeficiente tiene el mismo valor en todos los puntos de operación considerados.

En la tabla 5.5 se muestran los valores máximo y mínimo para cada uno de los coeficientes. Esta información será útil para la posterior definición de las regiones de trabajo del estabilizador de potencia.

Coefficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-0.7827014338	-4.3912756083
q_1	-39.1350716907	-219.5637804147
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	774.0244122897	356.6262626155
p_3	2348.6661515559	1164.9891739813
p_4	3.1417657306	0.9198372757

Tabla 5.5: Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para P=0.4 p.u.

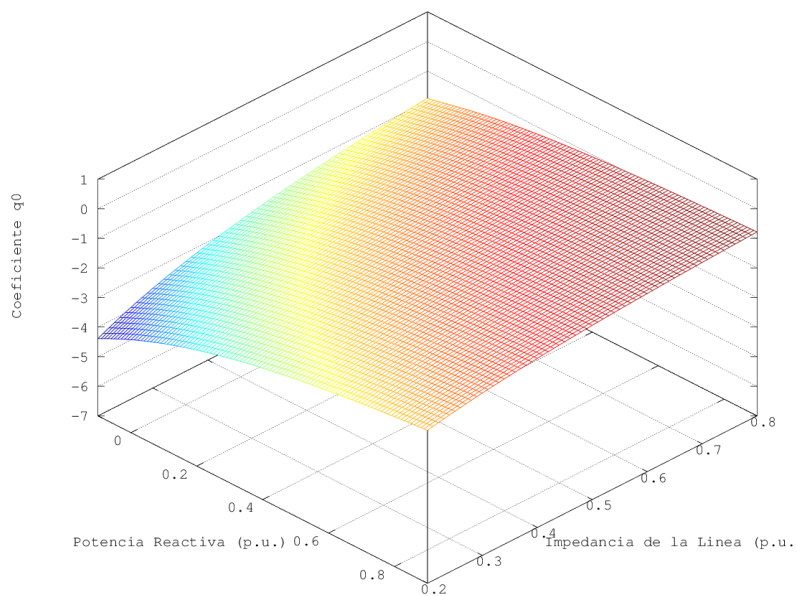


Figura 5.68: Variación del coeficiente q_0 para P=0.4 p.u.

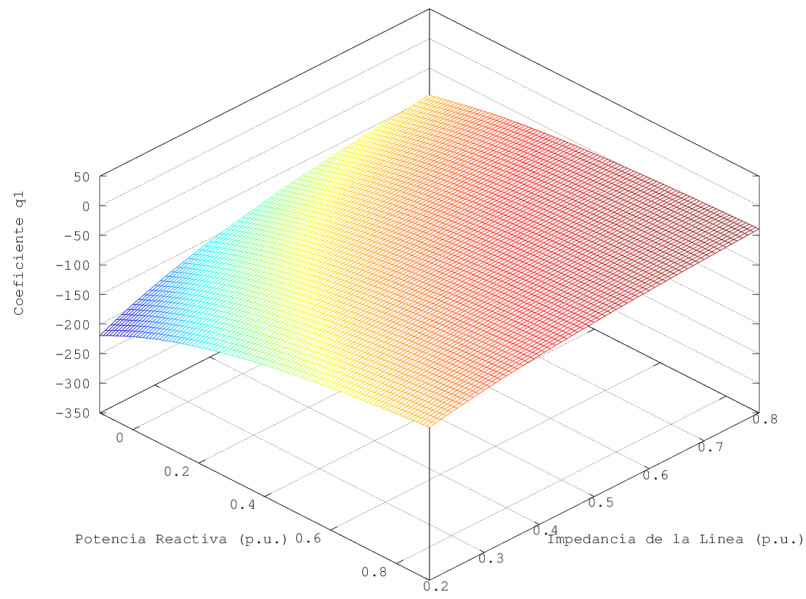


Figura 5.69: Variación del coeficiente q_1 para $P=0.4$ p.u.

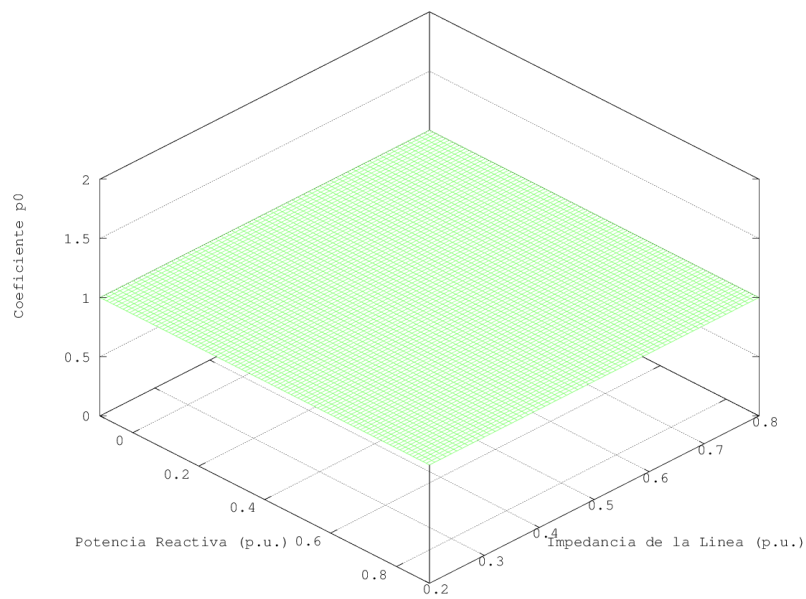


Figura 5.70: Variación del coeficiente p_0 para $P=0.4$ p.u.

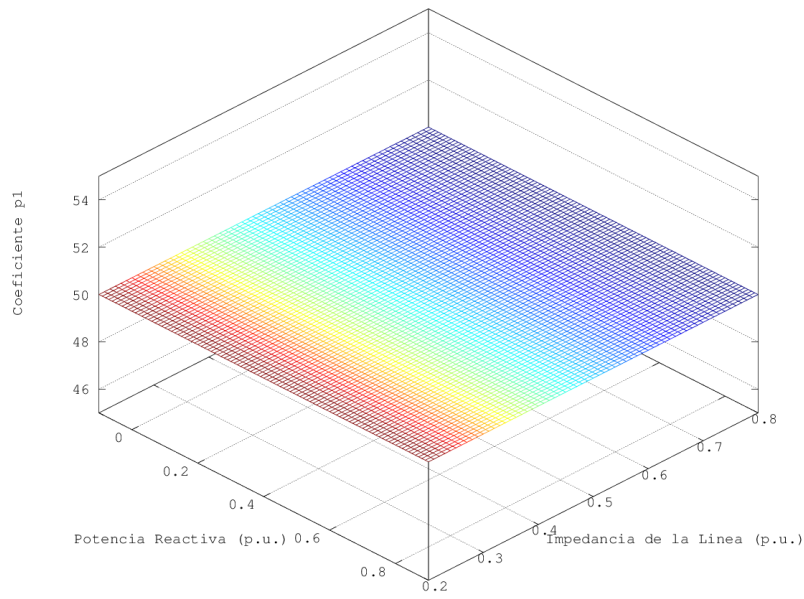


Figura 5.71: Variación del coeficiente p_1 para $P=0.4$ p.u.

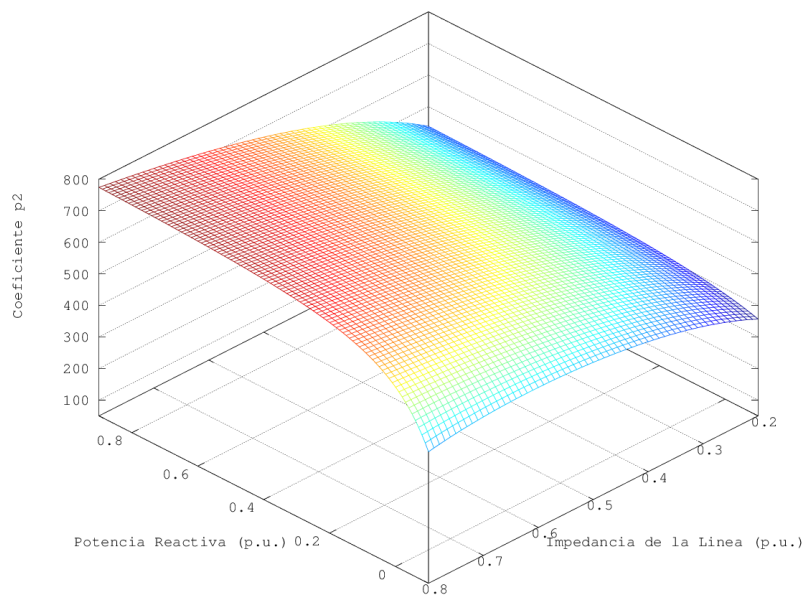


Figura 5.72: Variación del coeficiente p_2 para $P=0.4$ p.u.

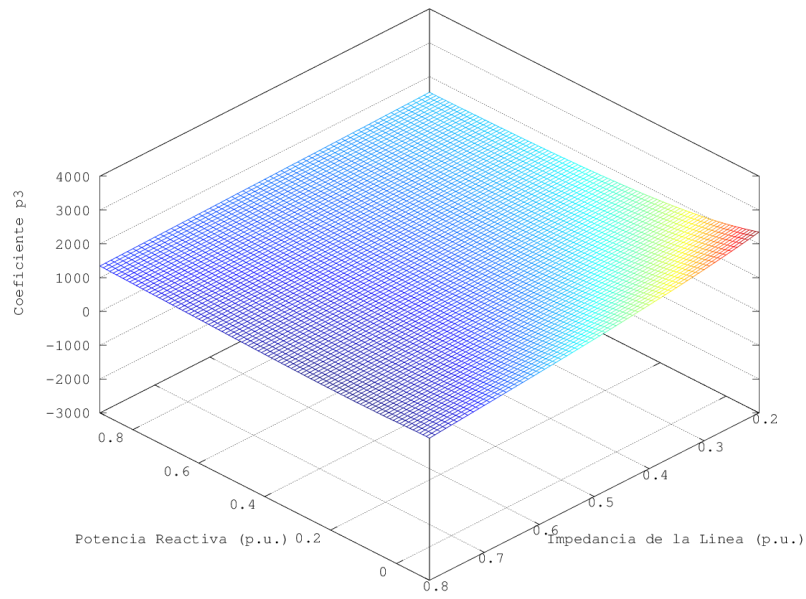


Figura 5.73: Variación del coeficiente p_3 para $P=0.4$ p.u.

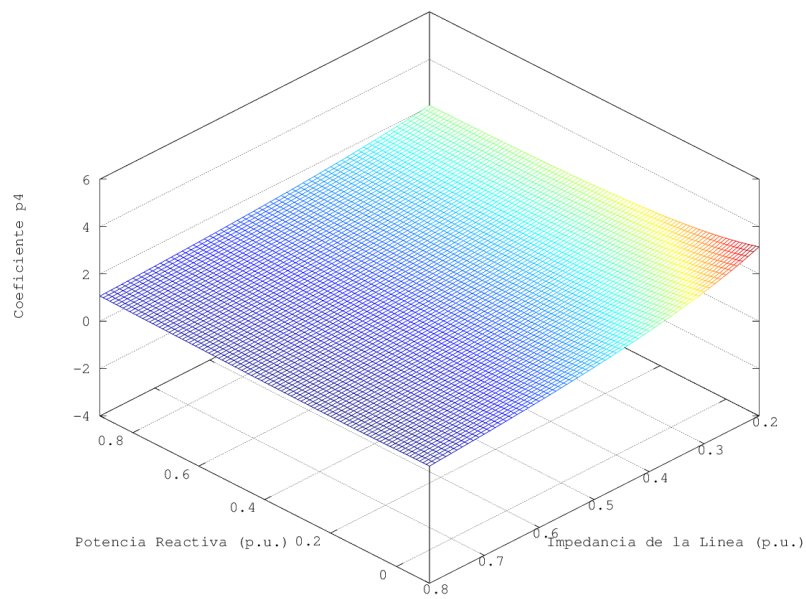


Figura 5.74: Variación del coeficiente p_4 para $P=0.4$ p.u.

5.3.3.6. Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.5 p.u.

Manteniendo constante el valor de la potencia activa (P) a 0.5 p.u y variando la potencia reactiva y la impedancia de la línea, tal y como se describe en la sección 5.3.3. En las figuras 5.75, 5.76, 5.77, 5.78, 5.79, 5.80 y 5.81 se muestran los posibles valores de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 en diferentes puntos de operación, respectivamente.

De forma general para todas las figuras, las zonas que se encuentran coloreadas de rojo oscuro corresponden a regiones donde el valor del coeficiente es máximo, mientras que las zonas coloreadas de azul oscuro representan regiones donde el valor del coeficiente es mínimo. Si toda la zona presenta un color verde, significa que el coeficiente tiene el mismo valor en todos los puntos de operación considerados.

En la tabla 5.6 se muestran los valores máximo y mínimo para cada uno de los coeficientes. Esta información será útil para la posterior definición de las regiones de trabajo del estabilizador de potencia.

Coeficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-0.9681164473	-4.9031744046
q_1	-48.4058223664	-245.1587202309
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	766.9719787849	255.6944170517
p_3	2649.4770706385	-1257.5653529799
p_4	3.5441547361	-1.0260723934

Tabla 5.6: Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para P=0.5 p.u.

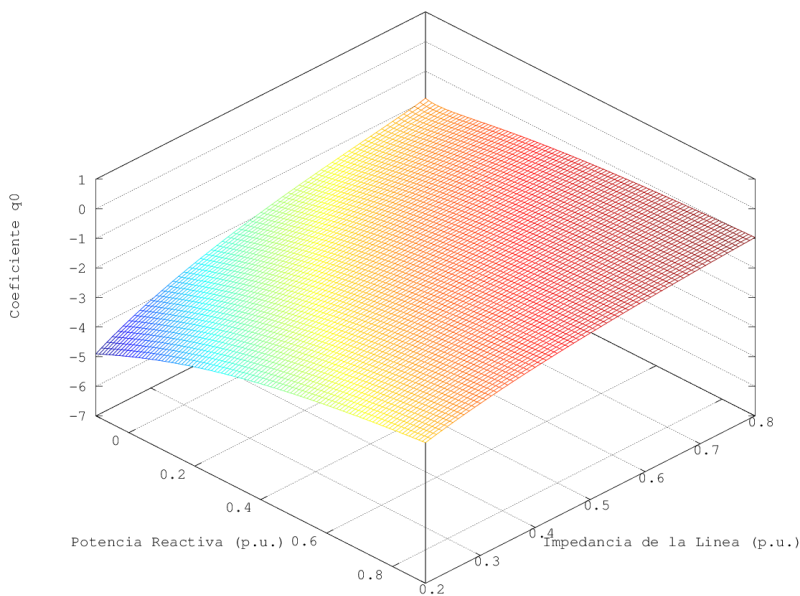


Figura 5.75: Variación del coeficiente q_0 para P=0.5 p.u.

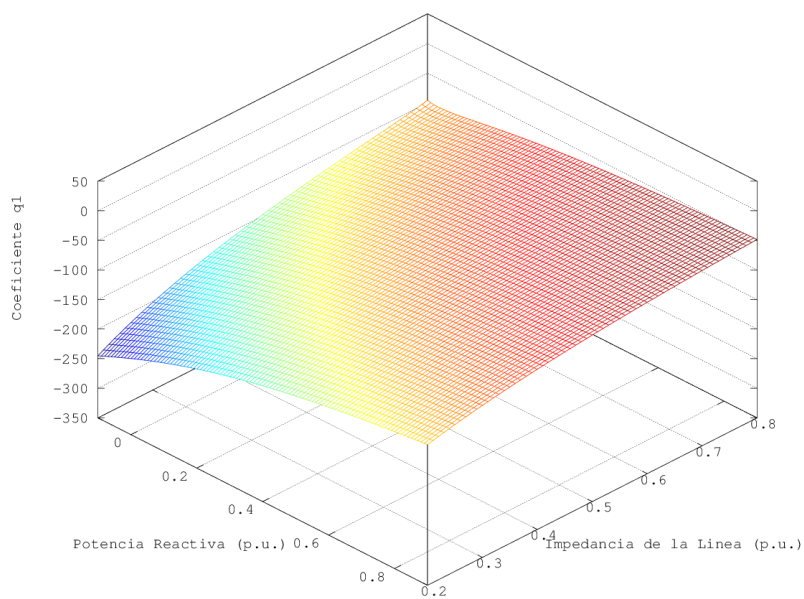


Figura 5.76: Variación del coeficiente q_1 para $P=0.5$ p.u.

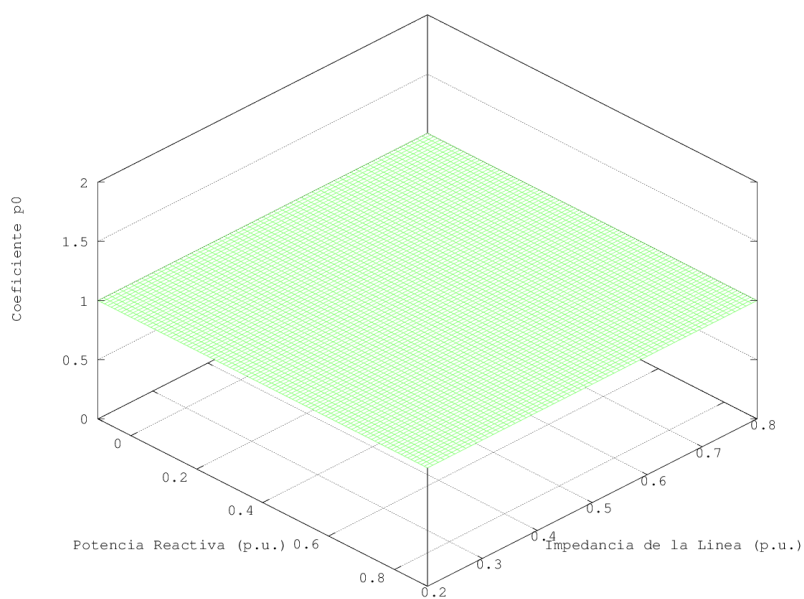


Figura 5.77: Variación del coeficiente p_0 para $P=0.5$ p.u.

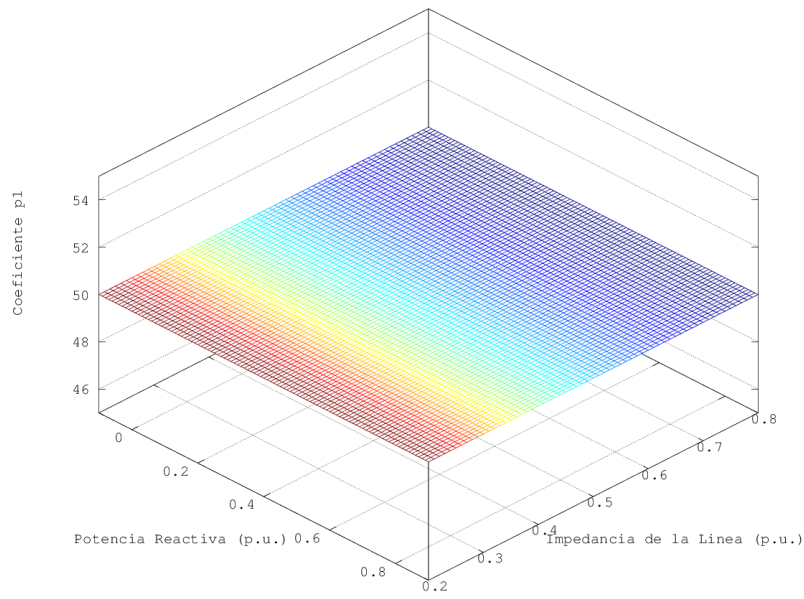


Figura 5.78: Variación del coeficiente p_1 para $P=0.5$ p.u.

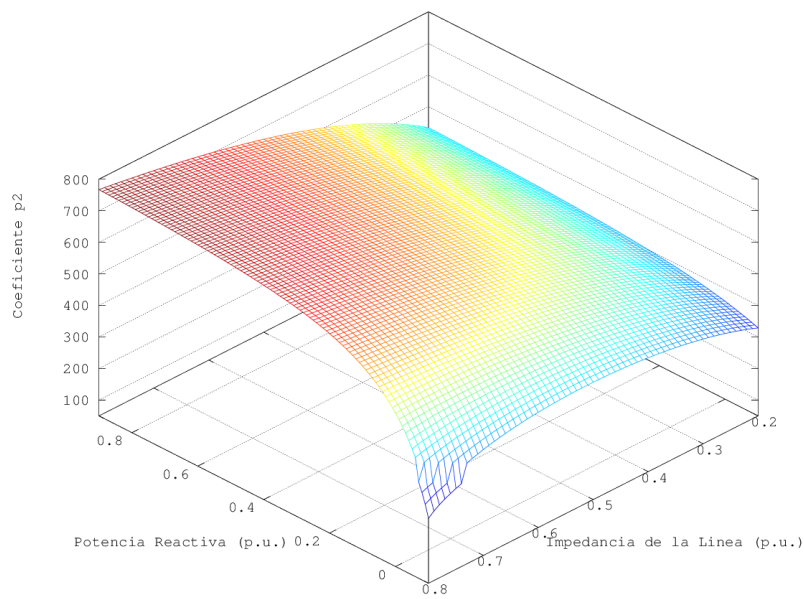


Figura 5.79: Variación del coeficiente p_2 para $P=0.5$ p.u.

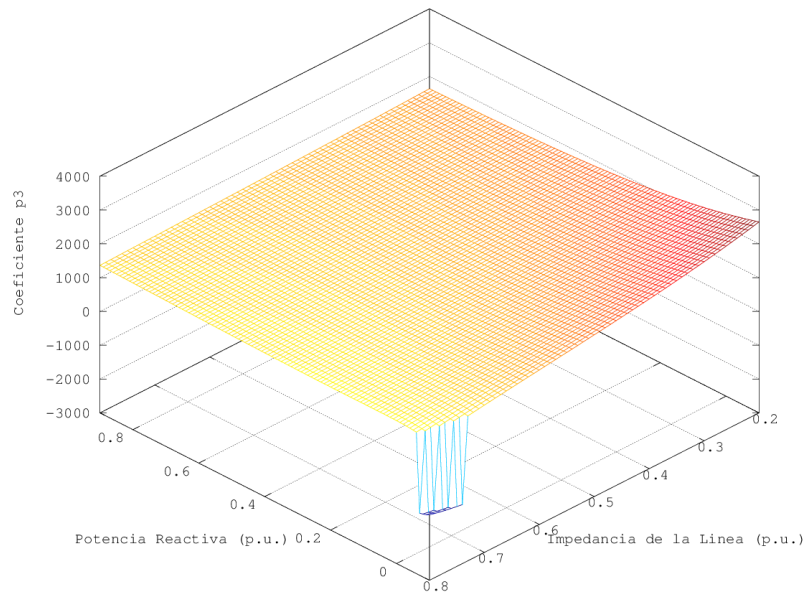


Figura 5.80: Variación del coeficiente p_3 para $P=0.5$ p.u.

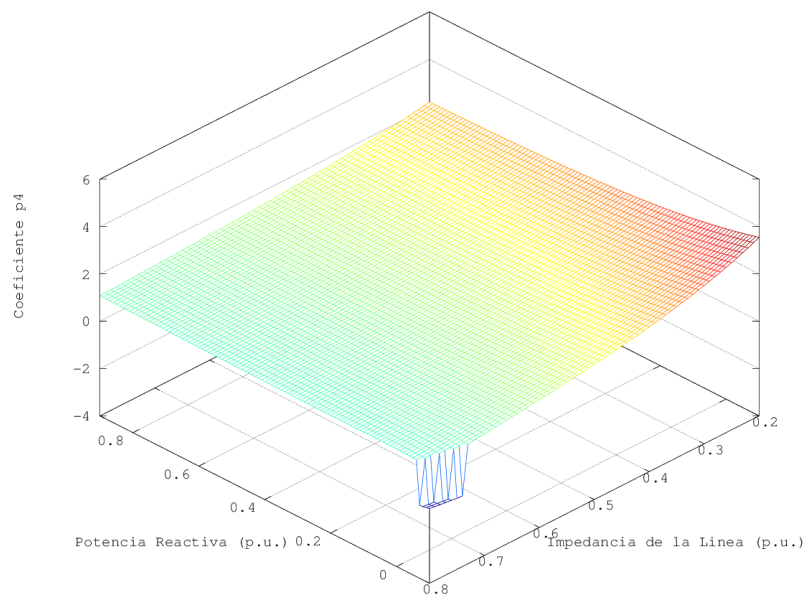


Figura 5.81: Variación del coeficiente p_4 para $P=0.5$ p.u.

5.3.3.7. Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.6 p.u.

Manteniendo constante el valor de la potencia activa (P) a 0.6 p.u y variando la potencia reactiva y la impedancia de la línea, tal y como se describe en la sección 5.3.3. En las figuras 5.82, 5.83, 5.84, 5.85, 5.86, 5.87 y 5.88 se muestran los posibles valores de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 en diferentes puntos de operación, respectivamente.

De forma general para todas las figuras, las zonas que se encuentran coloreadas de rojo oscuro corresponden a regiones donde el valor del coeficiente es máximo, mientras que las zonas coloreadas de azul oscuro representan regiones donde el valor del coeficiente es mínimo. Si toda la zona presenta un color verde, significa que el coeficiente tiene el mismo valor en todos los puntos de operación considerados.

En la tabla 5.7 se muestran los valores máximo y mínimo para cada uno de los coeficientes. Esta información será útil para la posterior definición de las regiones de trabajo del estabilizador de potencia.

Coeficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-1.1477083475	-5.2649832665
q_1	-57.3854173759	-263.2491633262
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	758.2237930955	152.5889190125
p_3	2880.0784806023	-1515.5028096408
p_4	3.8526258258	-1.3411257002

Tabla 5.7: Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para P=0.6 p.u.

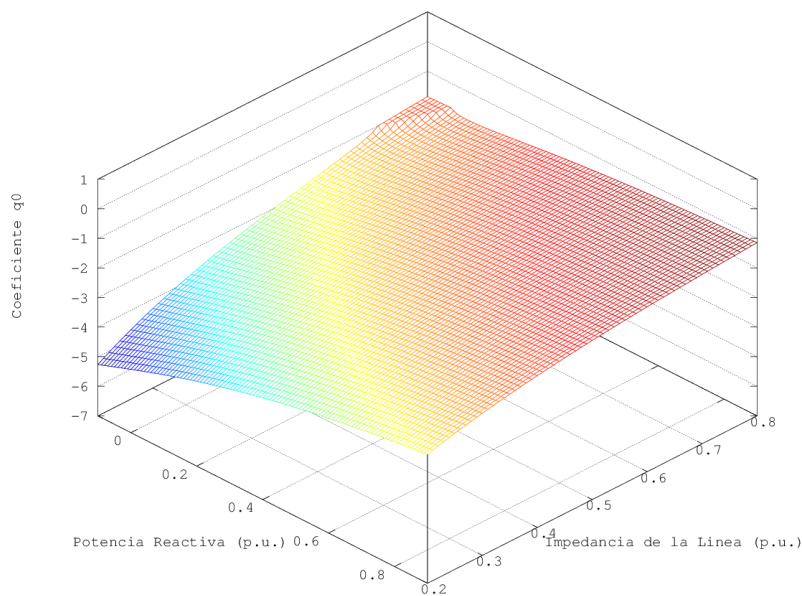


Figura 5.82: Variación del coeficiente q_0 para P=0.6 p.u.

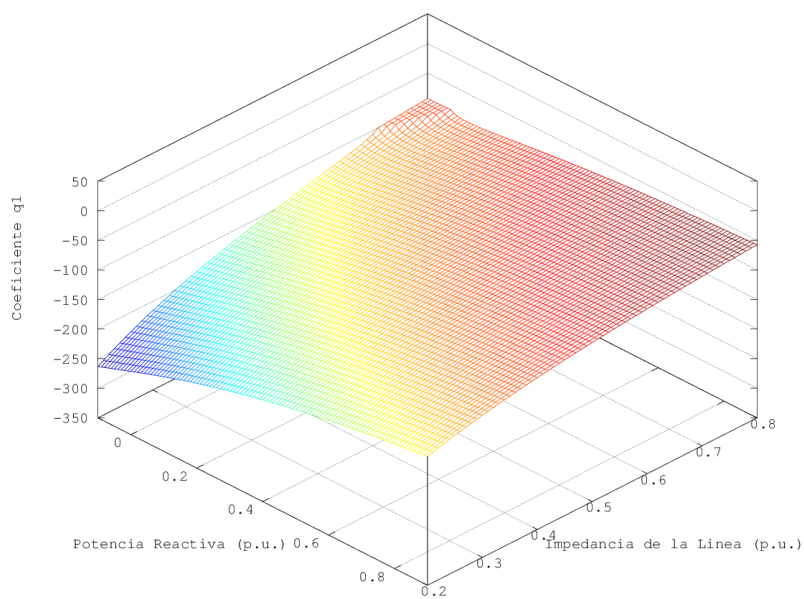


Figura 5.83: Variación del coeficiente q_1 para $P=0.6$ p.u.

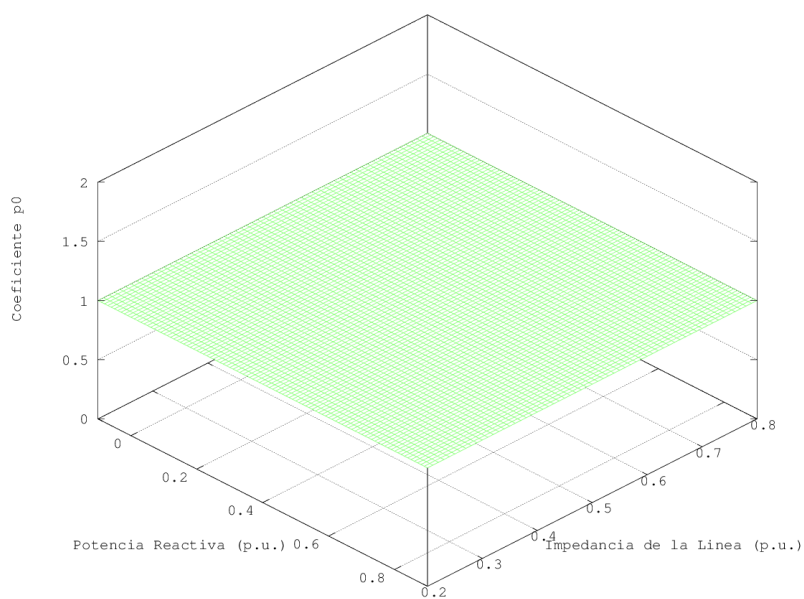


Figura 5.84: Variación del coeficiente p_0 para $P=0.6$ p.u.

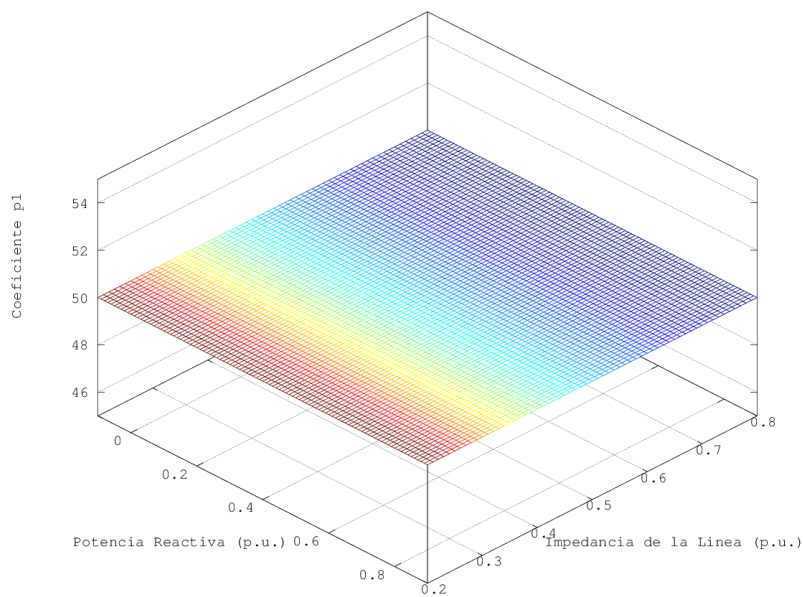


Figura 5.85: Variación del coeficiente p_1 para $P=0.6$ p.u.

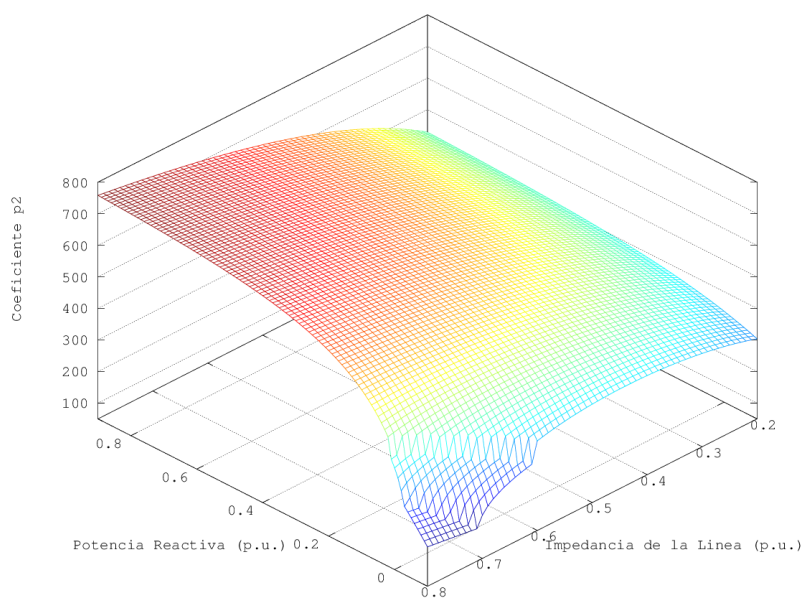


Figura 5.86: Variación del coeficiente p_2 para $P=0.6$ p.u.

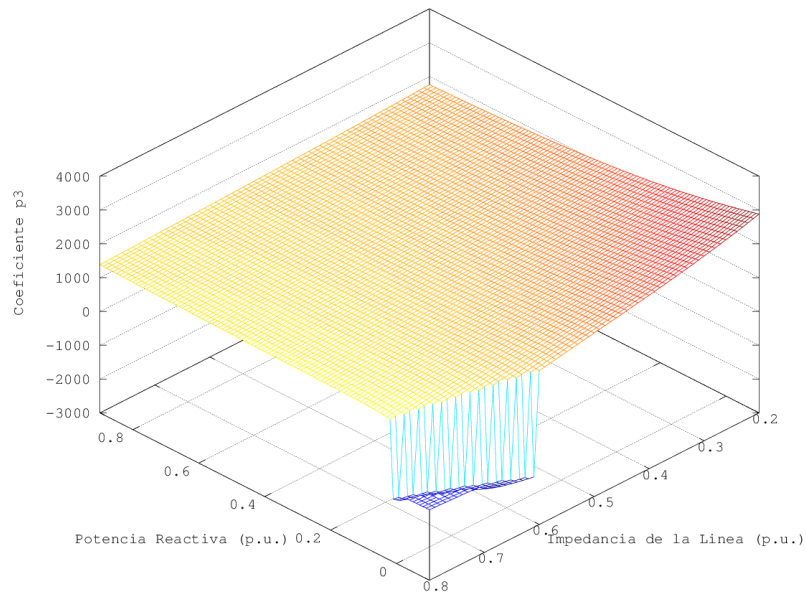


Figura 5.87: Variación del coeficiente p_3 para $P=0.6$ p.u.

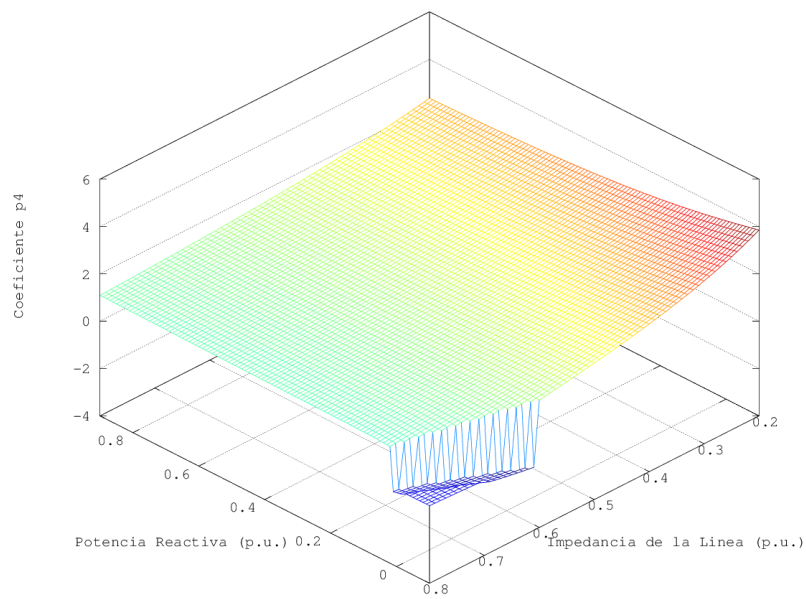


Figura 5.88: Variación del coeficiente p_4 para $P=0.6$ p.u.

5.3.3.8. Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.7 p.u.

Manteniendo constante el valor de la potencia activa (P) a 0.7 p.u y variando la potencia reactiva y la impedancia de la línea, tal y como se describe en la sección 5.3.3. En las figuras 5.89, 5.90, 5.91, 5.92, 5.93, 5.94 y 5.95 se muestran los posibles valores de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 en diferentes puntos de operación, respectivamente.

De forma general para todas las figuras, las zonas que se encuentran coloreadas de rojo oscuro corresponden a regiones donde el valor del coeficiente es máximo, mientras que las zonas coloreadas de azul oscuro representan regiones donde el valor del coeficiente es mínimo. Si toda la zona presenta un color verde, significa que el coeficiente tiene el mismo valor en todos los puntos de operación considerados.

En la tabla 5.8 se muestran los valores máximo y mínimo para cada uno de los coeficientes. Esta información será útil para la posterior definición de las regiones de trabajo del estabilizador de potencia.

Coeficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-1.3201205545	-5.5208497513
q_1	-66.0060277246	-276.0424875674
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	747.6621412975	125.1127389464
p_3	3050.6483625199	-1779.1665793526
p_4	4.0807938902	-1.6957292769

Tabla 5.8: Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para $P=0.7$ p.u.

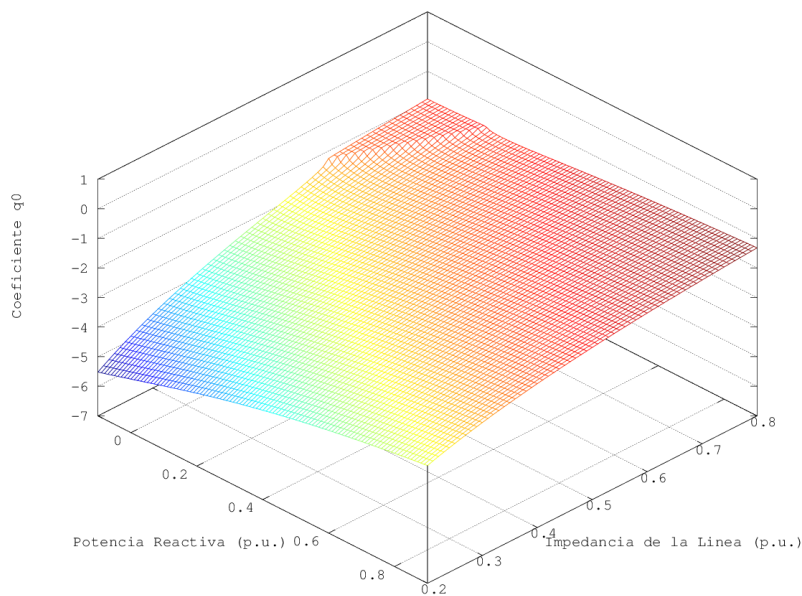


Figura 5.89: Variación del coeficiente q_0 para $P=0.7$ p.u.

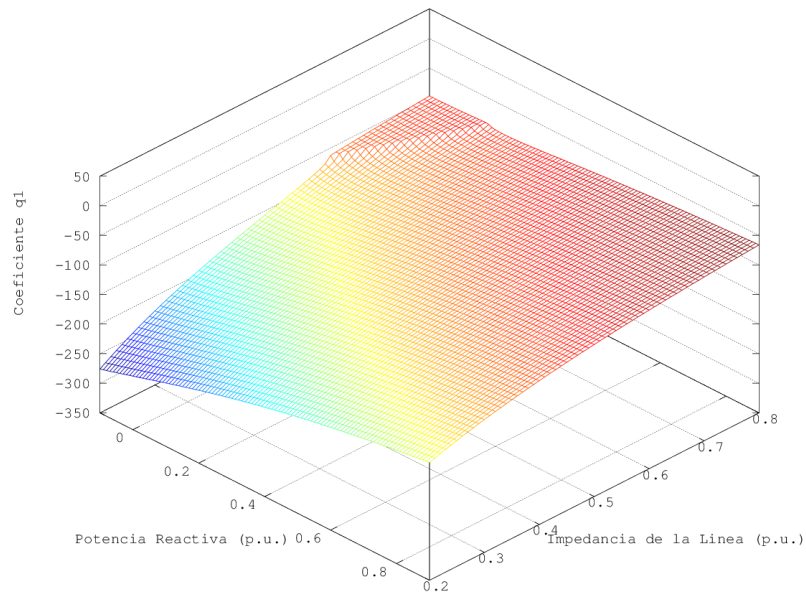


Figura 5.90: Variación del coeficiente q_1 para $P=0.7$ p.u.

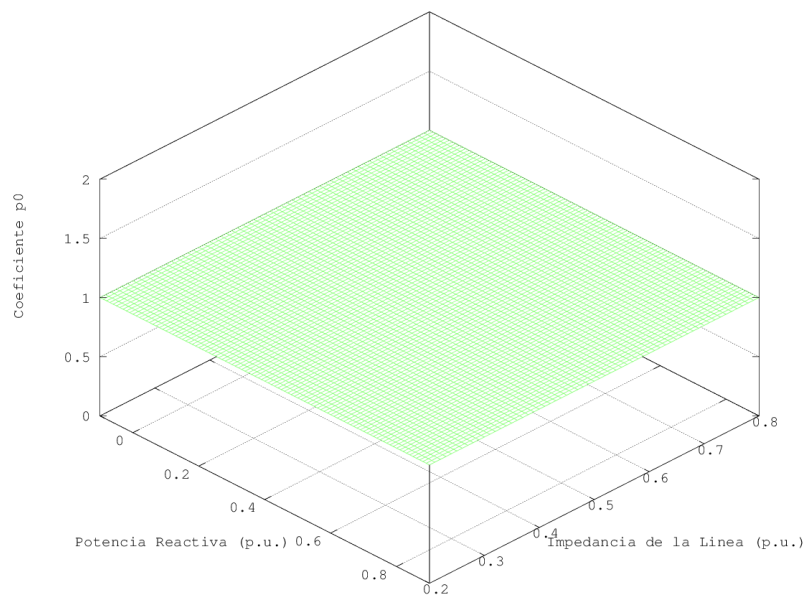


Figura 5.91: Variación del coeficiente p_0 para $P=0.7$ p.u.

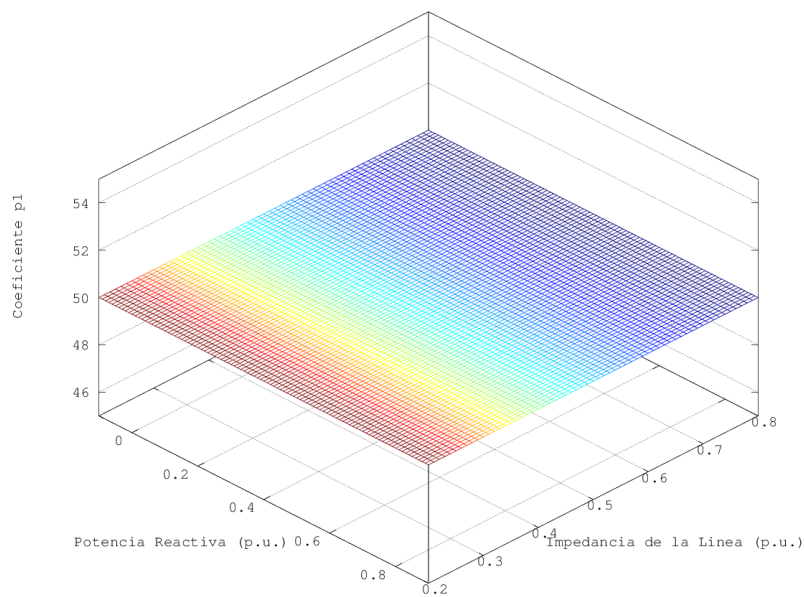


Figura 5.92: Variación del coeficiente p_1 para $P=0.7$ p.u.

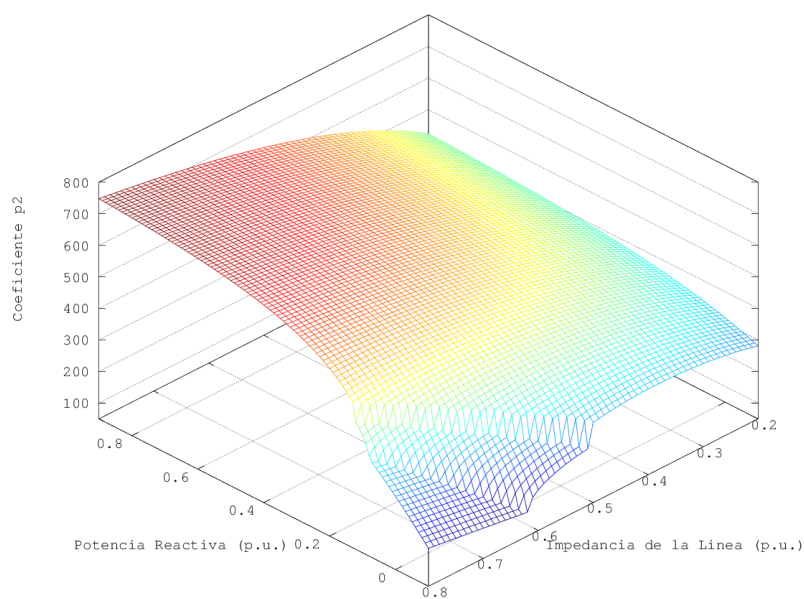


Figura 5.93: Variación del coeficiente p_2 para $P=0.7$ p.u.

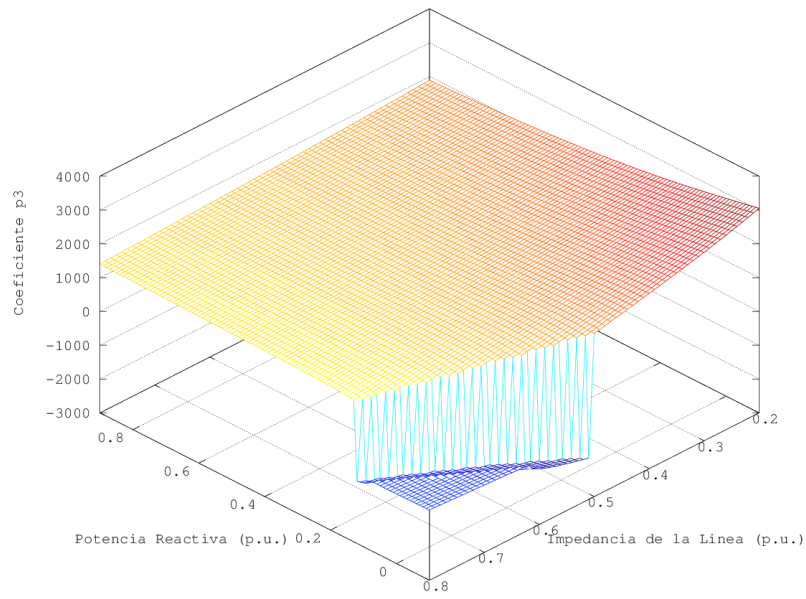


Figura 5.94: Variación del coeficiente p_3 para $P=0.7$ p.u.

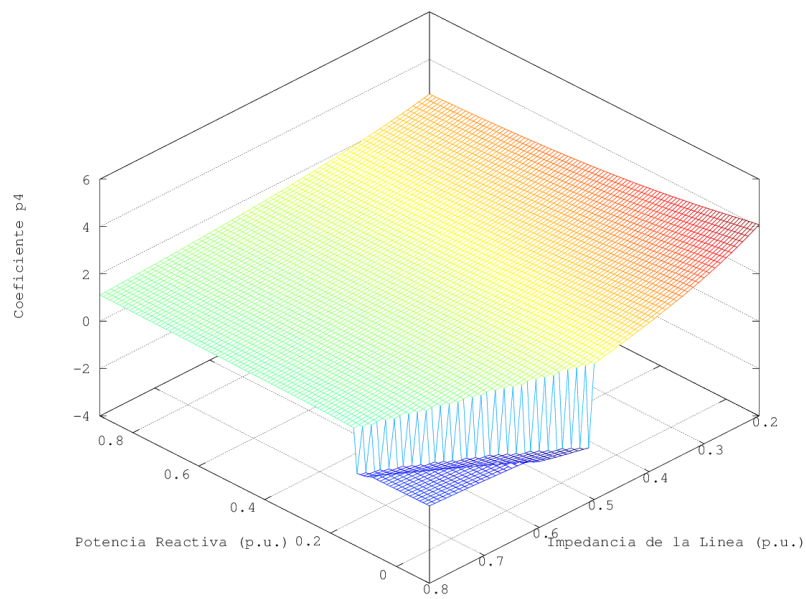


Figura 5.95: Variación del coeficiente p_4 para $P=0.7$ p.u.

5.3.3.9. Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.8 p.u.

Manteniendo constante el valor de la potencia activa (P) a 0.8 p.u y variando la potencia reactiva y la impedancia de la línea, tal y como se describe en la sección 5.3.3. En las figuras 5.96, 5.97, 5.98, 5.99, 5.100, 5.101 y 5.102 se muestran los posibles valores de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 en diferentes puntos de operación, respectivamente.

De forma general para todas las figuras, las zonas que se encuentran coloreadas de rojo oscuro corresponden a regiones donde el valor del coeficiente es máximo, mientras que las zonas coloreadas de azul oscuro representan regiones donde el valor del coeficiente es mínimo. Si toda la zona presenta un color verde, significa que el coeficiente tiene el mismo valor en todos los puntos de operación considerados.

En la tabla 5.9 se muestran los valores máximo y mínimo para cada uno de los coeficientes. Esta información será útil para la posterior definición de las regiones de trabajo del estabilizador de potencia.

Coeficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-1.4837706487	-5.7020059240
q_1	-74.1885324367	-285.1002961985
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	735.0944289043	105.8927695706
p_3	3173.4859894229	-2049.8234379817
p_4	4.2451114312	-2.0930361076

Tabla 5.9: Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para P=0.8 p.u.

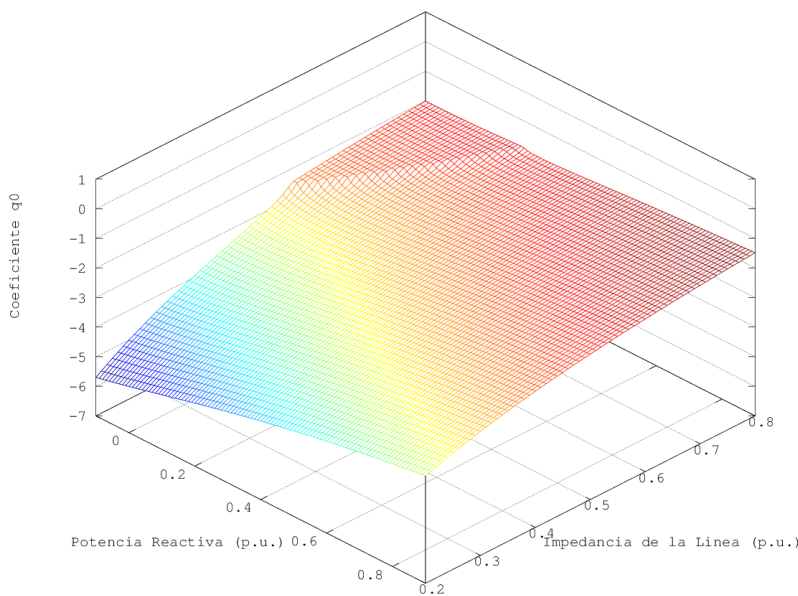


Figura 5.96: Variación del coeficiente q_0 para P=0.8 p.u.

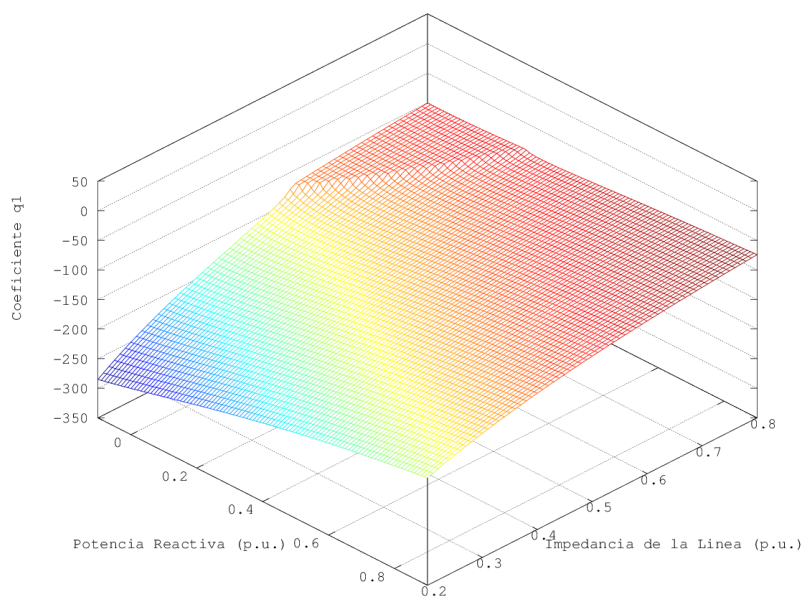


Figura 5.97: Variación del coeficiente q_1 para $P=0.8$ p.u.

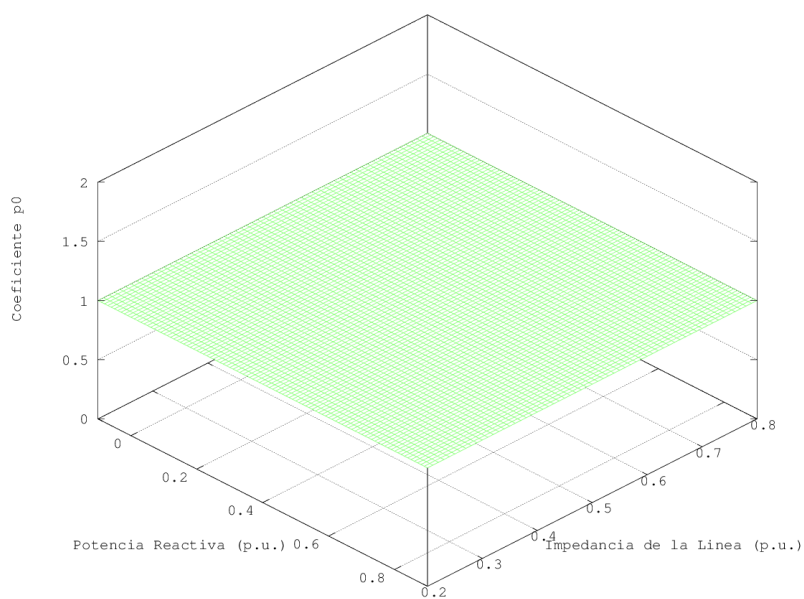


Figura 5.98: Variación del coeficiente p_0 para $P=0.8$ p.u.

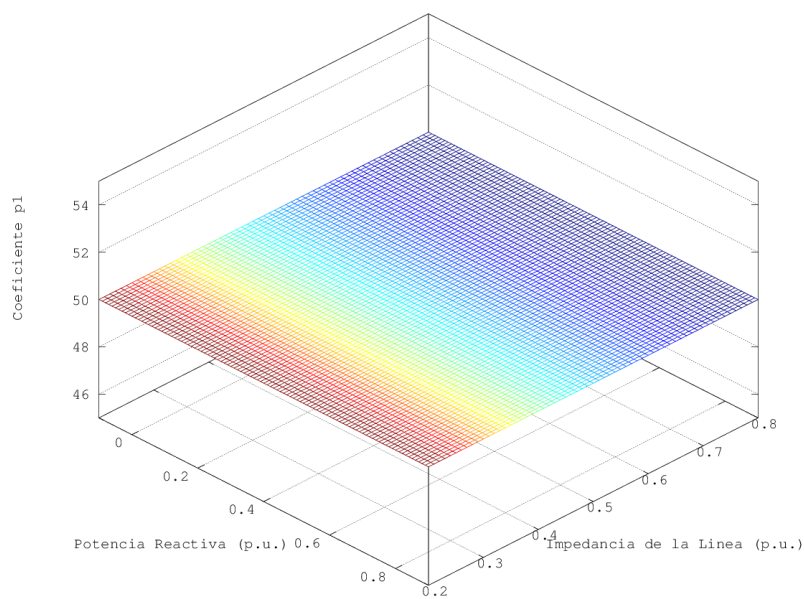


Figura 5.99: Variación del coeficiente p_1 para $P=0.8$ p.u.

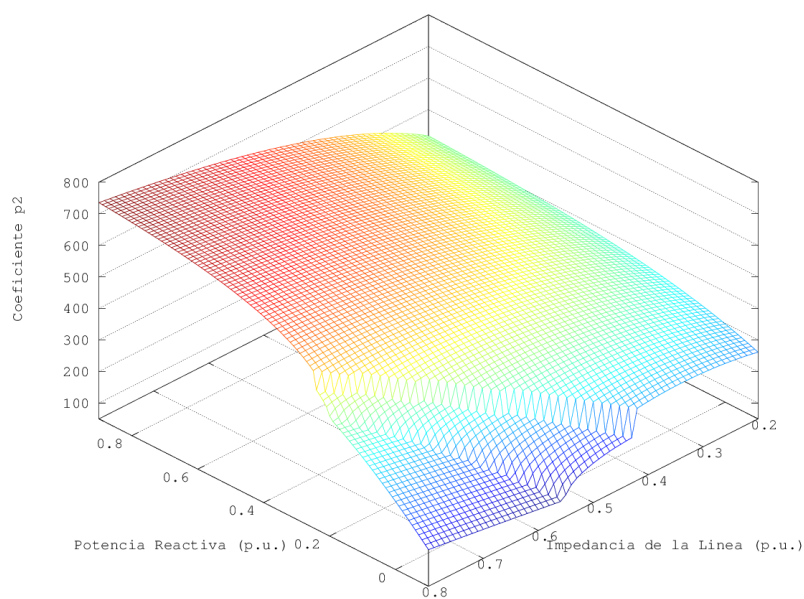


Figura 5.100: Variación del coeficiente p_2 para $P=0.8$ p.u.

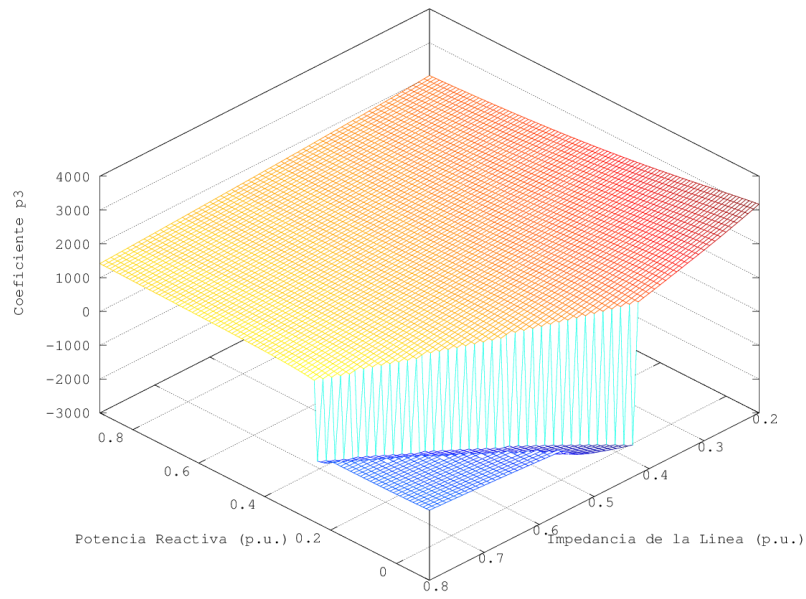


Figura 5.101: Variación del coeficiente p_3 para $P=0.8$ p.u.

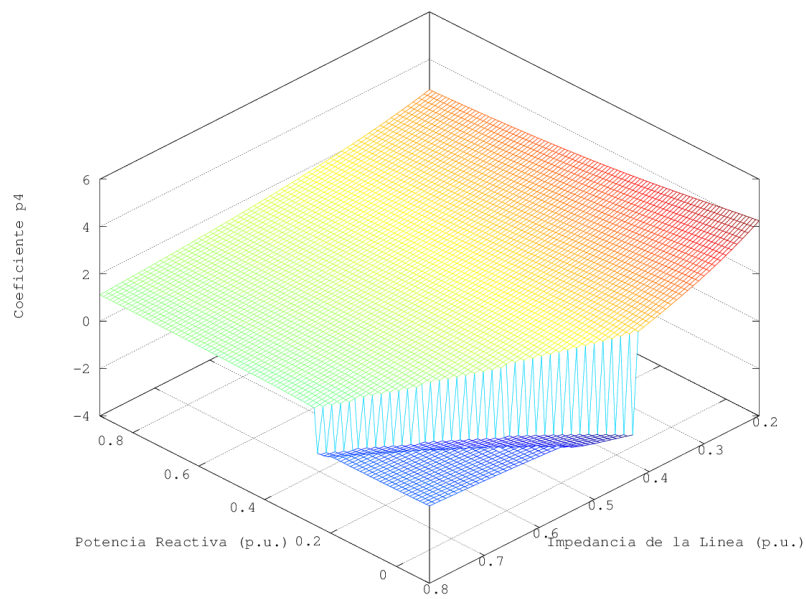


Figura 5.102: Variación del coeficiente p_4 para $P=0.8$ p.u.

5.3.3.10. Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.9 p.u.

Manteniendo constante el valor de la potencia activa (P) a 0.9 p.u y variando la potencia reactiva y la impedancia de la línea, tal y como se describe en la sección 5.3.3. En las figuras 5.103, 5.104, 5.105, 5.106, 5.107, 5.108 y 5.109 se muestran los posibles valores de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 en diferentes puntos de operación, respectivamente.

De forma general para todas las figuras, las zonas que se encuentran coloreadas de rojo oscuro corresponden a regiones donde el valor del coeficiente es máximo, mientras que las zonas coloreadas de azul oscuro representan regiones donde el valor del coeficiente es mínimo. Si toda la zona presenta un color verde, significa que el coeficiente tiene el mismo valor en todos los puntos de operación considerados.

En la tabla 5.10 se muestran los valores máximo y mínimo para cada uno de los coeficientes. Esta información será útil para la posterior definición de las regiones de trabajo del estabilizador de potencia.

Coeficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-1.6366157472	-5.8296757078
q_1	-81.8307873610	-291.4837853881
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	720.1884059568	87.0622946000
p_3	3259.1756120191	-2302.8847227424
p_4	4.3597367983	-2.4933734260

Tabla 5.10: Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para P=0.9 p.u.

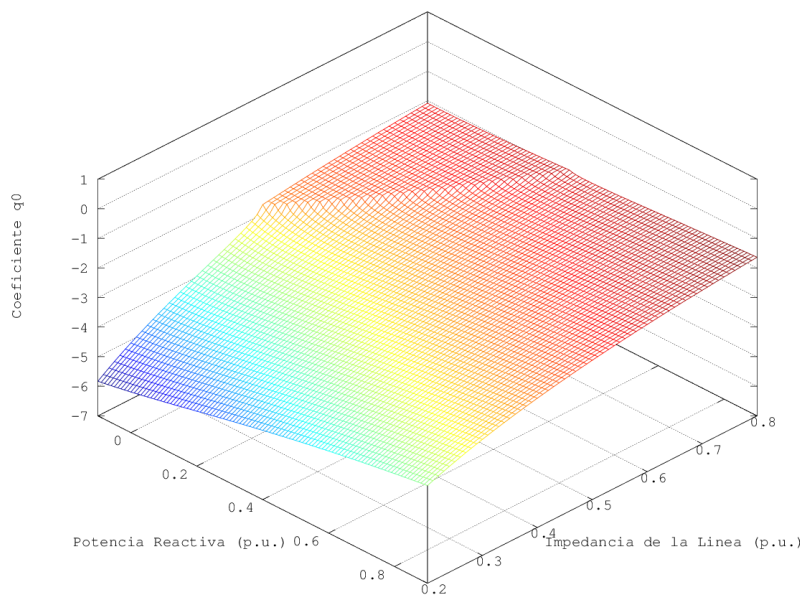


Figura 5.103: Variación del coeficiente q_0 para P=0.9 p.u.

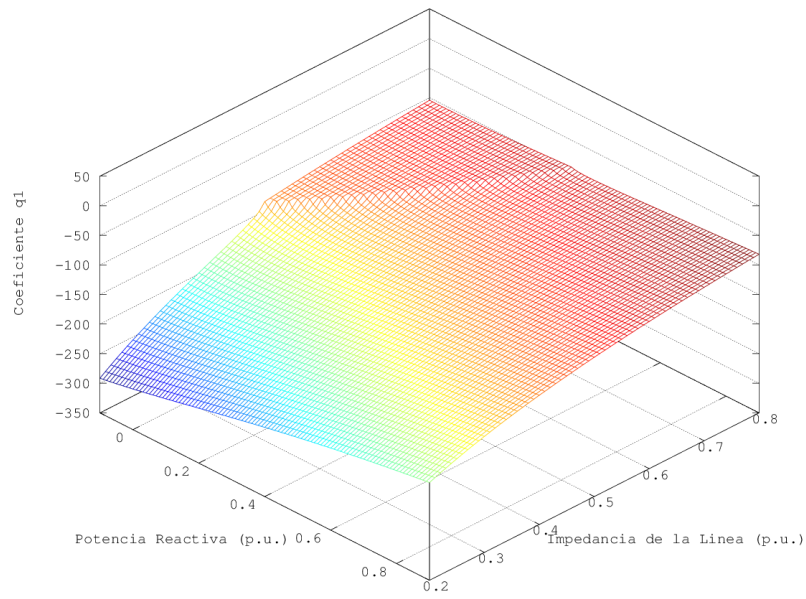


Figura 5.104: Variación del coeficiente q_1 para $P=0.9$ p.u.

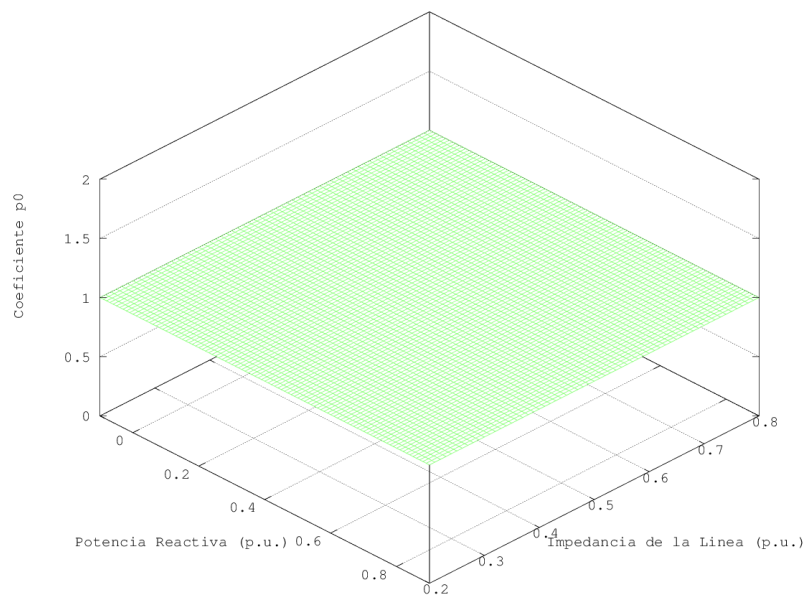


Figura 5.105: Variación del coeficiente p_0 para $P=0.9$ p.u.

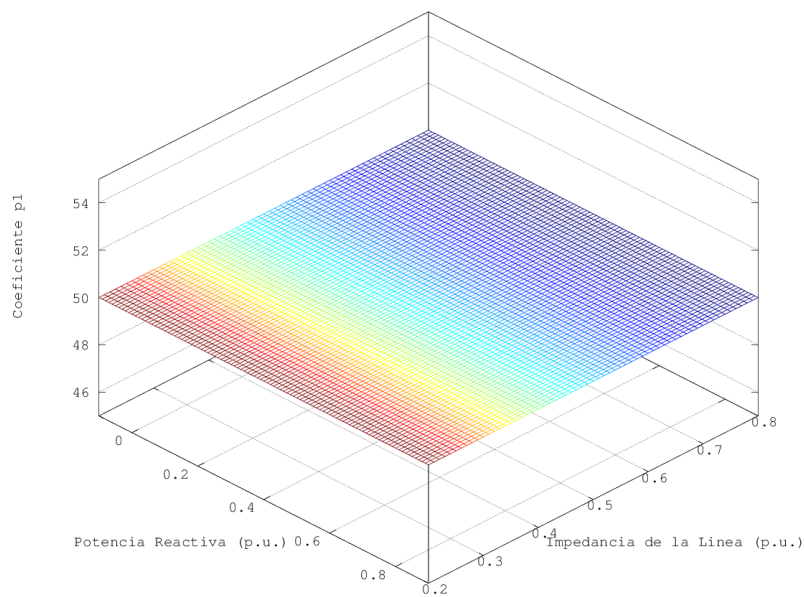


Figura 5.106: Variación del coeficiente p_1 para $P=0.9$ p.u.

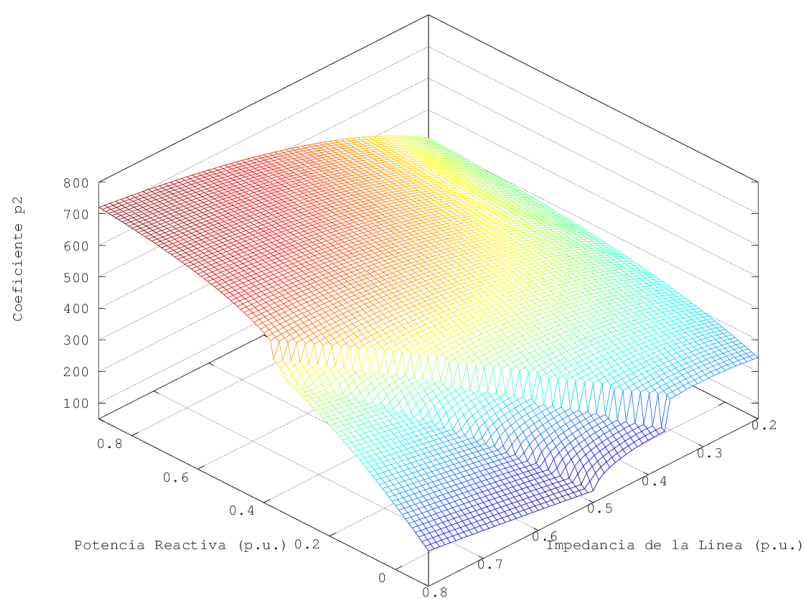


Figura 5.107: Variación del coeficiente p_2 para $P=0.9$ p.u.

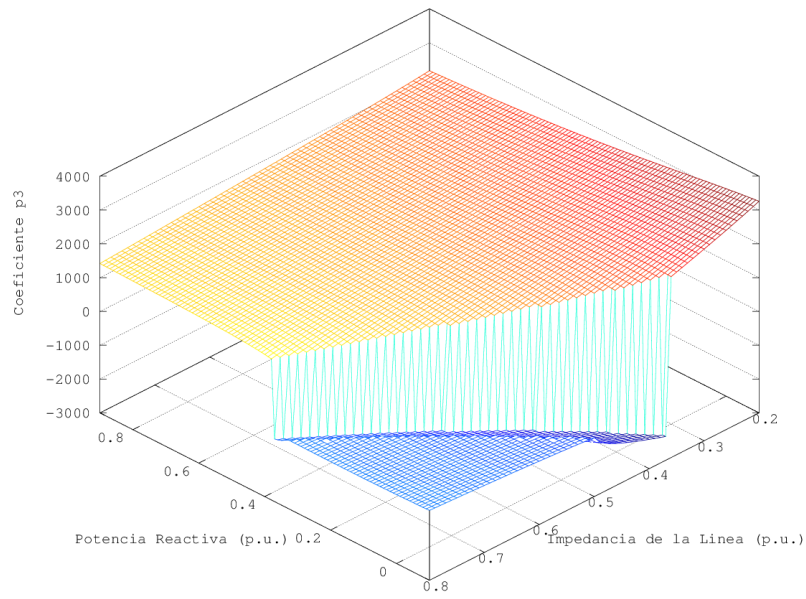


Figura 5.108: Variación del coeficiente p_3 para $P=0.9$ p.u.

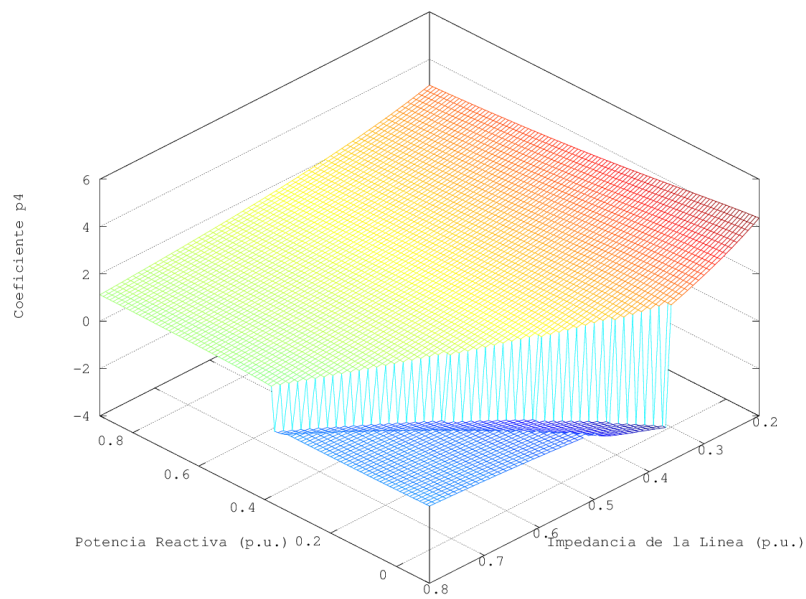


Figura 5.109: Variación del coeficiente p_4 para $P=0.9$ p.u.

5.3.3.11. Variación de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 1.0 p.u.

Manteniendo constante el valor de la potencia activa (P) a 1.0 p.u y variando la potencia reactiva y la impedancia de la línea, tal y como se describe en la sección 5.3.3. En las figuras 5.110, 5.111, 5.112, 5.113, 5.114, 5.115 y 5.116 se muestran los posibles valores de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 en diferentes puntos de operación, respectivamente.

De forma general para todas las figuras, las zonas que se encuentran coloreadas de rojo oscuro corresponden a regiones donde el valor del coeficiente es máximo, mientras que las zonas coloreadas de azul oscuro representan regiones donde el valor del coeficiente es mínimo. Si toda la zona presenta un color verde, significa que el coeficiente tiene el mismo valor en todos los puntos de operación considerados.

En la tabla 5.11 se muestran los valores máximo y mínimo para cada uno de los coeficientes. Esta información será útil para la posterior definición de las regiones de trabajo del estabilizador de potencia.

Coeficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-1.7755690262	-5.9181175017
q_1	-88.7784513118	-295.9058750836
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	702.3110145050	73.9793813865
p_3	3315.8437189136	-2548.6327021111
p_4	4.4355406396	-2.9135800558

Tabla 5.11: Valores máximos y mínimos de los coeficientes $q_0, q_1, p_0, p_1, p_2, p_3$ y p_4 para P=1.0 p.u.

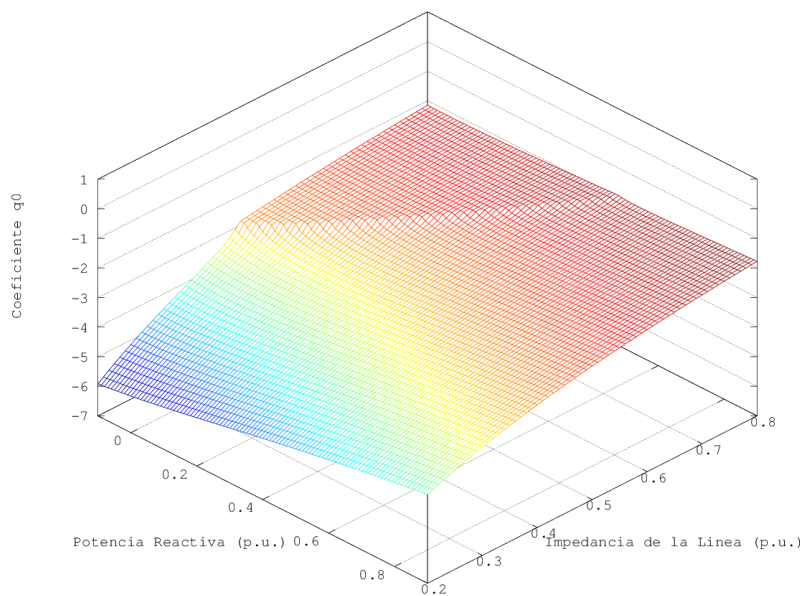


Figura 5.110: Variación del coeficiente q_0 para P=1.0 p.u.

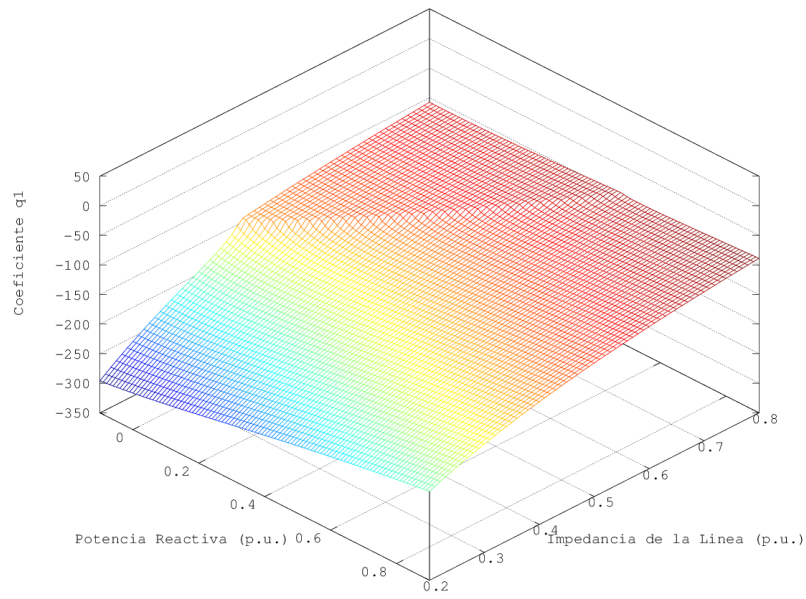


Figura 5.111: Variación del coeficiente q_1 para $P=1.0$ p.u.

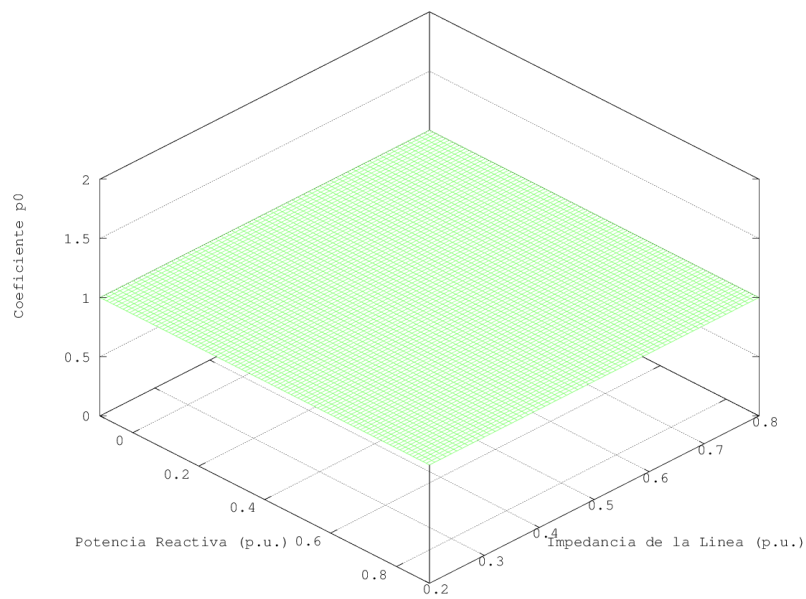


Figura 5.112: Variación del coeficiente p_0 para $P=1.0$ p.u.

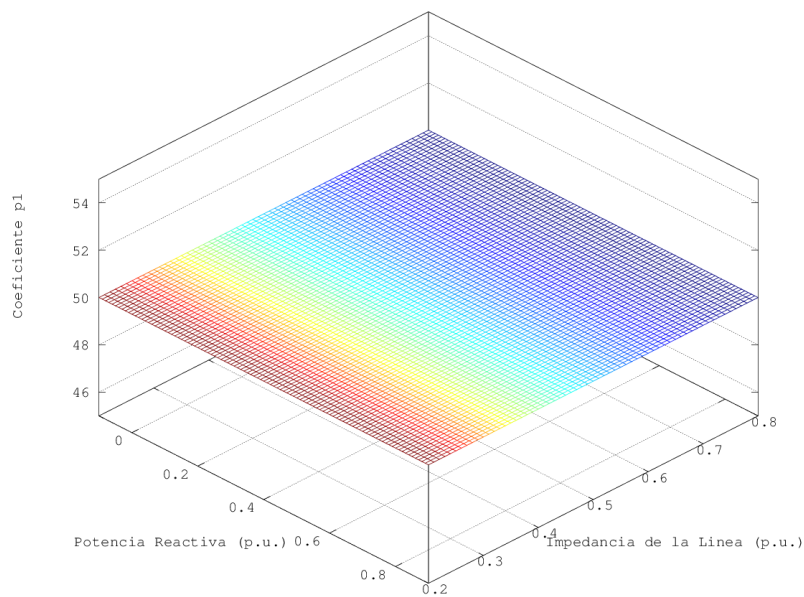


Figura 5.113: Variación del coeficiente p_1 para $P=1.0$ p.u.

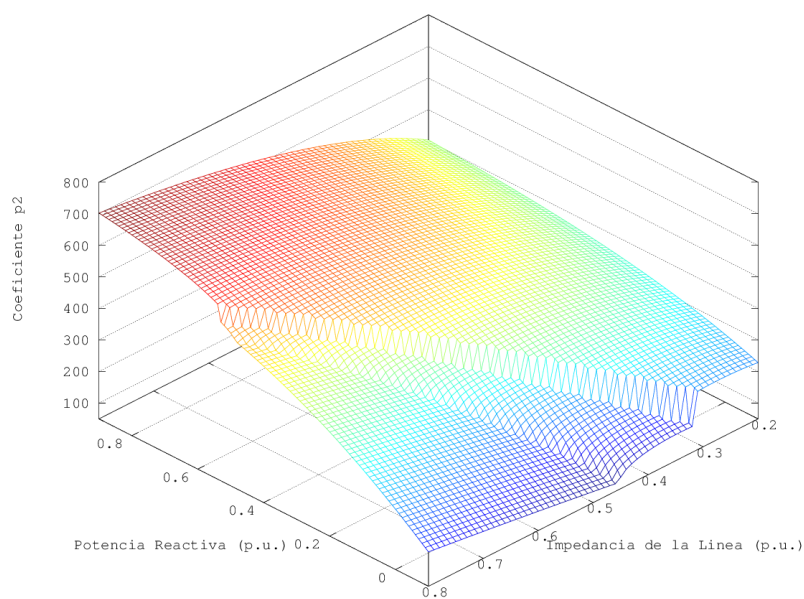


Figura 5.114: Variación del coeficiente p_2 para $P=1.0$ p.u.

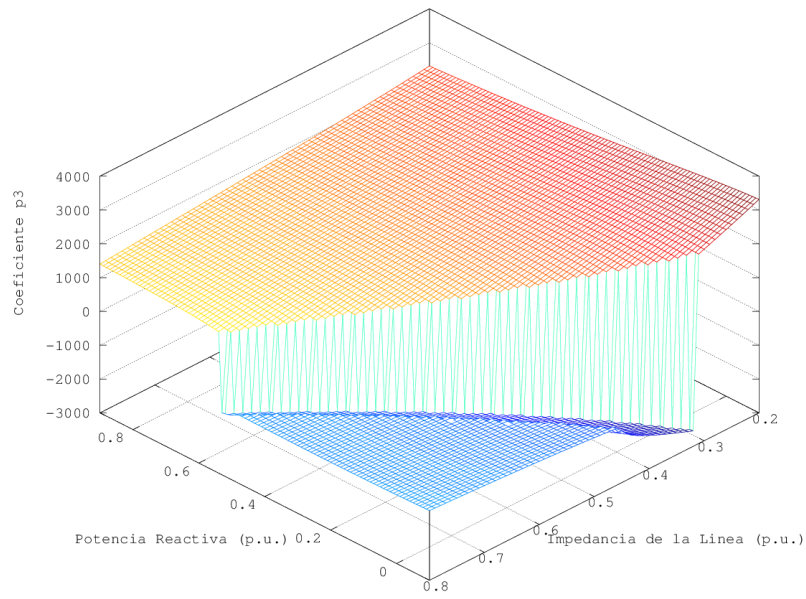


Figura 5.115: Variación del coeficiente p_3 para $P=1.0$ p.u.

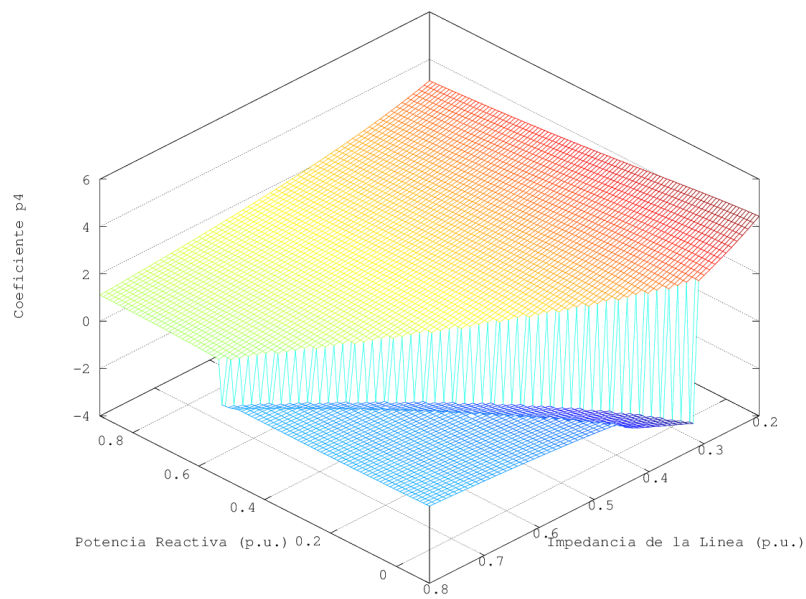


Figura 5.116: Variación del coeficiente p_4 para $P=1.0$ p.u.

5.4. Definición de las regiones de trabajo

5.4.1. Introducción

En esta sección, a partir de los resultados obtenidos en la sección 5.3.3, se definirán las funciones de transferencia para cada nivel de potencia activa. Una vez obtenidas éstas, se representará para cada una de ellas la evolución dinámica del desvío de velocidad del rotor, $\Delta\omega_r$, ante un escalón unitario de la tensión adicional suministrada por el estabilizador de potencia, Δv_s . De esta forma, en cada nivel de potencia, se tendrá una región formada por todas las posibles dinámicas en función del punto de operación. El siguiente paso consiste en definir las regiones de trabajo, en las cuales será necesario conocer los valores máximos y mínimos que pueden tomar cada uno de los coeficientes de la función de transferencia 5.67, para cada uno de los niveles de potencia.

De forma esquemática, el procedimiento a seguir para la determinación de las regiones de trabajo es el siguiente:

1. Análisis de la variación de los coeficientes de la función de transferencia en función del punto de operación.
2. Determinación de las funciones de transferencia para cada nivel de potencia activa y su representación gráfica.
3. Determinación de los valores máximo y mínimo de cada uno de los coeficientes de la función de transferencia general 5.67 para cada nivel de potencia.
4. Agrupación de los niveles de potencia contiguos y selección de los valores máximos y mínimos globales de los coeficientes máximos y mínimos determinados en el puntos anterior.
5. Cada una de las agrupaciones anteriores forma una región de trabajo.

5.4.2. Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para cada nivel de potencia

Partiendo de los resultados obtenidos en la sección 5.3.3, para cada nivel de potencia activa se definen los valores máximo y mínimo de cada uno de los coeficientes de la función de transferencia general representada por el ecuación 5.67.

Para determinar las funciones de transferencia, en cada punto de operación se hallan los valores de los elementos de la matriz de estado 5.54 a partir de las expresiones representadas en 5.56. Los valores obtenidos se sustituyen en las expresiones 5.64 y 5.66, los cuales representan los coeficientes de la función de transferencia general, ecuación 5.67. De esta forma, finalmente se obtienen los coeficientes buscados que dan paso a la determinación de la función de transferencia para un punto de operación concreto.

Una vez halladas todas las funciones de transferencia para un nivel de potencia activa dado, se representan sus respuestas dinámicas, obteniendo así la región de trabajo para ese nivel de potencia activa.

5.4.2.1. Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.0 p.u.

En este nivel de potencia, los valores máximo y mínimo de los coeficientes de la función de transferencia general, ecuación 5.67, se obtienen de la tabla 5.1, los cuales mostramos de nuevo.

Coefficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-0.0030930808	-0.0190429006
q_1	-0.1546540393	-0.9521450305
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	786.3886389308	440.6611437224
p_3	1331.1917262064	799.7061915014
p_4	1.7700311844	0.6314218028

En la figura 5.117 se muestra la evolución dinámica de todas las funciones de transferencia, las cuales definen la región de trabajo para este nivel de potencia.

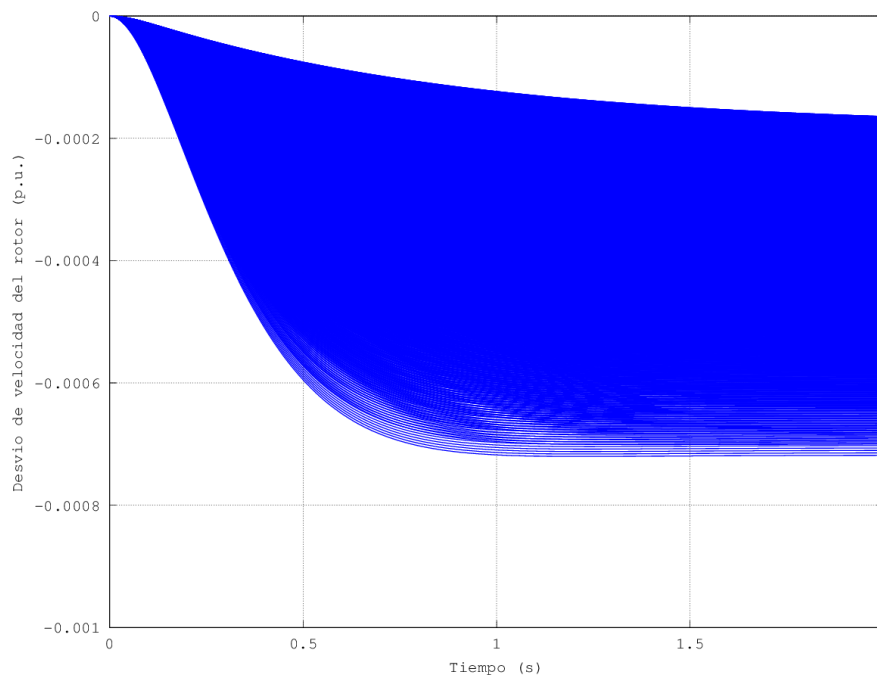


Figura 5.117: Evolución dinámica de las funciones de transferencia para P=0.0 p.u.

De la figura 5.118 se deduce que la región mostrada en la figura anterior está formada por sistemas dinámicos estables sobreamortiguados y subamortiguados con ganancia negativa.

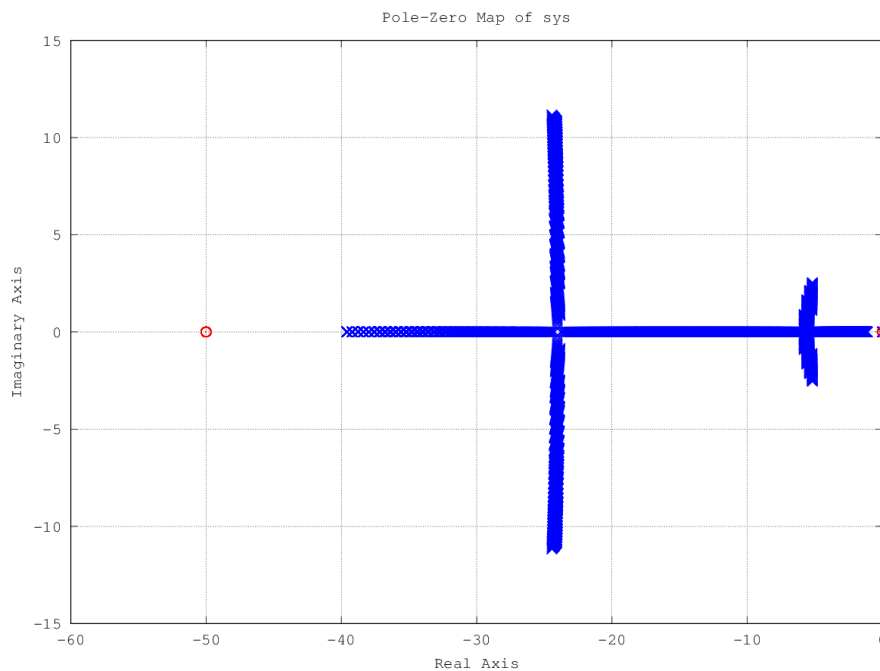


Figura 5.118: Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para $P=0.0$ p.u.

5.4.2.2. Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.1 p.u.

En este nivel de potencia, los valores máximo y mínimo de los coeficientes de la función de transferencia general, ecuación 5.67, se obtienen de la tabla 5.2, los cuales mostramos de nuevo.

Coefficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-0.2036566074	-1.4449814593
q_1	-10.1828303692	-72.2490729667
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	785.6158143021	432.9674502503
p_3	1341.5503714918	860.2293283028
p_4	1.7888257182	0.6792088884

En la figura 5.119 se muestra la evolución dinámica de todas las funciones de transferencia, las cuales definen la región de trabajo para este nivel de potencia.

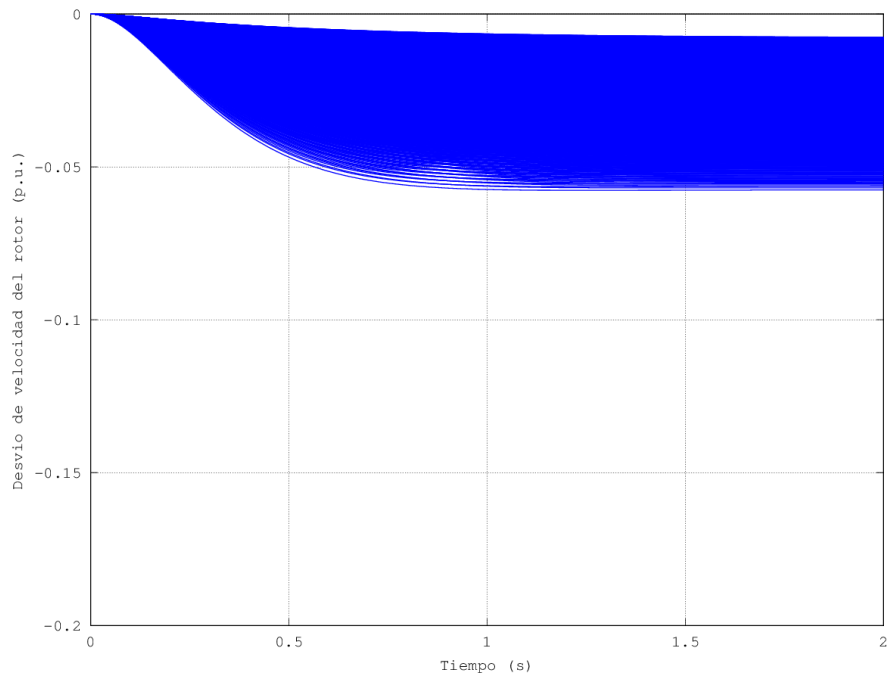


Figura 5.119: Evolución dinámica de las funciones de transferencia para $P=0.1$ p.u.

De la figura 5.120 se deduce que la región mostrada en la figura anterior está formada por sistemas dinámicos estables sobreamortiguados y subamortiguados con ganancia negativa, aunque en este caso el valor de la ganancia es aproximadamente diez veces superior al presentado anteriormente.

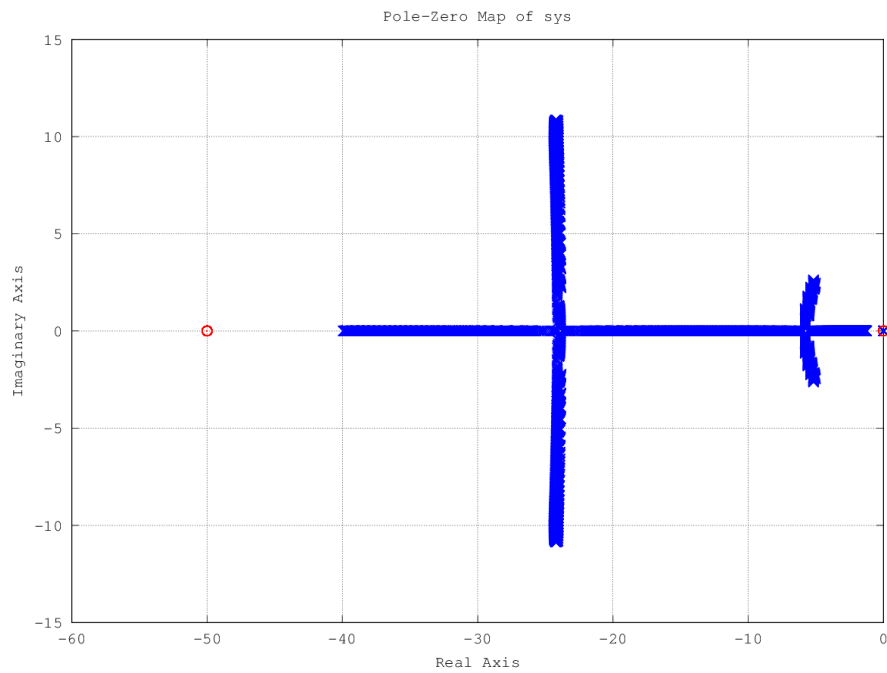


Figura 5.120: Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para $P=0.1$ p.u.

5.4.2.3. Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.2 p.u.

En este nivel de potencia, los valores máximo y mínimo de los coeficientes de la función de transferencia general, ecuación 5.67, se obtienen de la tabla 5.3, los cuales mostramos de nuevo.

Coefficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-0.3993053253	-2.6948673894
q_1	-19.9652662627	-134.7433694719
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	783.3093976017	412.7805198926
p_3	1583.7573726877	985.1298029449
p_4	2.1185619062	0.7778262102

En la figura 5.121 se muestra la evolución dinámica de todas las funciones de transferencia, las cuales definen la región de trabajo para este nivel de potencia.

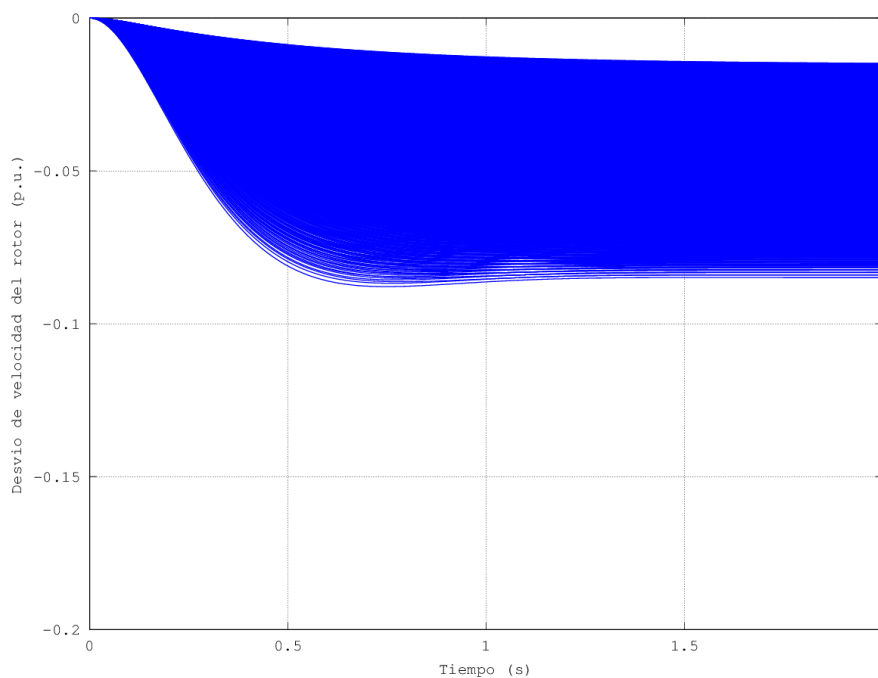


Figura 5.121: Evolución dinámica de las funciones de transferencia para P=0.2 p.u.

De la figura 5.122 se deduce que la región mostrada en la figura anterior está formada por sistemas dinámicos estables sobreamortiguados y subamortiguados con ganancia negativa. En este caso se observa un incremento del doble en el valor de la ganancia, así como un aumento en el número de polos complejos más cercanos al origen, lo cual da lugar a una reducción en el número de polos reales. Esto implica un aumento en la cantidad de sistemas dinámicos subamortiguados y un decremento en el número de sistemas dinámicos sobreamortiguados.

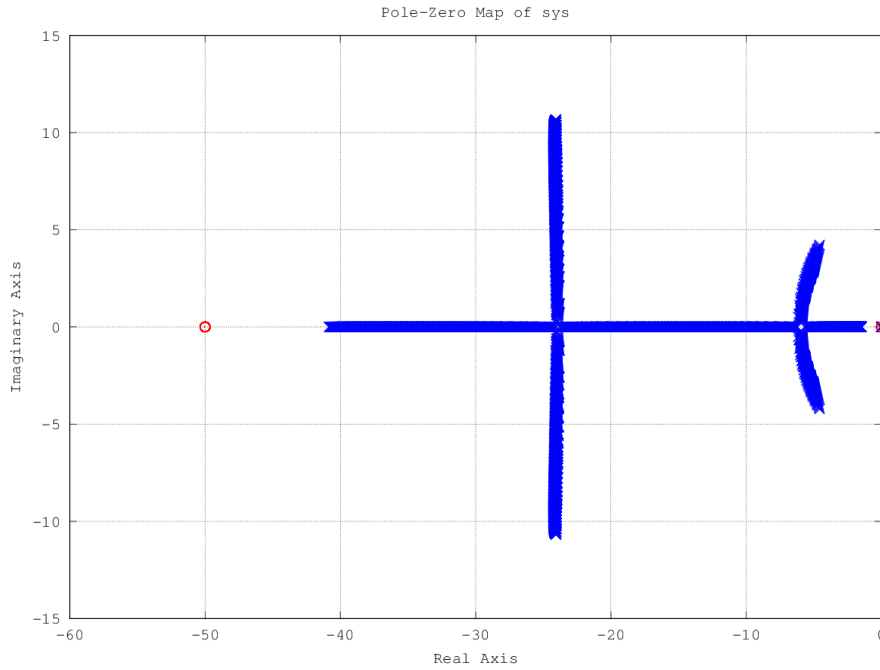


Figura 5.122: Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para P=0.2 p.u.

5.4.2.4. Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.3 p.u.

En este nivel de potencia, los valores máximo y mínimo de los coeficientes de la función de transferencia general, ecuación 5.67, se obtienen de la tabla 5.4, los cuales mostramos de nuevo.

Coeficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-0.5927040418	-3.6731420427
q_1	-29.6352020905	-183.6571021346
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	779.4548379599	385.6439026587
p_3	1980.6533845950	1085.3821039283
p_4	2.6494821002	0.8569821418

En la figura 5.123 se muestra la evolución dinámica de todas las funciones de transferencia, las cuales definen la región de trabajo para este nivel de potencia.

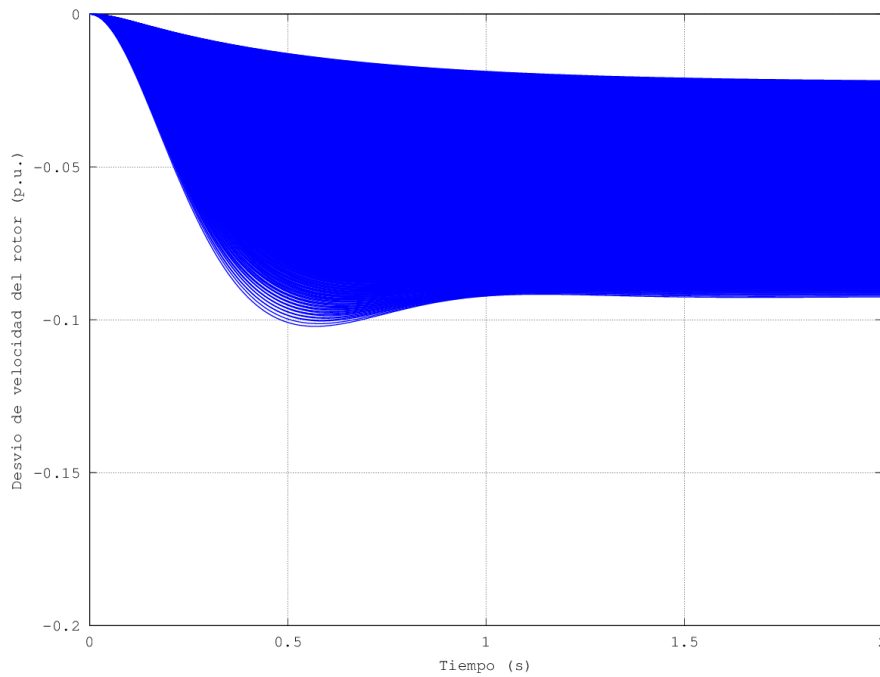


Figura 5.123: Evolución dinámica de las funciones de transferencia para $P=0.3$ p.u.

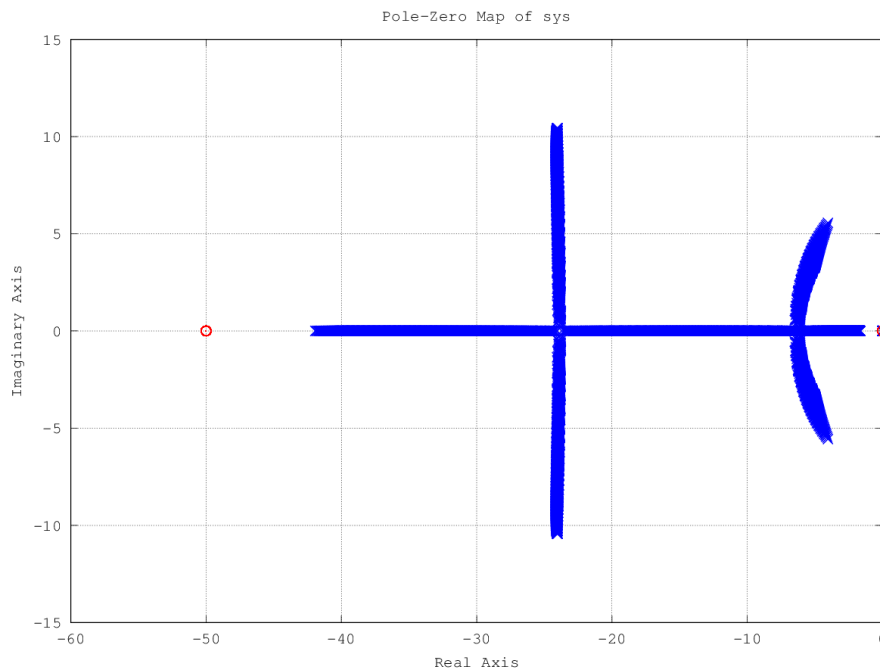


Figura 5.124: Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para $P=0.3$ p.u.

De la figura 5.124 se deduce que la región mostrada en la figura anterior está formada por sistemas dinámicos estables sobreamortiguados y subamortiguados con ganancia negativa. Como

se puede observar, la ganancia sufre un pequeño aumento con respecto al caso anterior, no así las partes imaginarias de ambos conjuntos de polos complejos, las cuales se incrementan notablemente. Este último efecto da lugar a una disminución notable en la cantidad de sistemas dinámicos sobreamortiguados, dando lugar a una mayor presencia de sistemas dinámicos subamortiguados.

5.4.2.5. Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.4 p.u.

En este nivel de potencia, los valores máximo y mínimo de los coeficientes de la función de transferencia general, ecuación 5.67, se obtienen de la tabla 5.5, los cuales mostramos de nuevo.

Coefficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-0.7827014338	-4.3912756083
q_1	-39.1350716907	-219.5637804147
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	774.0244122897	356.6262626155
p_3	2348.6661515559	1164.9891739813
p_4	3.1417657306	0.9198372757

En la figura 5.125 se muestra la evolución dinámica de todas las funciones de transferencia, las cuales definen la región de trabajo para este nivel de potencia.

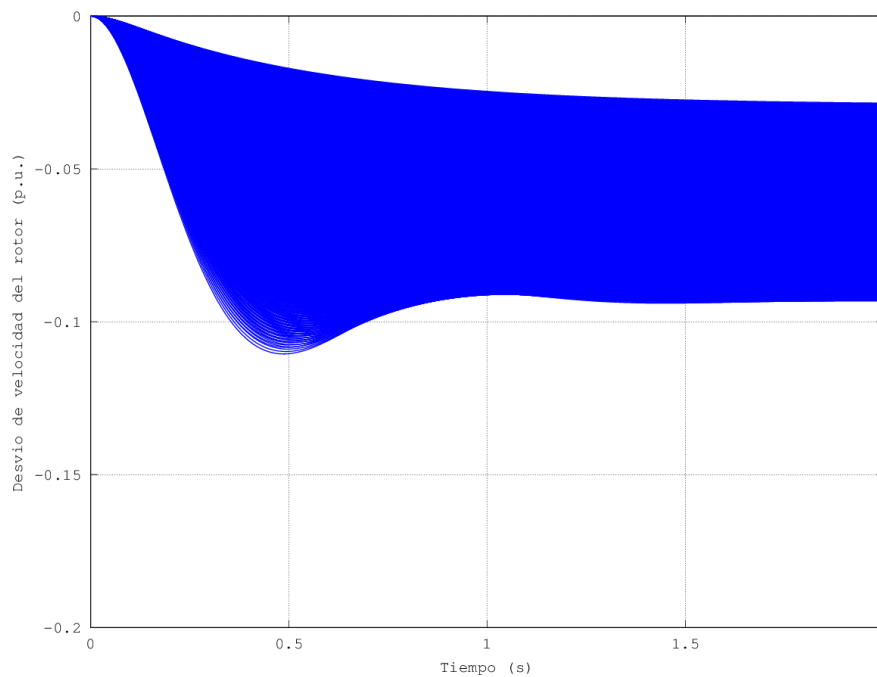


Figura 5.125: Evolución dinámica de las funciones de transferencia para P=0.4 p.u.

Como se puede observar en la figura 5.126, la región mostrada en la figura anterior está formada por sistemas dinámicos estables sobreamortiguados y subamortiguados con ganancia negativa. Con respecto al caso anterior, la ganancia prácticamente es la misma, pero por otro lado, aparece un tercer conjunto de polos complejos cercanos al origen, lo que da lugar a un aumento de la presencia de sistemas dinámicos subamortiguados.

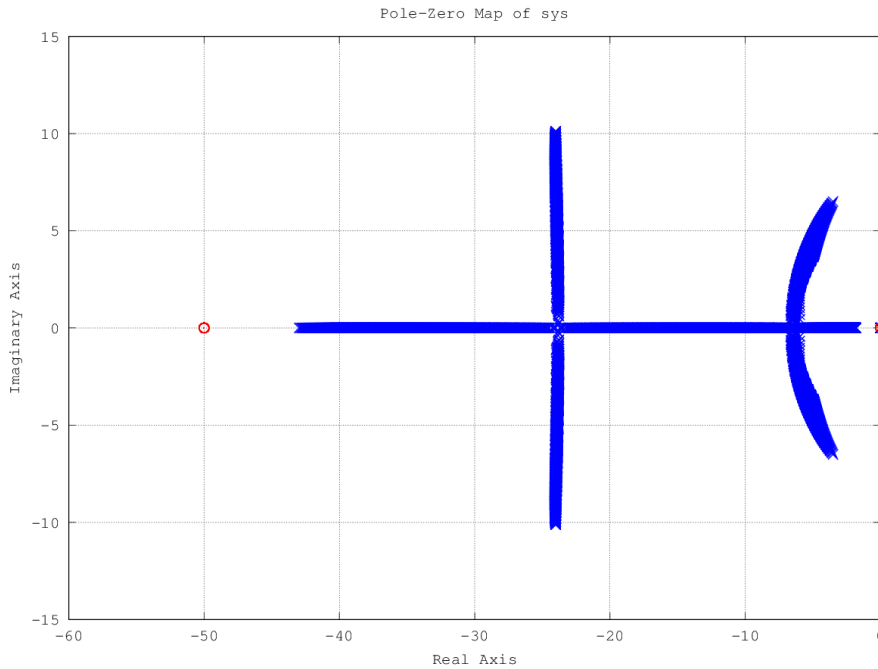


Figura 5.126: Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para P=0.4 p.u.

5.4.2.6. Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.5 p.u.

En este nivel de potencia, los valores máximo y mínimo de los coeficientes de la función de transferencia general, ecuación 5.67, se obtienen de la tabla 5.6, los cuales mostramos de nuevo.

Coefficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-0.9681164473	-4.9031744046
q_1	-48.4058223664	-245.1587202309
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	766.9719787849	255.6944170517
p_3	2649.4770706385	-1257.5653529799
p_4	3.5441547361	-1.0260723934

En la figura 5.127 se muestra la evolución dinámica de todas las funciones de transferencia, las cuales definen la región de trabajo para este nivel de potencia. Como se puede observar en la figura 5.128, al igual que en los casos anteriores, la región mostrada en la figura 5.127 está formada por

sistemas dinámicos estables sobreamortiguados y subamortiguados con ganancia negativa, aunque en este caso el cambio más importante es la aparición de sistemas dinámicos inestables, todo ellos presentes en la región de trabajo para este nivel de potencia.

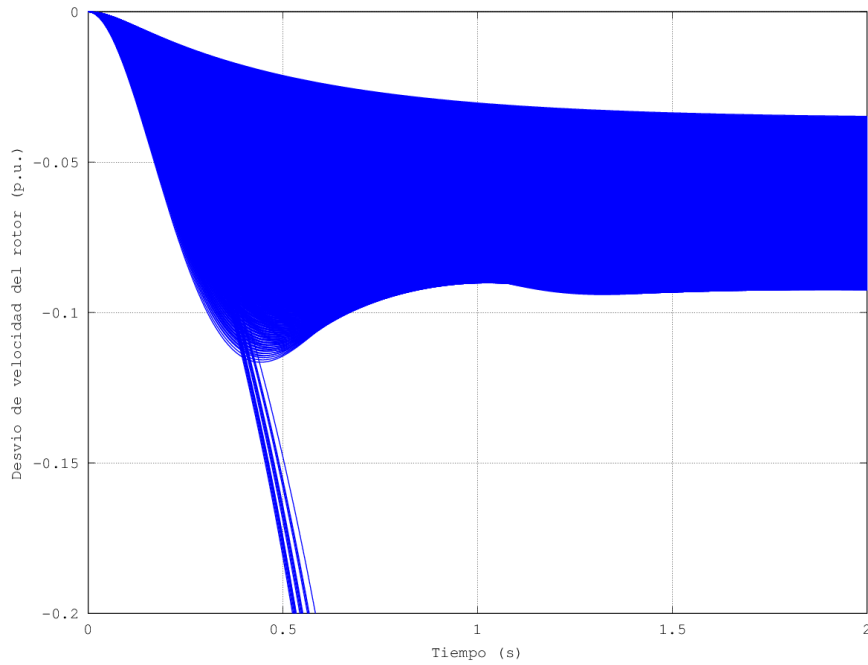


Figura 5.127: Evolución dinámica de las funciones de transferencia para $P=0.5$ p.u.

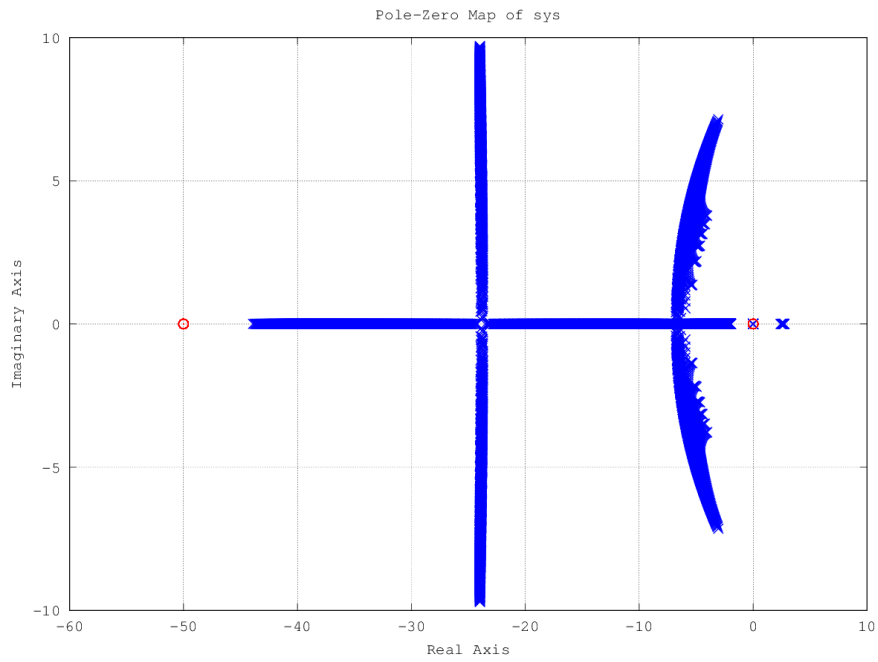


Figura 5.128: Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para $P=0.5$ p.u.

5.4.2.7. Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.6 p.u.

En este nivel de potencia, los valores máximo y mínimo de los coeficientes de la función de transferencia general, ecuación 5.67, se obtienen de la tabla 5.7, los cuales mostramos de nuevo.

Coefficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-1.1477083475	-5.2649832665
q_1	-57.3854173759	-263.2491633262
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	758.2237930955	152.5889190125
p_3	2880.0784806023	-1515.5028096408
p_4	3.8526258258	-1.3411257002

En la figura 5.129 se muestra la evolución dinámica de todas las funciones de transferencia en este nivel de potencia, las cuales definen la región de trabajo.

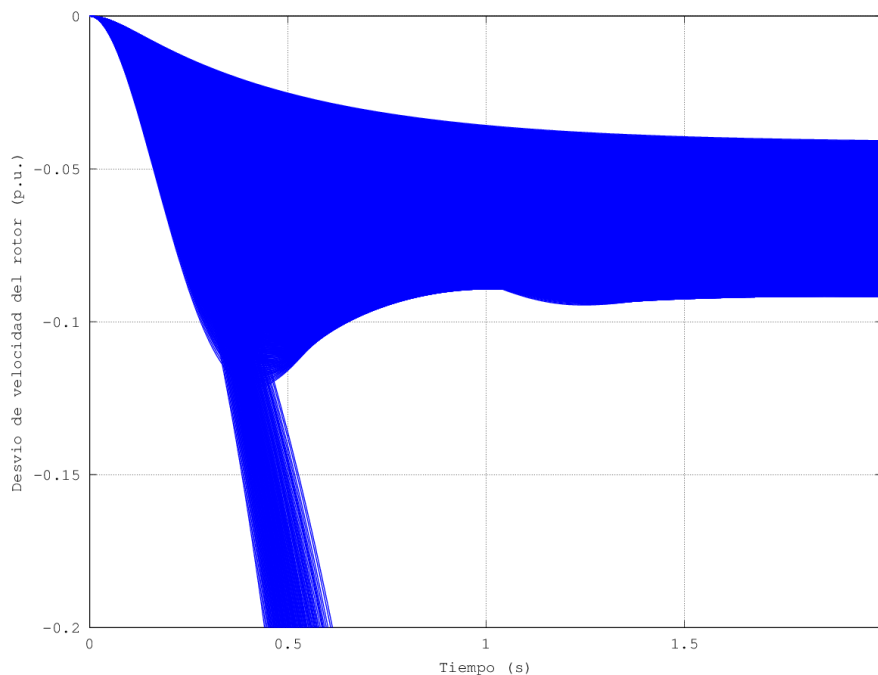


Figura 5.129: Evolución dinámica de las funciones de transferencia para P=0.6 p.u.

Como se puede observar en la figura 5.130, la región mostrada en la figura anterior está formada por el mismo tipo de sistemas dinámicos que en el caso previo. Se observa una mayor presencia de sistemas dinámicos subamortiguados con ganancia negativa y sistemas inestables, apreciándose en la reducción del número de polos complejos alejados que se presentan como polos complejos cercanos al origen y polos inestables.

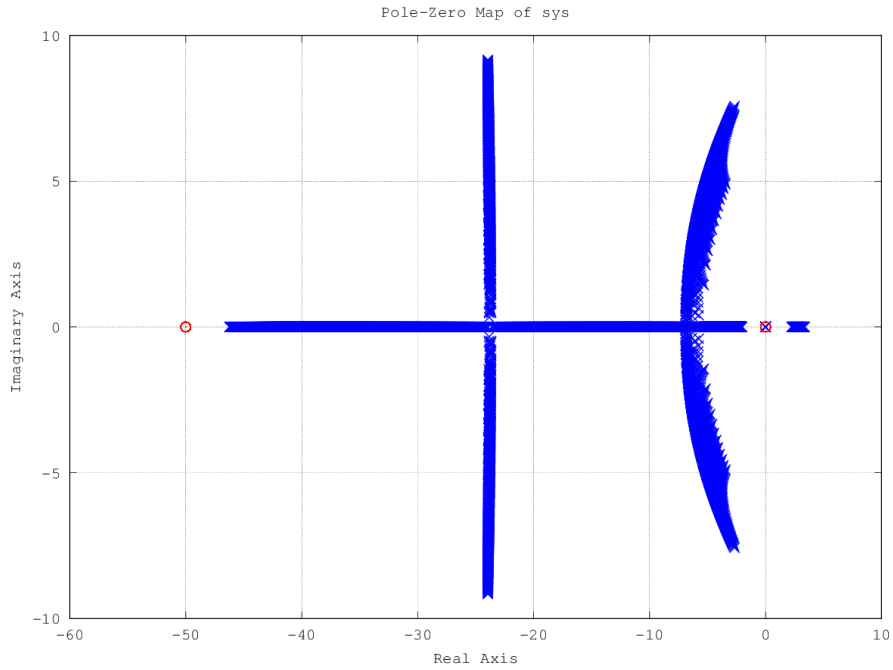


Figura 5.130: Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para $P=0.6$ p.u.

5.4.2.8. Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.7 p.u.

En este nivel de potencia, los valores máximo y mínimo de los coeficientes de la función de transferencia general, ecuación 5.67, se obtienen de la tabla 5.8, los cuales mostramos de nuevo.

Coefficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-1.3201205545	-5.5208497513
q_1	-66.0060277246	-276.0424875674
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	747.6621412975	125.1127389464
p_3	3050.6483625199	-1779.1665793526
p_4	4.0807938902	-1.6957292769

En la figura 5.131 se muestra la evolución dinámica de todas las funciones de transferencia, las cuales definen la región de trabajo para este nivel de potencia.

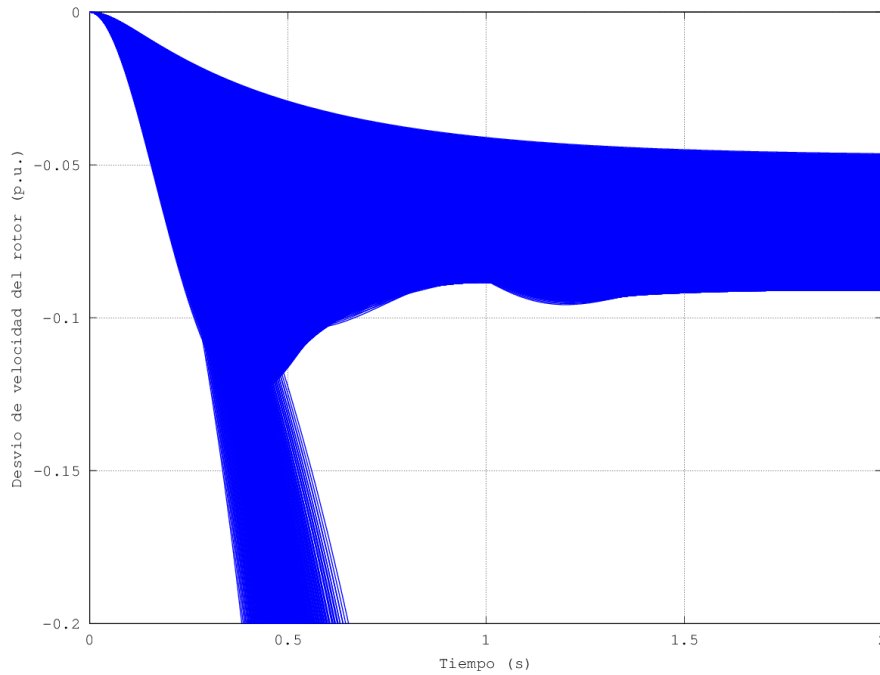


Figura 5.131: Evolución dinámica de las funciones de transferencia para $P=0.7$ p.u.

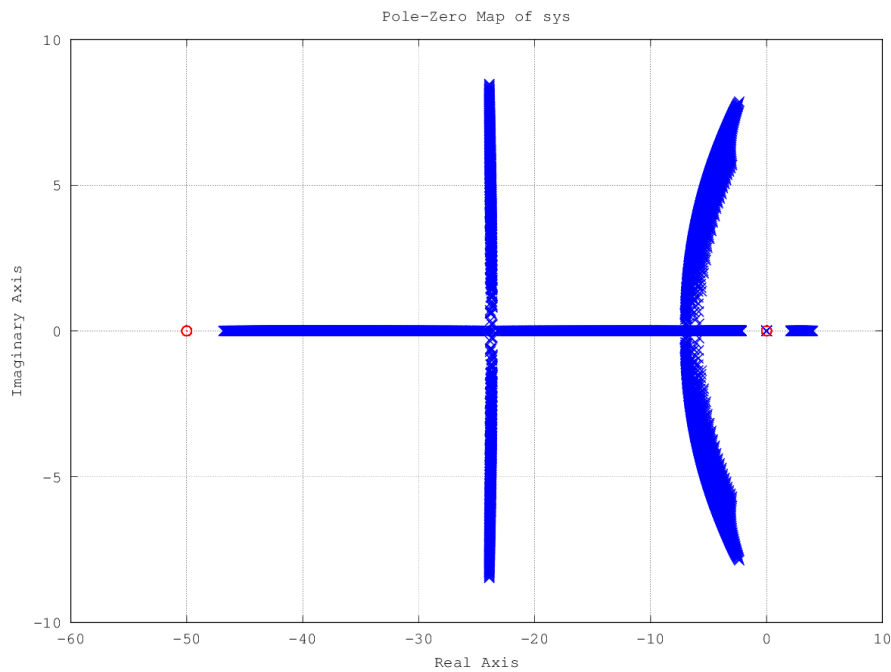


Figura 5.132: Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para $P=0.7$ p.u.

Como se puede observar en la figura 5.132, la región mostrada en la figura 5.131 está formada por el mismo tipo de sistemas dinámicos que en el caso previo. El cambio más notable es la desaparición

del conjunto de polos complejos más alejado que se traduce en un incremento en el número de polos complejos cercanos al origen, lo cual implica principalmente un aumento en la presencia de sistemas dinámicos subamortiguados inestables.

5.4.2.9. Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.8 p.u.

En este nivel de potencia, los valores máximo y mínimo de los coeficientes de la función de transferencia general, ecuación 5.67, se obtienen de la tabla 5.9, los cuales mostramos de nuevo.

Coefficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-1.4837706487	-5.7020059240
q_1	-74.1885324367	-285.1002961985
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	735.0944289043	105.8927695706
p_3	3173.4859894229	-2049.8234379817
p_4	4.2451114312	-2.0930361076

En la figura 5.133 se muestra la evolución dinámica de todas las funciones de transferencia en este nivel de potencia, las cuales definen la región de trabajo.

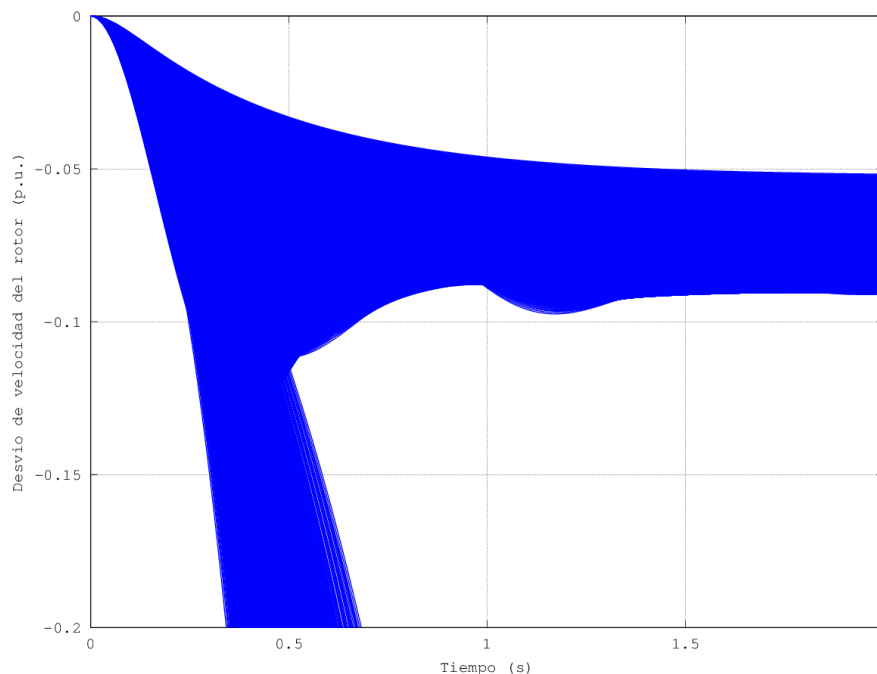


Figura 5.133: Evolución dinámica de las funciones de transferencia para P=0.8 p.u.

Como se puede observar en la figura 5.134, la región mostrada en la figura anterior está formada

por el mismo tipo de sistemas dinámicos que en el caso previo. La diferencia más significativa, tomando como referencia el caso anterior, es la reducción notable en el número de polos reales, lo cual da lugar a un decremento en el número de sistemas dinámicos sobreamortiguados y un incremento en la cantidad de sistemas dinámicos inestables en la región de trabajo.

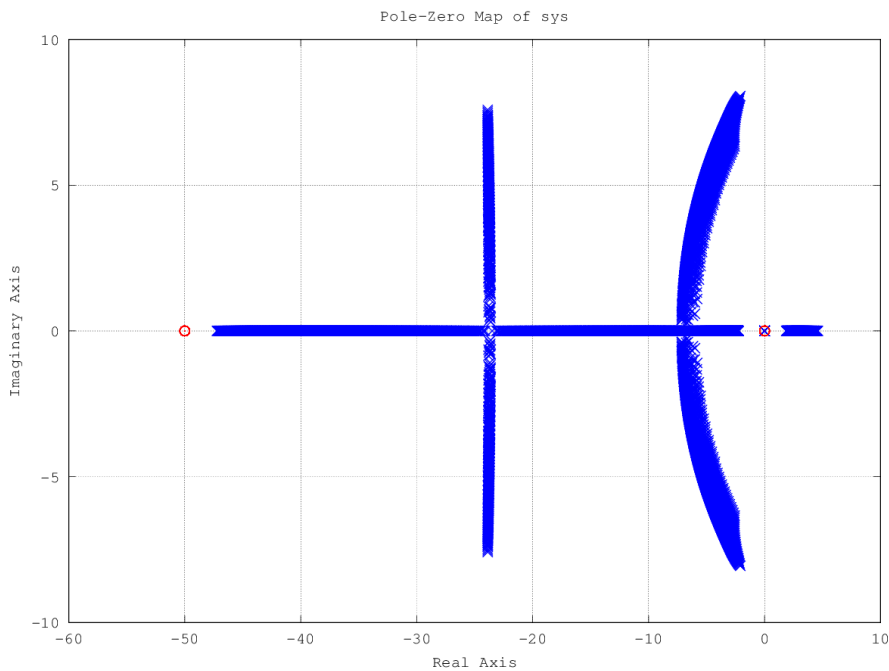


Figura 5.134: Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para $P=0.8$ p.u.

5.4.2.10. Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 0.9 p.u.

En este nivel de potencia, los valores máximo y mínimo de los coeficientes de la función de transferencia general, ecuación 5.67, se obtienen de la tabla 5.10, los cuales mostramos de nuevo.

Coeficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-1.6366157472	-5.8296757078
q_1	-81.8307873610	-291.4837853881
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	720.1884059568	87.0622946000
p_3	3259.1756120191	-2302.8847227424
p_4	4.3597367983	-2.4933734260

En la figura 5.135 se muestra la evolución dinámica de todas las funciones de transferencia en este nivel de potencia, las cuales definen la región de trabajo.

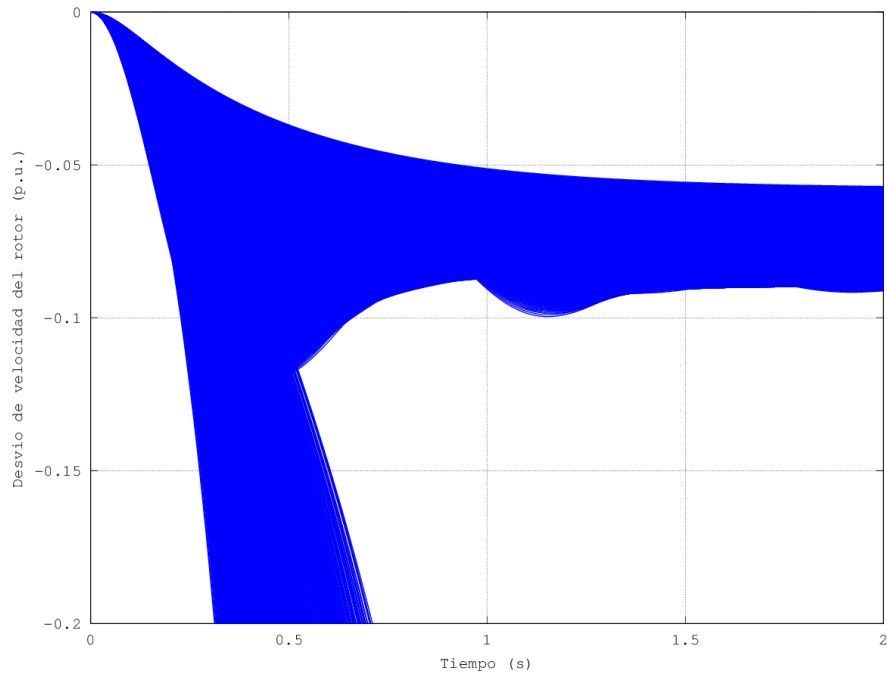


Figura 5.135: Evolución dinámica de las funciones de transferencia para $P=0.9$ p.u.

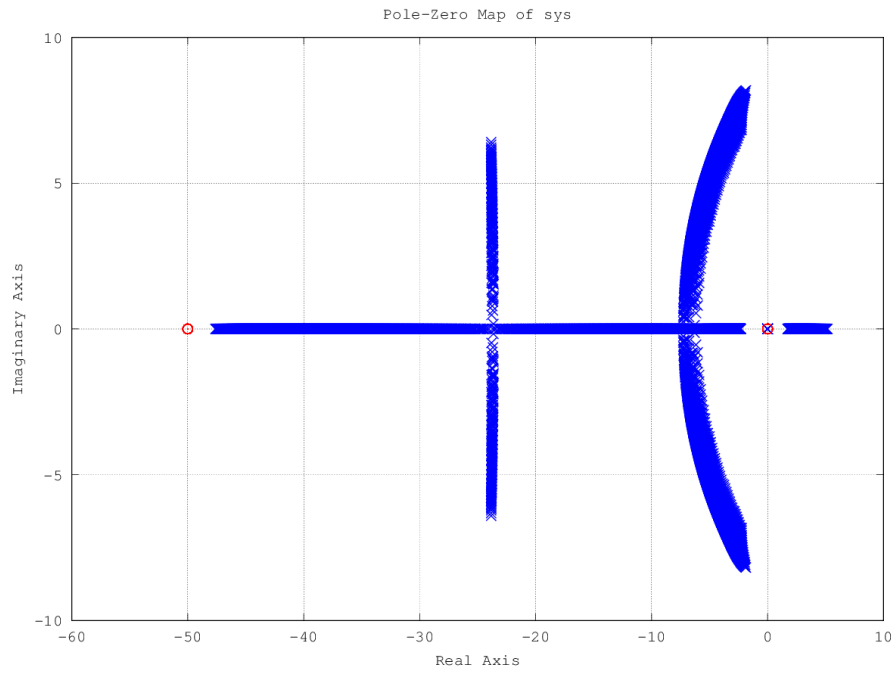


Figura 5.136: Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para $P=0.9$ p.u.

Como se puede observar en la figura 5.136, la región mostrada en la figura 5.135 está formada por el mismo tipo de sistemas dinámicos que en el caso previo. Se observa un crecimiento del

número de polos complejos cercanos al origen y polos inestables, junto con una disminución en la cantidad del número de polos reales. Esto da lugar a una mayor contribución de sistemas dinámicos subamortiguados y sistemas dinámicos inestables.

5.4.2.11. Respuestas de las funciones de transferencia y valores máximo-mínimo de los coeficientes para una potencia activa (P) igual a 1.0 p.u.

En este nivel de potencia, los valores máximo y mínimo de los coeficientes de la función de transferencia general, ecuación 5.67, se obtienen de la tabla 5.11, los cuales mostramos de nuevo.

Coeficiente	Máximo	Mínimo
q_0	-1.7755690262	-5.9181175017
q_1	-88.7784513118	-295.9058750836
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	702.3110145050	73.9793813865
p_3	3315.8437189136	-2548.6327021111
p_4	4.4355406396	-2.9135800558

En la figura 5.137 se muestra la evolución dinámica de todas las funciones de transferencia en este nivel de potencia, las cuales definen la región de trabajo.

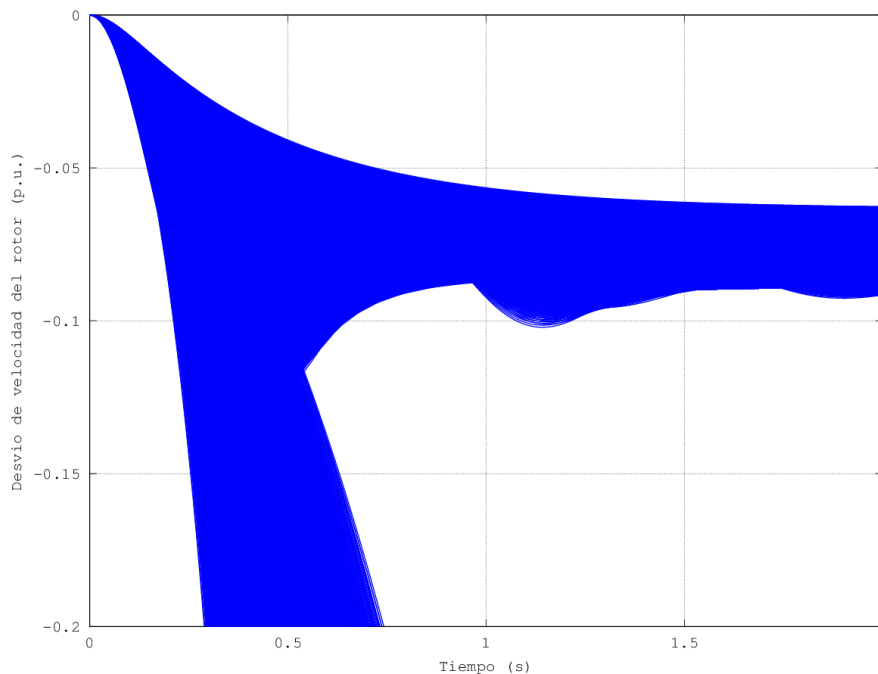


Figura 5.137: Evolución dinámica de las funciones de transferencia para P=1.0 p.u.

Como se puede observar en la figura 5.138, la región mostrada en la figura anterior está formada por el mismo tipo de sistemas dinámicos que en el caso previo. Como se puede observar, se produce una reducción elevada en el número de polos complejos alejados del origen con el subsiguiente incremento en el número de polos positivos que da como resultado un mayor número de sistemas dinámicos inestables en la región de trabajo.

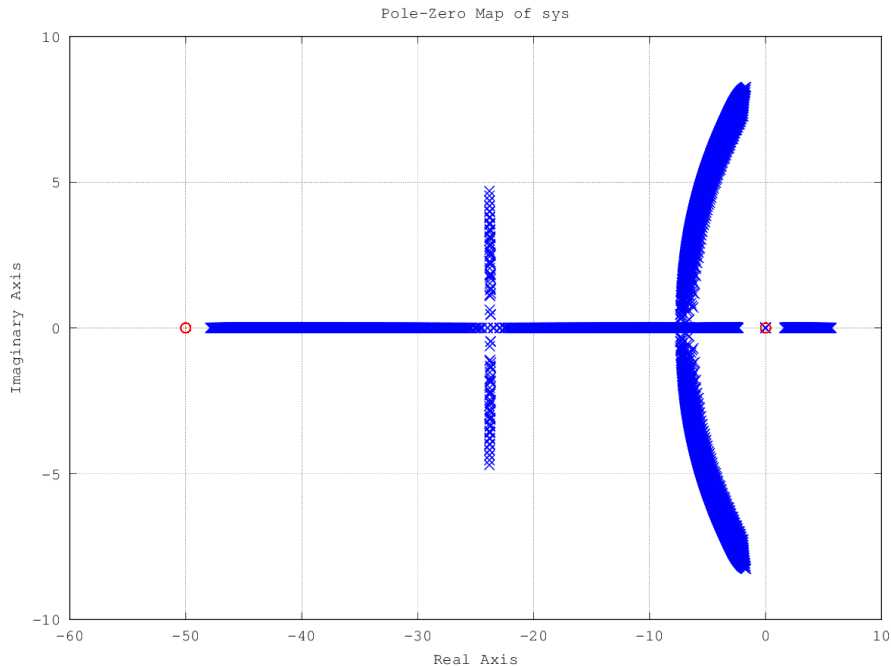


Figura 5.138: Localización de los polos y ceros de las funciones de transferencia para $P=1.0$ p.u.

5.4.3. Regiones de trabajo

A partir de los resultados obtenidos en la sección 5.4.2, se procederá a la definición de las regiones de trabajo. Cada una de ellas se compone de la agrupación de dos niveles de potencia contiguos, de forma que finalmente resultan diez regiones de trabajo, tal y como se muestra a continuación.

- Región de trabajo 1, rango de potencia comprendido entre 0.0-0.1 p.u.
- Región de trabajo 2, rango de potencia comprendido entre 0.1-0.2 p.u.
- Región de trabajo 3, rango de potencia comprendido entre 0.2-0.3 p.u.
- Región de trabajo 4, rango de potencia comprendido entre 0.3-0.4 p.u.
- Región de trabajo 5, rango de potencia comprendido entre 0.4-0.5 p.u.
- Región de trabajo 6, rango de potencia comprendido entre 0.5-0.6 p.u.
- Región de trabajo 7, rango de potencia comprendido entre 0.6-0.7 p.u.
- Región de trabajo 8, rango de potencia comprendido entre 0.7-0.8 p.u.

- Región de trabajo 9, rango de potencia comprendido entre 0.8-0.9 p.u.
- Región de trabajo 10, rango de potencia comprendido entre 0.9-1.0 p.u.

Para cada región de trabajo se procederá a comparar las tablas de coeficientes máximos y mínimos de los dos niveles de potencia, eligiendo los máximos y mínimos globales en cada coeficiente. Una vez obtenidos éstos, se tendrá una tabla de coeficientes máximos y mínimos para la región de trabajo.

5.4.3.1. Región de trabajo 1

Comparando las tablas de coeficientes máximos y mínimos mostradas en las secciones 5.4.2.1 y 5.4.2.2, correspondientes a las potencias activas 0.0 p.u. y 0.1 p.u, respectivamente; se determina la tabla de máximos y mínimos globales de los coeficientes, la cual define la región de trabajo.

Coeficiente	Máximo Global	Mínimo Global
q_0	-0.0030930808	-1.4449814593
q_1	-0.1546540393	-72.2490729667
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	786.3886389308	432.9674502503
p_3	1341.5503714918	799.7061915014
p_4	1.7888257182	0.6314218028

Tabla 5.12: Valores máximos y mínimos globales de los coeficientes q_0 , q_1 , p_0 , p_1 , p_2 , p_3 y p_4 para la Región de trabajo 1

5.4.3.2. Región de trabajo 2

Comparando las tablas de coeficientes máximos y mínimos mostradas en las secciones 5.4.2.2 y 5.4.2.3, correspondientes a las potencias activas 0.1 p.u. y 0.2 p.u, respectivamente; se determina la tabla de máximos y mínimos globales de los coeficientes, la cual define la región de trabajo.

Coeficiente	Máximo Global	Mínimo Global
q_0	-0.2036566074	-2.6948673894
q_1	-10.1828303692	-134.7433694719
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	785.6158143021	412.7805198926
p_3	1583.7573726877	860.2293283028
p_4	2.1185619062	0.6792088884

Tabla 5.13: Valores máximos y mínimos globales de los coeficientes q_0 , q_1 , p_0 , p_1 , p_2 , p_3 y p_4 para la Región de trabajo 2

5.4.3.3. Región de trabajo 3

Comparando las tablas de coeficientes máximos y mínimos mostradas en las secciones 5.4.2.3 y 5.4.2.4, correspondientes a las potencias activas 0.2 p.u. y 0.3 p.u, respectivamente; se determina la tabla de máximos y mínimos globales de los coeficientes, la cual define la región de trabajo.

Coeficiente	Máximo Global	Mínimo Global
q_0	-0.3993053253	-3.6731420427
q_1	-19.9652662627	-183.6571021346
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	783.3093976017	385.6439026587
p_3	1980.6533845950	985.1298029449
p_4	2.6494821002	0.7778262102

Tabla 5.14: Valores máximos y mínimos globales de los coeficientes q_0 , q_1 , p_0 , p_1 , p_2 , p_3 y p_4 para la Región de trabajo 3

5.4.3.4. Región de trabajo 4

Comparando las tablas de coeficientes máximos y mínimos mostradas en las secciones 5.4.2.4 y 5.4.2.5, correspondientes a las potencias activas 0.3 p.u. y 0.4 p.u, respectivamente; se determina la tabla de máximos y mínimos globales de los coeficientes, la cual define la región de trabajo.

Coeficiente	Máximo Global	Mínimo Global
q_0	-0.5927040418	-4.3912756083
q_1	-29.6352020905	-219.5637804147
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	779.4548379599	356.6262626155
p_3	2438.6661515559	1085.3821039283
p_4	3.1417657306	0.8569821418

Tabla 5.15: Valores máximos y mínimos globales de los coeficientes q_0 , q_1 , p_0 , p_1 , p_2 , p_3 y p_4 para la Región de trabajo 4

5.4.3.5. Región de trabajo 5

Comparando las tablas de coeficientes máximos y mínimos mostradas en las secciones 5.4.2.5 y 5.4.2.6, correspondientes a las potencias activas 0.4 p.u. y 0.5 p.u, respectivamente; se determina la tabla de máximos y mínimos globales de los coeficientes, la cual define la región de trabajo.

Coeficiente	Máximo Global	Mínimo Global
q_0	-0.7827014338	-4.9031744046
q_1	-39.1350716907	-245.1587202309
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	774.0244122897	255.6944170517
p_3	2649.4770706385	-1257.5653529799
p_4	3.5441547361	-1.0260723934

Tabla 5.16: Valores máximos y mínimos globales de los coeficientes q_0 , q_1 , p_0 , p_1 , p_2 , p_3 y p_4 para la Región de trabajo 5

5.4.3.6. Región de trabajo 6

Comparando las tablas de coeficientes máximos y mínimos mostradas en las secciones 5.4.2.6 y 5.4.2.7, correspondientes a las potencias activas 0.5 p.u. y 0.6 p.u, respectivamente; se determina la tabla de máximos y mínimos globales de los coeficientes, la cual define la región de trabajo.

Coeficiente	Máximo Global	Mínimo Global
q_0	-0.9681164473	-5.2649832665
q_1	-48.4058223664	-263.2491633262
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	766.9719787849	152.5889190125
p_3	2880.0784806023	-1515.5028096408
p_4	3.8526258258	-1.3411257002

Tabla 5.17: Valores máximos y mínimos globales de los coeficientes q_0 , q_1 , p_0 , p_1 , p_2 , p_3 y p_4 para la Región de trabajo 6

5.4.3.7. Región de trabajo 7

Comparando las tablas de coeficientes máximos y mínimos mostradas en las secciones 5.4.2.7 y 5.4.2.8, correspondientes a las potencias activas 0.6 p.u. y 0.7 p.u, respectivamente; se determina la tabla de máximos y mínimos globales de los coeficientes, la cual define la región de trabajo.

Coeficiente	Máximo Global	Mínimo Global
q_0	-1.1477083475	-5.5208497513
q_1	-57.3854173759	-276.0424875674
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	758.2237930955	125.1127389464
p_3	3050.6483625199	-1779.1665793526
p_4	4.0807938902	-1.6957292769

Tabla 5.18: Valores máximos y mínimos globales de los coeficientes q_0 , q_1 , p_0 , p_1 , p_2 , p_3 y p_4 para la Región de trabajo 7

5.4.3.8. Región de trabajo 8

Comparando las tablas de coeficientes máximos y mínimos mostradas en las secciones 5.4.2.8 y 5.4.2.9, correspondientes a las potencias activas 0.7 p.u. y 0.8 p.u, respectivamente; se determina la tabla de máximos y mínimos globales de los coeficientes, la cual define la región de trabajo.

Coeficiente	Máximo Global	Mínimo Global
q_0	-1.3201205545	-5.7020059240
q_1	-66.0060277246	-285.1002961985
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	747.6621412975	105.8927695706
p_3	3173.4859894229	-2049.8234379817
p_4	4.2451114312	-2.0930361076

Tabla 5.19: Valores máximos y mínimos globales de los coeficientes q_0 , q_1 , p_0 , p_1 , p_2 , p_3 y p_4 para la Región de trabajo 8

5.4.3.9. Región de trabajo 9

Comparando las tablas de coeficientes máximos y mínimos mostradas en las secciones 5.4.2.9 y 5.4.2.10, correspondientes a las potencias activas 0.8 p.u. y 0.9 p.u, respectivamente; se determina la tabla de máximos y mínimos globales de los coeficientes, la cual define la región de trabajo.

Coeficiente	Máximo Global	Mínimo Global
q_0	-1.4837706487	-5.8296757078
q_1	-74.1885324367	-291.4837853881
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	735.0944289043	87.0622946000
p_3	3259.1756120191	-2302.8847227424
p_4	4.3597367983	-2.4933734260

Tabla 5.20: Valores máximos y mínimos globales de los coeficientes q_0 , q_1 , p_0 , p_1 , p_2 , p_3 y p_4 para la Región de trabajo 9

5.4.3.10. Región de trabajo 10

Comparando las tablas de coeficientes máximos y mínimos mostradas en las secciones 5.4.2.10 y 5.4.2.11, correspondientes a las potencias activas 0.9 p.u. y 1.0 p.u, respectivamente; se determina la tabla de máximos y mínimos globales de los coeficientes, la cual define la región de trabajo.

Coeficiente	Máximo Global	Mínimo Global
q_0	-1.6366157472	-5.9181175017
q_1	-81.8307873610	-295.9058750836
p_0	1.0	1.0
p_1	50.0013377166	50.0007895797
p_2	720.1884059568	73.9793813865
p_3	3315.8437189136	-2548.6327021111
p_4	4.4355406396	-2.4933734260

Tabla 5.21: Valores máximos y mínimos globales de los coeficientes q_0 , q_1 , p_0 , p_1 , p_2 , p_3 y p_4 para la Región de trabajo 10

5.5. Ajuste del estabilizador de sistemas de potencia

5.5.1. Introducción

En esta sección se describe el procedimiento de configuración del estabilizador de potencia para cada una de las regiones de trabajo descritas en la sección 5.4, para lo cual se presentan una serie de criterios para la elección de los valores de configuración del bloque conductor, modelo predictivo, mecanismo de adaptación y bloque experto, junto con un método para configurar de forma óptima el estabilizador de potencia.

Dado que el sistema de control propuesto es de carácter discreto, un parámetro de configuración de vital importancia para el correcto funcionamiento de todos los bloques es el periodo de control (CP), el cual será tratado en la siguiente sección. Una vez definido éste, se pasará a la configuración del bloque conductor, el cual posee los parámetros tiempo de establecimiento (n) y horizonte de predicción (λ). Este último parámetro condicionará la configuración del modelo predictivo, el cual será tratado posteriormente y en donde se seleccionará la estructura del modelo discreto que se empleará. A continuación, ya elegida la estructura del modelo, la configuración del mecanismo de adaptación se centrará en el parámetro velocidad de adaptación (B), el parámetro ganancia de la adaptación (γ) y en la asignación de los valores iniciales de los coeficientes del modelo. Posteriormente, se definirá el bloque experto, el cual estará compuesto de una serie de reglas que modificará la configuración de los parámetros anteriores en función del punto de operación. Por último, se presentará el procedimiento para obtener una configuración óptima de los parámetros tiempo de establecimiento (n), horizonte de predicción (λ) y ganancia de la adaptación (γ).

5.5.2. Periodo de control (CP)

Partiendo de la ecuación 5.21, que reescribimos de nuevo por comodidad, el valor de los parámetros \hat{a}_i y \hat{b}_i depende del periodo de control que se aplique y por ello la elección de este parámetro de configuración merece una especial consideración.

$$\Delta\hat{\omega}_r(k+1|k) = \sum_{i=1}^{\hat{n}} \hat{a}_i \cdot \Delta\omega_r(k+1-i) + \sum_{i=1}^{\hat{m}} \hat{b}_i \cdot \Delta v_s(k+1-i)$$

La elección del periodo de control debe hacerse, si es posible, tomando en consideración la respuesta dinámica natural del proceso y, particularmente, lo que llamamos su tiempo de respuesta (t_s). Éste se define como el tiempo empleado por el proceso en pasar de un estado de equilibrio a una banda alrededor de otro estado de equilibrio, habiendo sido provocado dicho cambio por un escalón en la señal de entrada o de control, Δv_s , y siendo la mencionada banda de $\pm 5\%$ del valor del incremento total de la variable de salida o a controlar, $\Delta\omega_r$.

Si se elige un periodo de control muy pequeño en relación al tiempo de respuesta (t_s), las sucesivas medidas de la variable a controlar pueden tener un contenido significativo de ruido de medida en comparación con la variación real de la variable a controlar. Por otro lado, los parámetros \hat{b}_i del modelo adaptativo-predictivo, estimados por el mecanismo de adaptación, tenderán a cero cuando el periodo de control disminuye. Ello hace que la bondad de la predicción sea más sensible de lo deseable a errores de estimación en los parámetros del modelo y a ruidos de medida.

Si se elige un periodo de control significativamente grande en relación al tiempo de respuesta (t_s), perderemos información útil para el control del proceso, ya que las variaciones en la variable de salida a controlar se tendrán en cuenta a intervalos demasados largos, ignorando lo que ocurre en medio de dichos intervalos. Bajo estas condiciones de operación, la capacidad del modelo adaptativo-predictivo para reproducir el comportamiento dinámico del proceso quedará limitada. Por ejemplo, si el periodo de control es mayor que el tiempo de respuesta, la mejor estimación que se obtendría sería aquella en la cual el proceso se caracterizaría por medio de una ganancia estática concentrada en el parámetro \hat{b}_1 , siendo de valor nulo el resto de los parámetros estimados. Por otro lado, no se podrían corregir desviaciones importante en la variable de salida a controlar hasta llegar al próximo periodo de control, lo cual puede ser una espera excesiva.

Por todo ello, no es conveniente elegir el periodo de control ni muy grande ni muy pequeño en relación al tiempo de respuesta (t_s). Una forma de elegir el periodo de control es establecer su valor entre $1/5$ y $1/40$ del tiempo de respuesta del proceso [Martín Sánchez y Rodellar, 2005]. En consecuencia, el periodo de control puede ser elegido en un rango amplio de valores con respecto al tiempo de respuesta.

Analizando la evolución dinámica de las respuestas de las funciones de transferencia para cada una de las regiones de trabajo, sección 5.4, se observa que los tiempos de respuesta se encuentran en un rango entre 1 segundo y 1,5 segundos. Considerando el criterio de selección mencionado en el párrafo anterior, el rango de posibles valores para el periodo de control se muestra en la tabla 5.22.

Tiempo de respuesta	CP Máximo	CP Mínimo
1 s	200 ms	25 ms
1,5 s	300 ms	37,5 ms

Tabla 5.22: Rango de posibles valores para el periodo de control

Dado que nuestro objetivo es corregir de forma rápida los desvíos de velocidad del rotor, se determina que el periodo de control sea lo más pequeño posible. Por lo tanto, se obtiene como **periodo de control** para todas las regiones de trabajo un valor de **40 ms**, cumpliendo así con el rango de tiempos de respuesta entre 1 segundo y 1,5 segundos.

5.5.3. Bloque conductor

El bloque conductor permite la aplicación del control predictivo básico y del extendido, así como determinar su funcionamiento, mediante el empleo de los parámetros de configuración tiempo de establecimiento (n) y horizonte de predicción (λ). A continuación, se establecerá la selección de cada uno de estos parámetros.

5.5.3.1. Tiempo de establecimiento (n)

El bloque conductor genera automáticamente, en cada instante de control una trayectoria diseñada según la ecuación 5.1, es decir, una trayectoria que parte de los últimos valores medidos de la desviación de velocidad del rotor, $\Delta\omega_r$, y que converge hacia la consigna, $\Delta\omega_{sp}$. Los parámetros que definen la dinámica de esta trayectoria son los de un modelo de segundo orden con

ganancia y coeficiente de amortiguamiento unitarios y un tiempo de establecimiento cuyo valor es el que se le asigna al parámetro n , siendo las unidades en número de periodos de control.

Considerando el periodo de control seleccionado de 40 ms y considerando los tiempos de respuesta mostrados en la tabla 5.22, se determina que éstos se encuentran en un rango comprendido entre 25 y 37 periodos de control. Básiandonos en lo expuesto en la sección 5.2.1, el límite superior del parámetro n se encuentra en 25 periodos de control, dado que un valor superior a éste implicaría que para ciertas condiciones de operación el bloque conductor definiría una trayectoria deseada más lenta que la propia respuesta natural del proceso, lo cual no es interesante a la hora de corregir los desvíos en la velocidad del rotor. Por otro lado, como límite inferior del parámetro n se establece un valor igual a 1 periodo de control. En la tabla 5.23 se muestran los límites entre los cuales debe ser elegido el tiempo de establecimiento (n).

Límite Superior	Límite Inferior
25	1

Tabla 5.23: Rango de posibles valores para el tiempo de establecimiento n

5.5.3.2. Horizonte de predicción (λ)

Este parámetro de configuración permite determinar si el control predictivo aplicado será básico o extendido. Se ha de mencionar que cuanto más largo sea el valor del horizonte de predicción, la acción de control será más permisible a la hora de que la salida del proceso alcance los valores deseados de acuerdo con la dinámica propia del proceso.

Según lo expuesto en la sección 5.2.1, el límite superior del horizonte de predicción se encuentra en el valor asignado para el tiempo de establecimiento (n) más 2 periodos de control. Un valor superior a éste implica la desaparición de la dinámica seleccionada para el bloque conductor convirtiéndole en un bloque estático que transmite como valor deseado del desvío de velocidad del rotor ($\Delta\omega_d$) el valor de la consigna ($\Delta\omega_{sp}$), tal y como se expresa en la ecuación 5.20. En [Martín Sánchez y Rodellar, 2005] se define el valor mínimo que puede adoptar el horizonte de predicción (λ_{minimo}) como

$$\lambda_{minimo} = DP_{max} - DP_{min} + 1$$

donde DP_{max} y DP_{min} son los retardos máximo y mínimo, medidos en periodos de control, que se observan en la salida del proceso tras aplicarle una acción de control. Dado que en nuestro caso no tenemos retardos, el valor mínimo para el horizonte de predicción es 1 periodo de control. En la tabla 5.24 se muestran los límites entre los cuales debe ser elegido el horizonte de predicción.

Límite Superior	Límite Inferior
$n+2$	1

Tabla 5.24: Rango de posibles valores para el horizonte de predicción (λ)

5.5.4. Modelo predictivo

El modelo predictivo tiene por objetivo calcular la señal de control que hace que la salida del proceso predicha (desvío de velocidad del rotor predicho, $\Delta\hat{\omega}_r$) esté contenida en la trayectoria deseada generada por el bloque conductor.

5.5.4.1. Estructura del modelo

Partiendo de la ecuación 5.24 que define la expresión general del modelo predictivo para cualquier horizonte de predicción (λ), y de que la discretización de la función de transferencia general, expresada por la ecuación 5.67, se representa de forma general mediante la siguiente ecuación

$$\Delta\omega_r(z) = \frac{q_0z^3 + q_1z^2 + q_2z + q_3}{p_0z^4 + p_1z^3 + p_2z^2 + p_3z + p_4} \Delta v_s(z) \quad (5.68)$$

que expresada en forma de una ecuación en diferencias se transforma en:

$$\begin{aligned} \Delta\omega_r(k) = & \frac{-p_1z}{p_0z} \cdot \Delta\omega_r(k-1) + \frac{-p_2z}{p_0z} \cdot \Delta\omega_r(k-2) + \frac{-p_3z}{p_0z} \cdot \Delta\omega_r(k-3) + \frac{-p_4z}{p_0z} \cdot \Delta\omega_r(k-4) \\ & + \frac{q_0z}{p_0z} \cdot \Delta v_s(k-1) + \frac{q_1z}{p_0z} \cdot \Delta v_s(k-2) + \frac{q_2z}{p_0z} \cdot \Delta v_s(k-3) + \frac{q_3z}{p_0z} \cdot \Delta v_s(k-4) \end{aligned} \quad (5.69)$$

Por lo tanto, tomando en consideración la ecuación 5.69, la estructura del modelo predictivo se describe mediante la expresión,

$$\Delta\hat{\omega}_r(k + \lambda|k) = \sum_{i=1}^4 \hat{e}_i^{(\lambda)} \cdot \Delta\omega_r(k + 1 - i) + \sum_{i=2}^4 \hat{g}_i^{(\lambda)} \cdot \Delta v_s(k + 1 - i) + \hat{h}^{(\lambda)} \cdot \Delta v_s(k) \quad (5.70)$$

donde

$$\hat{h}^{(\lambda)} = \hat{g}_1^{(\lambda)} + \hat{g}_1^{(\lambda-1)} + \dots + \hat{g}_1^{(1)}$$

y los valores de los parámetros $\hat{e}_i^{(\lambda)}$, $\hat{g}_i^{(\lambda)}$ y $\hat{h}^{(\lambda)}$ se calculan a partir de los parámetros estimados \hat{a}_i y \hat{b}_i junto con el siguiente algoritmo recursivo,

$$\begin{aligned} \hat{e}_i^{(j)} &= \hat{e}_1^{(j-1)} \cdot \hat{a}_i + \hat{e}_{i+1}^{(j-1)} & i = 1, \dots, 4 & & j = 2, \dots, \lambda \\ \hat{g}_i^{(j)} &= \hat{e}_1^{(j-1)} \cdot \hat{b}_i + \hat{g}_{i+1}^{(j-1)} & i = 1, \dots, 4 & & j = 2, \dots, \lambda \end{aligned} \quad (5.71)$$

con

$$\begin{aligned} \hat{e}_i^{(1)} &= \hat{a}_i & i = 1, \dots, 4 \\ \hat{g}_i^{(1)} &= \hat{b}_i & i = 1, \dots, 4 \\ \hat{e}_{\hat{n}+1}^{(j-1)} &= 0 & j = 2, \dots, \lambda \\ \hat{g}_{\hat{m}+1}^{(j-1)} &= 0 & j = 2, \dots, \lambda \end{aligned} \quad (5.72)$$

Los parámetros estimados \hat{a}_i y \hat{b}_i se obtienen de la operación del mecanismo de adaptación, tal y como se verá en la siguiente sección.

5.5.5. Mecanismo de adaptación

El mecanismo de adaptación tiene por objetivo ajustar los parámetros \hat{a}_i y \hat{b}_i del modelo predictivo presentado en la sección anterior, a partir de los errores de predicción, con el fin de que dichos errores tiendan eficientemente a cero.

5.5.5.1. Valores iniciales de los parámetros estimados del modelo

Para iniciar su operación, el controlador discreto adaptativo predictivo experto, deberá de partir de unos valores iniciales para sus parámetros \hat{a}_i y \hat{b}_i . La elección de dichos parámetros iniciales considerará los valores máximos y mínimos globales de los coeficientes mostrados en la ecuación 5.68, los cuales se calcularán a partir de las tablas de coeficientes máximos y mínimos globales, tablas 5.12 a 5.21, bajo un periodo de discretización igual al periodo de control seleccionado de 40 ms. De esta forma, se obtendrán diez conjuntos de parámetros iniciales que corresponden a las diez regiones de trabajo definidas en la sección 5.4.3. De forma general, la expresión para generar los valores iniciales de los parámetros estimados en una región de trabajo es la siguiente:

$$\hat{a}_i = \frac{\text{Maximo}\left(\frac{-p_{iz}}{p_{0z}}\right) + \text{minimo}\left(\frac{-p_{iz}}{p_{0z}}\right)}{2} \quad i = 1, \dots, 4$$

$$\hat{b}_i = \frac{\text{Maximo}\left(\frac{q_{(i-1)z}}{p_{0z}}\right) + \text{minimo}\left(\frac{q_{(i-1)z}}{p_{0z}}\right)}{2} \quad i = 1, \dots, 4$$
(5.73)

Donde los valores máximos y mínimos globales de los coeficientes discretizados son transmitidos por el bloque experto en función de la región de trabajo en la cual se encuentre operando el controlador.

5.5.5.2. Velocidad de adaptación (B)

Para la construcción de la matriz diagonal de velocidad de adaptación B se considerarán los valores máximos y mínimos globales de los coeficientes mostrados en la ecuación 5.68, los cuales se calcularán a partir de las tablas de coeficientes máximos y mínimos globales, tablas 5.12 a 5.21, bajo un periodo de discretización igual al periodo de control seleccionado de 40 ms. Una vez calculados los coeficientes discretos máximos y mínimos globales para cada región de trabajo, para cada una de ellas el procedimiento de construcción de la matriz B es como sigue:

1. Para cada coeficiente discreto calcular la diferencia entre su valor máximo global y su valor mínimo global, tal y como se muestra en la siguiente ecuación:

$$\text{Diferencia}\left(\frac{-p_{iz}}{p_{0z}}\right) = \text{Maximo}\left(\frac{-p_{iz}}{p_{0z}}\right) - \text{minimo}\left(\frac{-p_{iz}}{p_{0z}}\right) \quad i = 1, \dots, 4$$

$$\text{Diferencia}\left(\frac{q_{(i-1)z}}{p_{0z}}\right) = \text{Maximo}\left(\frac{q_{(i-1)z}}{p_{0z}}\right) - \text{minimo}\left(\frac{q_{(i-1)z}}{p_{0z}}\right) \quad i = 1, \dots, 4$$
(5.74)

2. Como se presenta en la ecuación 5.75, a partir de las diferencias calculadas anteriormente se determina cual es la mayor.

$$DiferenciaMayor = \text{Maximo} \left[Diferencia \left(\frac{-p_{iz}}{p_{0z}} \right), Diferencia \left(\frac{q_{(j-1)z}}{p_{0z}} \right) \right]$$

$$i = 1, \dots, 4 \quad j = 1, \dots, 4 \quad (5.75)$$

3. Normalizar las diferencias calculadas para cada coeficiente discreto, ecuación 5.74, con la diferencia mayor obtenida en la expresión 5.75. Los resultados normalizados forman la matriz diagonal B como se muestra a continuación.

$$B(i, i) = \frac{Diferencia \left(\frac{-p_{iz}}{p_{0z}} \right)}{DiferenciaMayor} \quad i = 1, \dots, 4$$

$$(5.76)$$

$$B(i + 4, i + 4) = \frac{Diferencia \left(\frac{q_{(i-1)z}}{p_{0z}} \right)}{DiferenciaMayor} \quad i = 1, \dots, 4$$

5.5.5.3. Ganancia de la adaptación (γ)

El ajuste del parámetro ganancia de la adaptación γ se obtiene del siguiente análisis. Sustituyendo la ecuación 5.47 en la expresión 5.46, se obtiene la expresión general del mecanismo de adaptación sin simplificar, ecuación 5.77.

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \gamma \cdot \frac{B \cdot \phi(k-1)}{1 + \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1)} \cdot [\Delta\omega_r(k) - \phi(k-1)^T \cdot \hat{\theta}(k-1)] \quad (5.77)$$

Sustituyendo la expresión 5.34 para $\Delta\omega_r(k)$ en la ecuación 5.77 se obtiene:

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \gamma \cdot \frac{B \cdot \phi(k-1)}{1 + \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1)} \cdot [\phi(k-1)^T \cdot \theta(k) - \phi(k-1)^T \cdot \hat{\theta}(k-1)]$$

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \gamma \cdot \frac{B \cdot \phi(k-1)}{1 + \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1)} \cdot \phi(k-1)^T \cdot [\theta(k) - \hat{\theta}(k-1)] \quad (5.78)$$

Sustituyendo la expresión 5.36, la cual define el *error de identificación paramétrica*, en los términos $\hat{\theta}(k)$ y $\hat{\theta}(k-1)$ de la ecuación 5.78, se tiene como resultado:

$$\theta(k) - \tilde{\theta}(k) = \theta(k-1) - \tilde{\theta}(k-1) + \gamma \cdot \frac{B \cdot \phi(k-1) \cdot \phi(k-1)^T}{1 + \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1)} \cdot [\theta(k) - \theta(k-1) + \tilde{\theta}(k-1)]$$

$$\tilde{\theta}(k) = \left[I - \gamma \cdot \frac{B \cdot \phi(k-1) \cdot \phi(k-1)^T}{1 + \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1)} \right] \cdot [\tilde{\theta}(k-1) + \theta(k) - \theta(k-1)] \quad (5.79)$$

Considerando que la variación dinámica del proceso en los alrededores del punto de trabajo es prácticamente nula, $\theta(k) - \theta(k-1) \approx 0$, la expresión mostrada en 5.79 se convierte en

$$\tilde{\theta}(k) = \left[I - \gamma \cdot \frac{B \cdot \phi(k-1) \cdot \phi(k-1)^T}{1 + \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1)} \right] \cdot \tilde{\theta}(k-1) \quad (5.80)$$

la cual satisface la ecuación

$$\tilde{\theta}(k) = A(k) \cdot \tilde{\theta}(k-1) \quad (5.81)$$

donde

$$A(k) = I - \gamma \cdot \frac{B \cdot \phi(k-1) \cdot \phi(k-1)^T}{1 + \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1)} \quad (5.82)$$

La matriz $A(k)$ tiene todos los autovalores igual a la unidad excepto uno de ellos, el cual se calcula mediante la siguiente expresión:

$$\lambda = \frac{1 + (1 - \gamma) \cdot \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1)}{1 + \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1)} \quad (5.83)$$

Por lo tanto, para que el mecanismo de adaptación funcione de forma adecuada y no presente inestabilidades en la adaptación de sus parámetros, el valor absoluto de λ tiene que ser menor que uno. Lo cual implica que

$$\frac{1 + (1 - \gamma) \cdot \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1)}{1 + \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1)} < 1$$

$$1 + (1 - \gamma) \cdot \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1) < 1 + \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1)$$

$$1 + \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1) - \gamma \cdot \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1) < 1 + \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1)$$

$$\gamma > 0 \quad (5.84)$$

$$\frac{1 + (1 - \gamma) \cdot \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1)}{1 + \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1)} > -1$$

$$1 + (1 - \gamma) \cdot \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1) > -[1 + \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1)]$$

$$\gamma \cdot \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1) < 2 \cdot [1 + \phi(k-1)^T \cdot B \cdot \phi(k-1)]$$

$$\gamma < 2 \quad (5.85)$$

En la tabla 5.25 se muestran los límites entre los cuales debe ser elegida la ganancia de la adaptación.

Límite Superior	Límite Inferior
<2	>0

Tabla 5.25: Rango de posibles valores para la ganancia de la adaptación (γ)

5.5.6. Bloque experto

El bloque experto representa un conjunto de reglas que determina el modo de operación del estabilizador de potencia adaptativo predictivo en función de la región de trabajo en la cual se

encuentre el proceso. A continuación se muestra el cálculo de los coeficientes discretos y la secuencia de operaciones que tienen lugar en el bloque experto en cada periodo de control.

5.5.6.1. Cálculo de los coeficientes discretos

La función de transferencia en tiempo continuo que relaciona la variación de velocidad del rotor con la tensión adicional suministrada por el estabilizador de potencia se muestra en la ecuación 5.67, la cual se reescribe por comodidad siendo su expresión

$$\Delta\omega_r(s) = \frac{q_0s^2 + q_1s}{p_0s^4 + p_1s^3 + p_2s^2 + p_3s + p_4} \Delta v_s(s)$$

donde los coeficientes continuos del numerador son q_0 y q_1 , y p_0 , p_1 , p_2 , p_3 y p_4 representan los coeficientes continuos del denominador.

Mediante el programa matemático de libre distribución OCTAVE, a partir de dichos coeficientes se crea la función de transferencia en tiempo continuo arriba mostrada. A continuación, tras seleccionar el tiempo de muestreo, se emplea la función *c2d* para convertirla a tiempo discreto aplicando un retenedor de orden cero, cuyo resultado es una función de transferencia en tiempo discreto, tal y como se muestra en la ecuación 5.68, la cual es descrita como

$$\Delta\omega_r(z) = \frac{q_{0z}z^3 + q_{1z}z^2 + q_{2z}z + q_{3z}}{p_{0z}z^4 + p_{1z}z^3 + p_{2z}z^2 + p_{3z}z + p_{4z}} \Delta v_s(z)$$

donde los coeficientes discretos del numerador son q_{0z} , q_{1z} , q_{2z} y q_{3z} , y p_{0z} , p_{1z} , p_{2z} , p_{3z} y p_{4z} representan los coeficientes discretos del denominador.

5.5.6.2. Secuencia de operaciones

1. *Valores máximos y mínimos globales.* Se introducen los valores máximos y mínimos globales de los coeficientes, tablas 5.12 a 5.21, para cada una de las regiones de trabajo definidas previamente en la sección 5.4.3. Considerando el periodo de control seleccionado, el bloque experto discretiza las funciones de transferencia, tal y como se presenta en la sección 5.5.6.1, a partir de las cuales se obtienen los valores máximos y mínimos globales de los coeficientes discretos. A partir de estos valores se forman los parámetros discretos máximos y mínimos globales que caracterizan la ecuación 5.69.
2. *Determinación de la región de trabajo.* A partir de la medida de potencia activa generada, el bloque experto determina la región de trabajo en la cual se encuentra el proceso. Para ello, dispone del siguiente conjunto de reglas:
 - IF potencia < 0.1 THEN Región de trabajo 1
 - IF potencia ≥ 0.1 AND potencia < 0.2 THEN Región de trabajo 2
 - IF potencia ≥ 0.2 AND potencia < 0.3 THEN Región de trabajo 3
 - IF potencia ≥ 0.3 AND potencia < 0.4 THEN Región de trabajo 4
 - IF potencia ≥ 0.4 AND potencia < 0.5 THEN Región de trabajo 5
 - IF potencia ≥ 0.5 AND potencia < 0.6 THEN Región de trabajo 6

- IF potencia ≥ 0.6 AND potencia < 0.7 THEN Región de trabajo 7
 - IF potencia ≥ 0.7 AND potencia < 0.8 THEN Región de trabajo 8
 - IF potencia ≥ 0.8 AND potencia < 0.9 THEN Región de trabajo 9
 - IF potencia ≥ 0.9 THEN Región de trabajo 10
3. *Modificación de los parámetros de configuración del controlador adaptativo predictivo.* Definida la región de trabajo en la cual se encuentra operando el sistema y considerando el valor de la potencia reactiva cedida o absorbida por el generador, el bloque experto ejecuta las siguientes operaciones sobre el controlador.
- a) Únicamente en la primera ejecución del controlador, el bloque experto envía al mecanismo de adaptación los parámetros discretos máximos y mínimos globales que caracterizan la ecuación 5.79, para que aquél calcule los valores iniciales de los parámetros estimados, tal y como se muestra en la sección 5.5.5, ecuación 5.73
 - b) Antes de ejecutarse el mecanismo de adaptación, el bloque experto le envía:
 - La matriz diagonal de velocidad de adaptación B , construida tal y como se describe en la sección 5.5.5, ecuaciones 5.74, 5.75 y 5.76.
 - La ganancia de la adaptación γ .
 - c) Tras la ejecución del mecanismo de adaptación, éste envía al bloque experto los parámetros estimados para verificar que éstos no superan los límites marcados por los parámetros discretos máximos y mínimos globales calculados. Si alguno de los parámetros estimados supera su límite superior o inferior, éste queda limitado a dicho valor.
 - d) Antes de ejecutar el bloque conductor, el bloque experto en función del valor de la potencia reactiva le envía:
 - El tiempo de establecimiento (n)
 - El horizonte de predicción (λ).
 - e) Una vez finalizada la ejecución del bloque conductor y antes de ejecutarse el cálculo de la acción de control, el bloque experto envía al modelo predictivo:
 - El valor de la salida deseada generada por el bloque conductor.
 - Los parámetros estimados resultantes tras pasar la fase de verificación de límites.
 - El horizonte de predicción (λ).
 - f) Una vez finalizada la fase anterior, el modelo predictivo calcula la acción de control a aplicar al proceso.

5.5.7. Configuración óptima

Para determinar el valor óptimo de los parámetros tiempo de establecimiento (n), horizonte de predicción (λ) y ganancia de la adaptación (γ), se efectuará una variación del par mecánico en $\pm 0,1$ p.u considerando que la impedancia de la línea ($R_E + jX_E$) situada entre el generador y el bus de potencia infinita, sólo tendrá componente inductiva y que se encontrará en un rango entre 0,2 y 0,8 p.u., siendo su variación en incrementos de 0,2 p.u.

Para cada valor de impedancia de la línea se evaluará el rendimiento del control teniendo en cuenta que:

- El valor del parámetro tiempo de establecimiento (n) se encuentra en un rango entre 1 y 25 periodos de control, tal y como aparece reflejado en la tabla 5.23.
- El valor del parámetro horizonte de predicción (λ) se encuentra en un rango entre 1 y $n+2$ periodos de control, tal y como figura en la tabla 5.24.
- El valor del parámetro ganancia de la adaptación (γ) se encuentra en un rango entre 0,1 y 1,9, cumpliendo así con los valores permitidos que se muestran en la tabla 5.25.

Para cada conjunto de valores (X_E, n, λ, γ), la determinación del rendimiento del control se basará en la evaluación de la siguiente función de coste,

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^p \left[[\Delta\omega_r(k) - \Delta\omega_{sp}(k)]^2 + [\Delta v_s(k) - \Delta v_s(k-1)]^2 \right] \quad (5.86)$$

donde p es el número de periodos de control correspondientes a un horizonte de estudio de 10 segundos.

5.6. Conclusiones

En este capítulo se describe el estabilizador de potencia propuesto, así como los elementos que lo forman. A continuación, partiendo del modelo linealizado del sistema eléctrico de potencia sin considerar el PSS, se ha calculado la expresión general de la función de transferencia entre la variación de velocidad del rotor ($\Delta\omega_r$) y la tensión adicional suministrada por el PSS (Δv_s). A continuación, para cada nivel de potencia generada, se ha efectuado un estudio sobre la variación de los coeficientes de los polinomios del numerador y del denominador de la función de transferencia, cuando se varía la impedancia de la red eléctrica externa y la potencia reactiva generada. Los resultados obtenidos muestran que para un valor de potencia generada, la variación de los coeficientes es mayor a medida que se incrementa la impedancia de la red eléctrica externa y disminuye el valor de la potencia reactiva generada. Estos efectos son más pronunciados a medida que el nivel de potencia generada es mayor, lo cual se traduce en grandes cambios dinámicos que dependen del punto de operación del sistema. Como consecuencia, se ha dividido el rango de operación que va desde 0.0 p.u. hasta 1.0 p.u., en diez regiones de trabajos. Considerando esta división, se ha determinado una configuración del estabilizador de potencia propuesto para cada una de las regiones de trabajo.

En el siguiente capítulo se considerarán una serie de casos de estudio, donde se analizarán comparativamente el rendimiento de los estabilizadores de potencia clásicos con el estabilizador de potencia propuesto en esta Tesis.

Capítulo 6

Casos de Estudio y Análisis Comparativo de los Resultados

6.1. Introducción

En este capítulo se presentan los resultados de la aplicación del estabilizador de sistemas de potencia propuesto en el capítulo anterior. La sección 6.2 define el sistema eléctrico de potencia objeto de estudio, donde se parte de un punto de operación y se analiza la estabilidad del sistema en dicho punto. La sección 6.3 presenta el diseño de un conjunto de estabilizadores de potencia (PSS) con parámetros fijos que corresponden a un conjunto de dominios de potencia activa, para los cuales han sido ajustados. Para ello se utiliza un diseño clásico con un ajuste estandarizado de los parámetros. Cada uno de estos PSS no puede evitar el deterioro de su rendimiento cuando las condiciones dinámicas de operación dentro de su dominio de operación varían. Siguiendo las directrices del capítulo anterior, en la sección 6.4 se diseña un PSS basado en control adaptativo predictivo experto cuya configuración se modifica de manera acorde para cada uno de los dominios de operación previamente considerados. El diseño de este PSS tiene en cuenta el espacio de posible variación de los parámetros de la función de transferencia del PSS en los distintos dominios de operación, no permitiendo la componente experta del nuevo estabilizador de potencia que los parámetros del modelo predictivo abandonen dicho espacio, con objeto de añadir una robustez suplementaria en la operación global del estabilizador de potencia. La sección 6.5 muestra en forma comparativa los resultados obtenidos por el nuevo estabilizador de potencia en distintos casos de estudio de interés, validándose de esta forma el diseño propuesto. Dichos casos de estudio consisten en la aplicación de cortocircuitos en terminales del generador, variaciones del par mecánico, variaciones de la impedancia de la red eléctrica externa y variaciones de la tensión en el nudo de potencia infinita. La sección 6.6 presenta las conclusiones de este capítulo.

6.2. Descripción del sistema eléctrico de potencia objeto de estudio

Para poder comparar los resultados obtenidos con los distintos tipos de reguladores, es necesario considerar el mismo punto de funcionamiento inicial.

En la figura 6.1 se muestra el sistema eléctrico de potencia simulado formado por una máquina síncrona conectada a un nudo de potencia infinita a través de una impedancia de línea $R_E + jX_E$. El modelo empleado para representar la máquina es aquel que considera sólo el devanado de campo, tal y como se justifica en la sección 2.2.1. Los datos del sistema se muestra en la tabla 6.1.

Punto de trabajo	Máquina	Excitación	Línea
Potencia activa $P_e = 1,0$ p.u. Potencia reactiva $Q_e = 0,07$ p.u. Tensión terminales $E_t = 1,0$ p.u. Tensión nudo infinito $E_B = 1,05$ p.u.	$L_d = 1,81$ p.u. $L_q = 1,76$ p.u. $L_l = 0,16$ p.u. $R_a = 0,003$ p.u. $L_{fd} = 0,153$ p.u. $R_{fd} = 0,0006$ p.u. $H = 3,5$ MWs/MVA $K_D = 0,0$ $f_0 = 50$ Hz	$K_A = 200$ $T_R = 0,02$ s	$R_E = 0,0$ p.u. $X_E = 0,4$ p.u.

Tabla 6.1: Datos del sistema eléctrico de potencia objeto de estudio

El modelo de la máquina empleada corresponde a un alternador, con un par de polos, de potencia nominal 555 MVA y una tensión de generación de 24 kV.

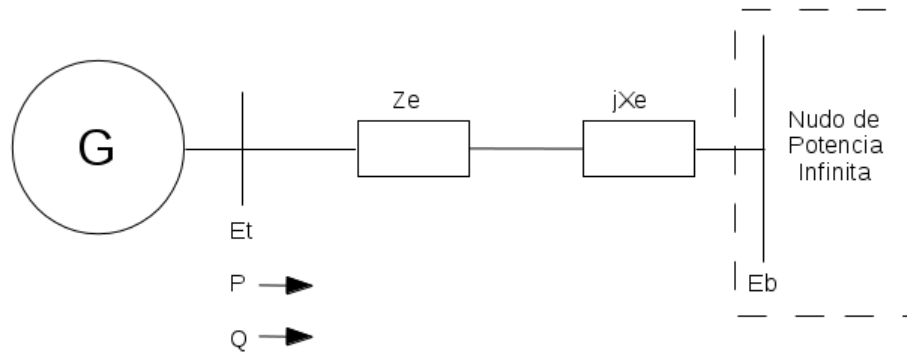


Figura 6.1: Máquina síncrona conectada a un bus de potencia infinita

Tanto el sistema de excitación como el PSS disponen de elementos de saturación, de forma que limitan la amplitud máxima de sus salidas. En el caso de sistema propuesto, los límites del PSS son $\pm 0,05$ p.u. y los límites del sistema de excitación son ± 6 p.u.

6.2.1. Análisis del sistema propuesto

El primer paso en el diseño del estabilizador de potencia consiste en estudiar la respuesta del modelo linealizado en el punto de trabajo definido por los datos mostrados en la tabla 6.1. Bajo estas condiciones iniciales de operación los parámetros K_1 a K_6 y T_3 que resultan son los presentados en la tabla 6.2.

K_1	K_2	K_3	K_4	K_5	K_6	T_3
1,0810	1,2070	0,34612	2,2290	-0,11232	0,28078	3,0298

Tabla 6.2: Valor de los parámetros K y T_3 en el punto de trabajo inicial

6.2.1.1. Análisis sin considerar el regulador automático de tensión (AVR)

Si el sistema eléctrico de potencia no dispone de un regulador automático de tensión (AVR), las condiciones de estabilidad en régimen estable, tal y como se expone en la sección 2.3.3.6, vendrá dada por la condición:

$$K_2 K_3 K_4 \leq K_1 \quad (6.1)$$

En el punto de trabajo analizado, se cumple que

$$1,2070 \cdot 0,34612 \cdot 2,2290 \leq 1,0810$$

$$\mathbf{0,93125 < 1,0810}$$

por lo que, el sistema es estable. Partiendo de la ecuación 2.87, los polos del sistema linealizado se obtienen calculando los autovalores de la matriz de estado \mathbf{A} , tal y como se muestra a continuación.

$$\begin{vmatrix} a_{11} - \lambda & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & -\lambda & 0 \\ 0 & a_{32} & a_{33} - \lambda \end{vmatrix} = 0 \quad (6.2)$$

Desarrollando el determinante de la ecuación 6.2 y resolviendo la ecuación característica, los autovalores que se obtienen son

$$\lambda_1, \lambda_2 = -0,14216 \pm j6,96302 \quad (\omega_n = 1,1082Hz \quad \zeta = 0,02)$$

$$\lambda_3 = -0,04574$$

los cuales representan los polos del sistema linealizado en torno al punto de operación.

En las figuras 6.2 a 6.4 se muestra la respuesta de este sistema a una reducción de -0,1 p.u. en el par mecánico, en el instante de tiempo $t=1$ segundo. La figura 6.2 muestra la evolución temporal del ángulo de carga, δ , donde se aprecia que éste disminuye al reducir el par mecánico de entrada. En la figura 6.3 se muestra la tensión terminal de la máquina. Dicha tensión no posee regulación y al mantener constante la tensión en el devanado inductor, su valor aumenta al disminuir la carga. Por último, en la figura 6.4 se muestra la potencia activa generada por la máquina. Esta potencia disminuye en la misma medida que la potencia mecánica debido al equilibrio mecánico que se representa en la ecuación 2.85.

Partiendo de los resultados obtenidos, el valor teórico de la frecuencia natural de oscilación del sistema resulta ser de $\omega_n = 6,9630$ rad/s o 1,1082 Hz, la cual coincide con el valor que se observa en la figura 6.2.

El cambio en el par eléctrico debido a las variaciones en el flujo inductor se define mediante la ecuación 2.102, la cual reescribimos a continuación:

$$\Delta T_e|_{\Psi_{fd}} = -\frac{K_2 K_3 K_4}{1 + sT_3} \Delta \delta$$

Del cálculo de los autovalores se deduce que la frecuencia compleja de oscilación del rotor tiene un valor de $-0,14216 + j6,96302$. Con s igual a esta frecuencia compleja, la expresión anterior para $\Delta T_e|_{\Psi_{fd}}$ se simplifica a

$$\Delta T_e|_{\Psi_{fd}} = -0,0011902 \Delta \delta + 0,0441079(j \Delta \delta) \quad (6.3)$$

Considerando que

$$\begin{aligned}\Delta\omega_r \text{ p.u.} &= \frac{\Delta\omega_r}{\omega_0} = \frac{s \cdot \Delta\delta}{\omega_0} \\ &= \frac{(-0,14216 + j6,96302) \cdot \Delta\delta}{314,1593}\end{aligned}$$

si se despeja $j\Delta\delta$ de la expresión anterior, se obtiene

$$\begin{aligned}j\Delta\delta &= \frac{314,1593}{6,96302}\Delta\omega_r + \frac{0,14216}{6,96302}\Delta\delta \\ &= 45,11825\Delta\omega_r + 0,02042\Delta\delta\end{aligned}$$

La sustitución de $j\Delta\delta$ en la expresión 6.3, da como resultado

$$\begin{aligned}\Delta T_e|_{\Psi_{fd}} &= -0,0011902\Delta\delta + 0,0441076(45,11825\Delta\omega_r + 0,02042\Delta\delta) \\ \Delta T_e|_{\Psi_{fd}} &= -0,0002895\Delta\delta + 1,99006\Delta\omega_r\end{aligned}$$

Por lo tanto,

$$\begin{aligned}K_S &= -0,0002895 \text{ par p.u./rad} \\ K_D &= 1,99006 \text{ par p.u./variación de velocidad p.u.}\end{aligned}$$

Los coeficientes de par de sincronización y par de amortiguamiento totales son

$$\begin{aligned}\mathbf{K}_{\text{Stotal}} &= K_1 + K_S = 1,0810 - 0,0002895 = \mathbf{1,0807 \text{ par p.u./rad}} \\ \mathbf{K}_{\text{Dtotal}} &= K_D = \mathbf{1,99006 \text{ par p.u./variación de velocidad p.u.}}\end{aligned}$$

Como se puede observar, el efecto del devanado de campo resulta en una componente positiva de par de amortiguamiento y una componente negativa de par sincronizante. El efecto total en el sistema sin regulador automático de tensión (AVR) es reducir ligeramente la componente de par sincronizante y aumentar la componente de par de amortiguamiento.

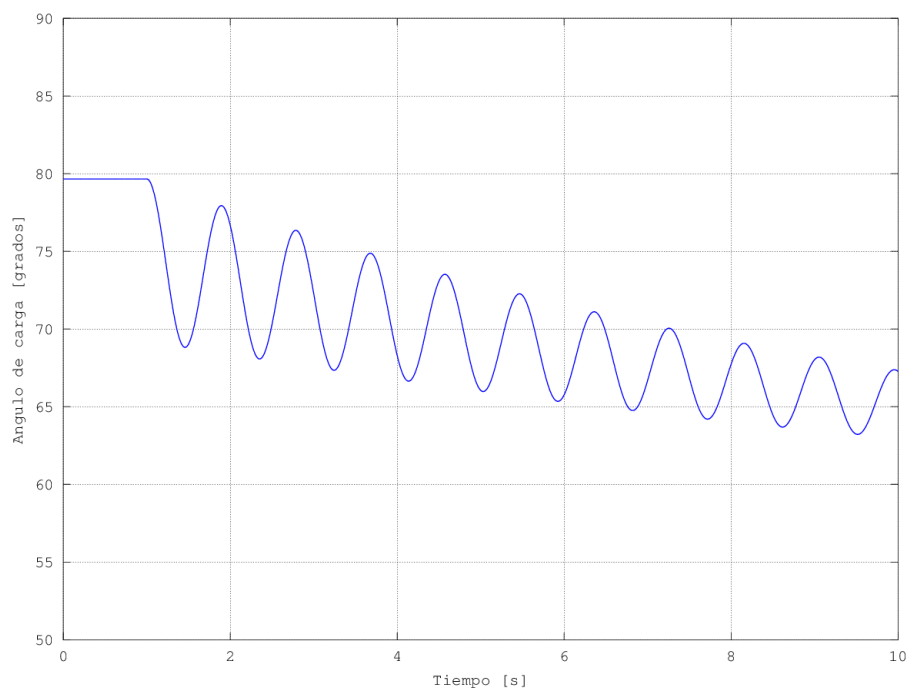


Figura 6.2: Respuesta del ángulo de carga sin regulador automático de tensión (AVR)

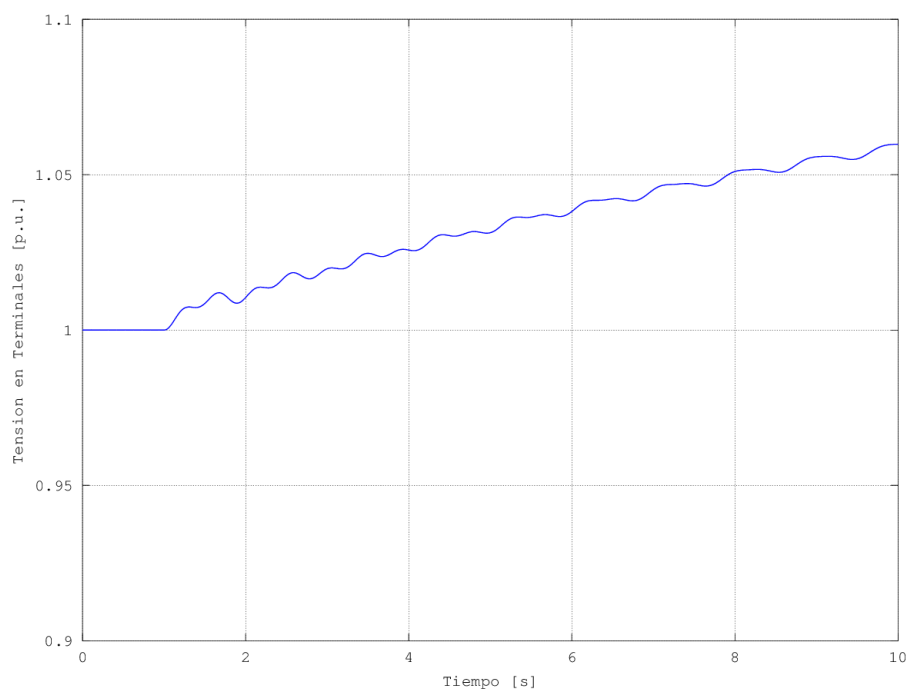


Figura 6.3: Respuesta de la tensión en terminales sin regulador automático de tensión (AVR)

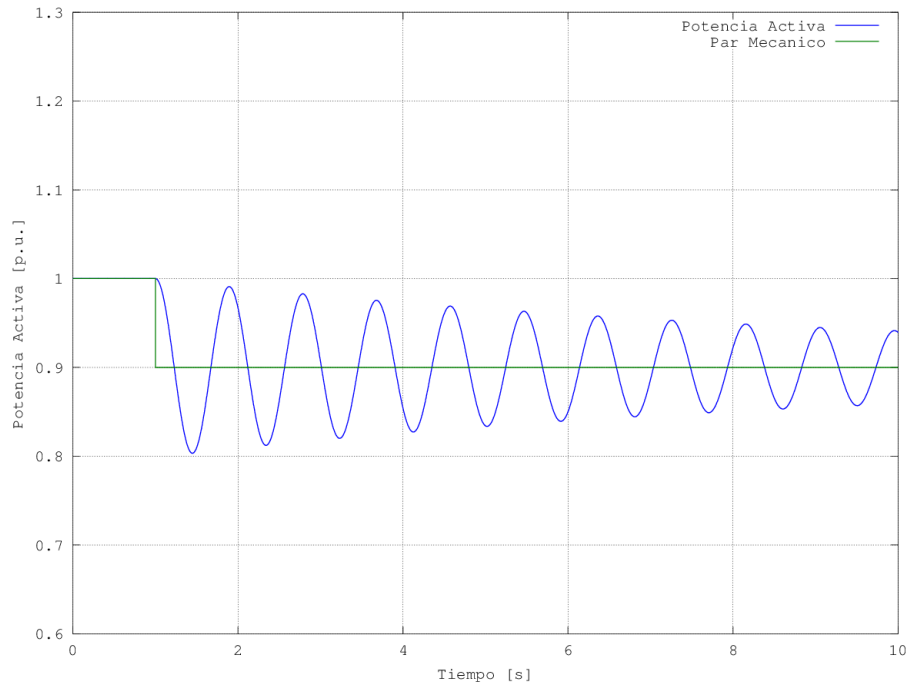


Figura 6.4: Respuesta de la potencia activa sin regulador automático de tensión (AVR)

6.2.1.2. Análisis considerando el regulador automático de tensión (AVR)

Al añadir al sistema de potencia el regulador automático de tensión (AVR), las condiciones de estabilidad cambian. El parámetro K_5 de la tabla 6.2 es negativo luego, según el análisis de estabilidad llevado a cabo en la sección 2.3.4, dependiendo del valor de la ganancia del sistema de excitación, es probable que el sistema sea inestable. Partiendo de la ecuación 2.124 y de las expresiones 2.121 y 2.123 para calcular los elementos de la matriz de estado, obtenemos los polos del sistema linealizado a partir de los autovalores de dicha matriz. De forma análoga al caso anterior, se obtiene:

$$\begin{vmatrix} a_{11} - \lambda & a_{12} & a_{13} & 0 \\ a_{21} & -\lambda & 0 & 0 \\ 0 & a_{32} & a_{33} - \lambda & a_{34} \\ 0 & a_{42} & a_{43} & a_{44} - \lambda \end{vmatrix} = 0 \tag{6.4}$$

Desarrollando el determinante de la ecuación 6.4 y resolviendo la ecuación característica, los autovalores que se obtienen son

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= -42,26146 \\ \lambda_2, \lambda_3 &= 0,65525 \pm j7,52649 \quad (\omega_n = 1,2024Hz \quad \zeta = -0,08) \\ \lambda_4 &= -9,37910 \end{aligned}$$

Aplicando las ecuaciones 3.19 a 3.21 la matriz de participación que resulta es:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0,0025256 & 0,0025256 & 0,2274135 & 1,2324647 \\ 0,4588578 & 0,4588578 & 0,0778987 & 0,0130186 \\ 0,4588578 & 0,4588578 & 0,0778987 & 0,0130186 \\ 0,0848847 & 0,0848847 & 1,0716197 & 0,2413890 \end{bmatrix} \begin{matrix} \Delta\omega_r \\ \Delta\delta \\ \Delta\Psi_{fd} \\ \Delta v_1 \end{matrix}$$

De aquí se deduce que, con sólo el AVR el sistema es inestable a través de un modo oscilatorio de 1,2024 Hz. De la matriz de factores de participación, se deduce que este modo inestable está asociado principalmente con el AVR y el ángulo de carga. Los dos modos no oscilatorios, los cuales decaen rápidamente, se encuentran asociados con el devanado de campo y la velocidad de giro.

En las figuras 6.5 a 6.7 se muestra la respuesta del sistema a un escalón de -0,1 p.u. en el par mecánico de entrada. Se verifica que el sistema es inestable y por ello las variables de estado del sistema oscilan y crecen indefinidamente después de sufrir la perturbación en el instante de tiempo $t=1$ segundo.

El crecimiento ilimitado del ángulo de carga, δ , y de la velocidad de giro del rotor, ω_r , hace que el sistema pierda el sincronismo. De los autovalores calculados se observa que el valor teórico de la frecuencia natural de oscilación del sistema resulta ser de $\omega_n = 7,5549$ rad/s ó 1,2024 Hz, la cual coincide con el valor que se observa en la figura 6.5.

El cambio en el par eléctrico debido a las variaciones en el flujo inductor se obtiene a partir de las ecuaciones 2.126 y 2.127, dando lugar a la siguiente expresión:

$$\Delta T_e|_{\Psi_{fd}} = \frac{-K_2 K_3 [K_4(1 + sT_R) + K_5 K_A]}{s^2 T_3 T_R + s(T_3 + T_R) + 1 + K_3 K_6 K_A} \Delta\delta \quad (6.5)$$

Del cálculo de los autovalores se deduce que la frecuencia compleja de oscilación del rotor tiene un valor de $0,65525 + j7,52649$. Con s igual a esta frecuencia compleja y considerando que la función de transferencia del sistema de excitación es constante para todas las frecuencias de oscilación del rotor, $K_A = 200$, la expresión anterior para $\Delta T_e|_{\Psi_{fd}}$ se simplifica a

$$\Delta T_e|_{\Psi_{fd}} = 0,14217\Delta\delta - 0,18208(j\Delta\delta) \quad (6.6)$$

Considerando que

$$\begin{aligned} \Delta\omega_r \text{ p.u.} &= \frac{\Delta\omega_r}{\omega_0} = \frac{s \cdot \Delta\delta}{\omega_0} \\ &= \frac{(0,65525 + j7,52649) \cdot \Delta\delta}{314,1593} \end{aligned}$$

si se despeja $j\Delta\delta$ de la expresión anterior, se obtiene

$$\begin{aligned} j\Delta\delta &= \frac{314,1593}{7,52649} \Delta\omega_r - \frac{0,65525}{7,52649} \Delta\delta \\ &= 41,74048 \Delta\omega_r - 0,08706 \Delta\delta \end{aligned}$$

La sustitución de $j\Delta\delta$ en la expresión 6.6, da como resultado

$$\begin{aligned} \Delta T_e|_{\Psi_{fd}} &= 0,14217\Delta\delta - 0,18208(41,74048\Delta\omega_r - 0,08706\Delta\delta) \\ \Delta T_e|_{\Psi_{fd}} &= 0,15802\Delta\delta - 7,60011\Delta\omega_r \end{aligned}$$

Por lo tanto,

$$K_S = 0,15802 \text{ par p.u./rad}$$

$$K_D = -7,60011 \text{ par p.u./variación de velocidad p.u.}$$

Los coeficientes de par de sincronización y par de amortiguamiento totales son

$$\mathbf{K}_{\text{Stotal}} = K_1 + K_S = 1,0810 + 0,15802 = \mathbf{1,23872 \text{ par p.u./rad}}$$

$$\mathbf{K}_{\text{Dtotal}} = K_D = \mathbf{-7,60011 \text{ par p.u./variación de velocidad p.u.}}$$

Como se puede observar, el efecto del regulador de tensión es incrementar la componente de par de sincronización y disminuir la componente de par de amortiguamiento. El efecto total es incrementar la componente de par sincronizante y disminuir la componente de par de amortiguación. Dado que el valor de la componente de amortiguamiento es negativo, ante una pequeña perturbación el sistema con regulador automático de tensión (AVR) presentará una respuesta oscilatoria inestable en el ángulo del rotor, tal y como se puede apreciar en la figura 6.5.

A la vista de los resultados obtenidos, se deduce la necesidad de incluir un regulador adicional que estabilice los modos electromecánicos no amortiguados del sistema. Para ello se utilizará un estabilizador de sistemas de potencia (PSS).

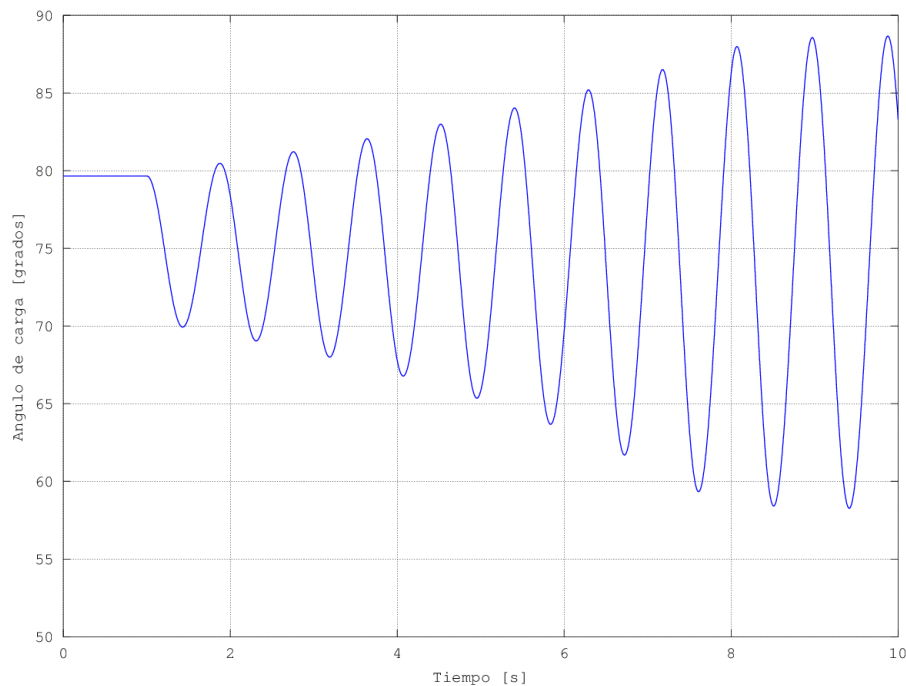


Figura 6.5: Respuesta del ángulo de carga con regulador automático de tensión (AVR)

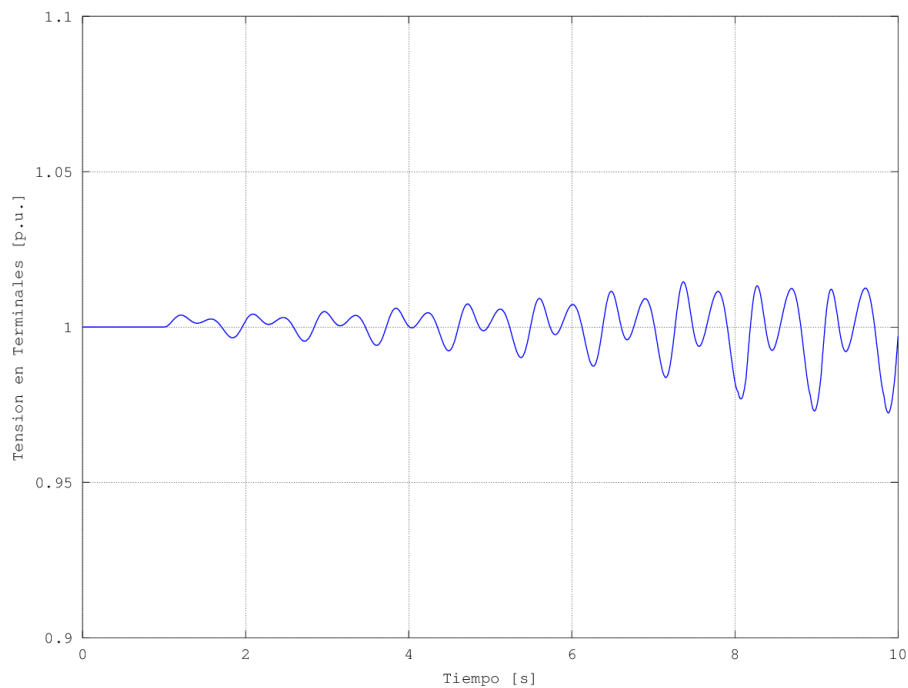


Figura 6.6: Respuesta de la tensión en terminales con regulador automático de tensión (AVR)

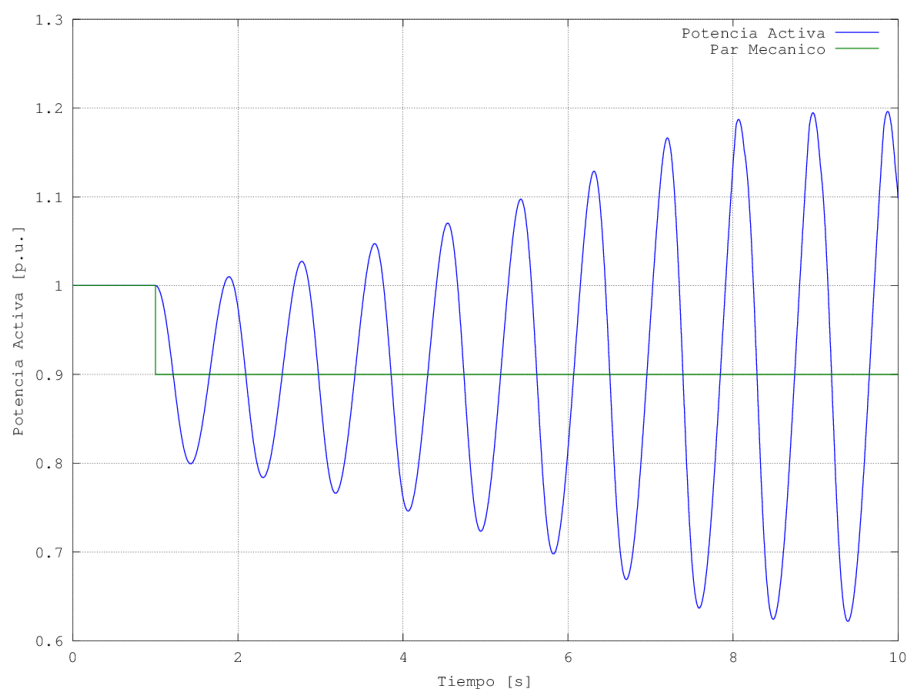


Figura 6.7: Respuesta de la potencia activa con regulador automático de tensión (AVR)

6.3. Diseño de un PSS con parámetros fijos

En este apartado se presenta el diseño de un estabilizador de sistemas de potencia (PSS) clásico basándose en las referencias [Ogata, 1998] [Kundur, 1994] [Larsen y Swan, 1981a] [Larsen y Swan, 1981b] [Larsen y Swan, 1981c]. Para su diseño, como es habitual, se asume que el sistema eléctrico de potencia está operando en un único punto de operación y que se conocen todos los parámetros que lo definen, es decir, parámetros de la máquina, tensión en terminales, potencia activa generada, potencia reactiva e impedancia de la línea de conexión. Los pasos a seguir para el diseño son los siguientes:

1. Determinación de la frecuencia natural no amortiguada del sistema

De la figura 3.1 se desprende que el cálculo de la frecuencia natural no amortiguada del sistema, ω_n en rad/s, correspondiente al lazo par mecánico-ángulo del rotor se determina a partir de la ecuación 2.58, donde $K_S = K_1$. Por lo tanto,

$$\omega_n = \sqrt{K_1 \frac{\omega_0}{2H}} \quad (6.7)$$

Sustituyendo los datos mostrados en las tablas 6.1 y 6.2 en la ecuación 6.7 se obtiene

$$\begin{aligned} \omega_n &= \sqrt{K_1 \frac{\omega_0}{2H}} = \sqrt{1,0810 \cdot \frac{314,16}{2 \cdot 3,5}} \\ \omega_n &= \mathbf{6,9635 \text{ rad/s}} \end{aligned}$$

2. Determinación de la constante de filtrado en el PSS

De la figura 3.2 se observa que el bloque de filtrado se define mediante la función de transferencia

$$\frac{sT_W}{sT_W + 1} \quad (6.8)$$

la cual representa un filtro paso-alto con una constante de tiempo T_W . El valor de esta constante no es crítico y su valor puede encontrarse en un rango comprendido entre 1 segundo y 20 segundos. La principal consideración es que sea lo bastante grande para pasar las señales de estabilización en el rango de frecuencias de interés, pero no demasiado grande como para liderar excursiones no deseadas de la tensión en terminales cuando se presenta una condición de operación en isla.

Para la elección de T_W partiremos de la condición de diseño de que a la frecuencia natural de oscilación de 6,9635 rad/s, la ganancia del filtro sea de 0 db. Por lo tanto, de forma aproximada el valor de T_W ha de ser mayor o igual a $10/\omega$, lo cual implica que $T_W \geq 1,4361$ segundos, donde se selecciona el valor límite de $\mathbf{T_W = 1,4361 \text{ s}}$.

3. Determinación de la compensación requerida

Del diagrama de bloques de la figura 3.1 la variación del flujo inductor, $\Delta\Psi_{fd}$, debido al PSS es

$$\Delta\Psi_{fd} = \frac{K_3 K_A}{(1 + sT_3)(1 + sT_R)} (-K_6 \Delta\Psi_{fd} + \Delta v_s) \quad (6.9)$$

Sustituyendo en la ecuación 6.9 los datos mostrados en las tablas 6.1 y 6.2 se obtiene

$$\begin{aligned}\frac{\Delta\Psi_{fd}}{\Delta v_s} &= \frac{K_3 K_A}{T_3 T_R s^2 + (T_3 + T_R)s + 1 + K_3 K_6 K_A} \\ &= \frac{0,34612 \cdot K_A}{3,0298 \cdot 0,02 \cdot s^2 + (3,0298 + 0,02)s + 1 + 0,34612 \cdot 0,28078 \cdot K_A} \\ &= \frac{0,34612 \cdot K_A}{0,060596s^2 + 3,0498s + 1 + 0,09718 \cdot K_A}\end{aligned}$$

A continuación, a partir de los resultados obtenidos en la sección 6.2.1.2, se examina la compensación de fase requerida en el PSS para producir un par de amortiguamiento a la frecuencia natural de oscilación de 6,9635 rad/s. Dado que la función de transferencia del sistema de excitación es constante para todas las frecuencias de oscilación del rotor, $K_A = 200$, se obtiene

$$\begin{aligned}\frac{\Delta\Psi_{fd}}{\Delta v_s} &= \frac{69,224}{17,217 + j22,562} \\ \Delta T_{PSS} &= \Delta T_e \text{ debido al PSS} = K_2 (\Delta\Psi_{fd} \text{ debido al PSS})\end{aligned}$$

Por lo tanto, a la frecuencia compleja de oscilación,

$$\begin{aligned}\frac{\Delta T_{PSS}}{\Delta v_s} &= K_2 \frac{69,224}{17,217 + j22,562} \\ &= \frac{1,2070 \cdot 69,224}{17,217 + j22,552} \\ &= 2,9490 \angle -52,653^\circ\end{aligned}$$

Si el ΔT_{PSS} tiene que estar en fase con $\Delta\omega_r$, un par de amortiguamiento puro, la señal $\Delta\omega_r$ debería de ser procesada a través de una *red de adelanto de fase* de manera que la señal sea adelantada un **ángulo $\theta = 52,653^\circ$** a la frecuencia de oscilación del rotor de **6,9635 rad/s**.

4. Determinación del adelanto de fase requerido en el PSS

De la figura 3.2 se observa que el bloque de compensación de fase se define mediante la función de transferencia:

$$\frac{sT_1 + 1}{sT_2 + 1} \quad (6.10)$$

Considerando el filtro diseñado anteriormente y partiendo de que T_1 es diez veces mayor que el valor de T_2 , la compensación de fase requerida a la frecuencia natural de oscilación se calcula como:

$$\begin{aligned}90^\circ - \left| \frac{1 + s \cdot T_W}{1 + j \cdot \omega \cdot T_W} \right| + \left| \frac{1 + s \cdot T_1}{1 + j \cdot \omega \cdot 10 \cdot T_2} \right| - \left| \frac{1 + s \cdot T_2}{1 + j \cdot \omega \cdot T_2} \right| &= 52,653^\circ \\ 90^\circ - \left| \frac{1 + j \cdot \omega \cdot T_W}{1 + j \cdot \omega \cdot T_W} \right| + \left| \frac{1 + j \cdot \omega \cdot 10 \cdot T_2}{1 + j \cdot \omega \cdot T_2} \right| - \left| \frac{1 + j \cdot \omega \cdot T_2}{1 + j \cdot \omega \cdot T_2} \right| &= 52,653^\circ \\ 90^\circ - \left| \frac{1 + j \cdot 6,9635 \cdot 1,4361}{1 + j \cdot 6,9635 \cdot 1,4361} \right| + \left| \frac{1 + j \cdot 6,9635 \cdot 10 \cdot T_2}{1 + j \cdot 6,9635 \cdot T_2} \right| - \left| \frac{1 + j \cdot 6,9635 \cdot T_2}{1 + j \cdot 6,9635 \cdot T_2} \right| &= 52,653^\circ \\ 90^\circ - 84,623^\circ + \left| \frac{1 + j \cdot 69,635 \cdot T_2}{1 + j \cdot 69,635 \cdot T_2} \right| - \left| \frac{1 + j \cdot 6,9635 \cdot T_2}{1 + j \cdot 6,9635 \cdot T_2} \right| &= 52,653^\circ \\ \left| \frac{1 + j \cdot 69,635 \cdot T_2}{1 + j \cdot 69,635 \cdot T_2} \right| - \left| \frac{1 + j \cdot 6,9635 \cdot T_2}{1 + j \cdot 6,9635 \cdot T_2} \right| &= 47,276^\circ\end{aligned}$$

Iterando sobre el valor de T_2 se obtienen finalmente los valores del bloque de compensación de fase, los cuales son **$T_1 = 0,19725$ s** y **$T_2 = 0,019725$ s**.

5. *Determinación de la ganancia requerida en el PSS*

De la figura 3.2 se observa que el bloque de ganancia se define mediante la constante K_{STAB} . Para determinar K_{STAB} se ha de ajustar el factor de amortiguamiento, ξ , debido únicamente a la acción del PSS. Para ello, a partir de la ecuación característica 2.57 del lazo par mecánico-ángulo del rotor, donde $K_S = K_1$ y $K_D = K_D(PSS)$, se obtiene

$$s^2 + \frac{K_D(PSS)}{2H}s + \frac{K_1\omega_0}{2H} \quad (6.11)$$

donde el factor de amortiguamiento, ξ , y la frecuencia natural de oscilación, ω_n , se expresan como

$$\xi = \frac{1}{2} \frac{K_D(PSS)}{\sqrt{2K_1H\omega_0}} \quad (6.12)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_1\omega_0}{2H}} \quad (6.13)$$

La componente de par de amortiguamiento introducido por el PSS, $K_D(PSS)$, depende de la ganancia de la función de transferencia del PSS a la frecuencia natural de oscilación del rotor determinada anteriormente. A partir de las figuras 3.1 y 3.2 se obtiene la función de transferencia del PSS.

$$\Delta T_{PSS} = K_{STAB} \cdot \frac{sT_W}{1 + sT_W} \cdot \frac{1 + sT_1}{1 + sT_2} \cdot \frac{K_2K_3K_A}{T_3T_Rs^2 + (T_3 + T_R)s + 1 + K_3K_6K_A} \Delta\omega_r \quad (6.14)$$

Sustituyendo en la ecuación 6.14 los datos mostrados en las tablas 6.1 y 6.2, se obtiene

$$\Delta T_{PSS} = K_{STAB} \cdot \frac{j \cdot 6,9635 \cdot 1,4361}{1 + j \cdot 6,9635 \cdot 1,4361} \cdot \frac{1 + j \cdot 6,9635 \cdot 0,19725}{1 + j \cdot 6,9635 \cdot 0,019725} \cdot (2,9490 \angle -52,653^\circ) \cdot \Delta\omega_r$$

$$\Delta T_{PSS} = K_{STAB} \cdot (1,0573 + j1,3855) \cdot (1,7890 - j2,3443) \cdot \Delta\omega_r$$

$$\Delta T_{PSS} = K_{STAB} \cdot (5,1394 + j0,00011186) \cdot \Delta\omega_r$$

La componente de par de amortiguamiento debido al PSS a $\omega = 6,9635$ rad/s es igual a

$$K_D(PSS) = 5,1394 \cdot K_{STAB} \quad (6.15)$$

Por otro lado, de la ecuación 6.13 se obtiene que la componente de par de amortiguamiento debido al PSS es igual a

$$K_D(PSS) = 2\xi\sqrt{2K_1H\omega_0} \quad (6.16)$$

Igualando las ecuaciones 6.15 y 6.16 se relaciona el valor de la ganancia del PSS, K_{STAB} , con el coeficiente de amortiguamiento deseado, ξ .

$$K_{STAB} = \frac{2\xi\sqrt{2K_1H\omega_0}}{5,1394} \quad (6.17)$$

Partiendo de la condición de diseño de que se desea un coeficiente de amortiguamiento unitario, el valor de K_{STAB} se obtiene de la ecuación 6.17 como sigue:

$$K_{STAB} = \frac{2 \cdot 1 \cdot \sqrt{2 \cdot 1,0810 \cdot 3,5 \cdot 314,16}}{5,1394}$$

$$\mathbf{K_{STAB} = 20,15248}$$

Considerando el mismo criterio de formación de las regiones de trabajo que el definido en la sección 5.4 y el procedimiento de ajuste presentado arriba, en la tabla 6.3 se muestra la configuración del PSS para cada nivel de potencia.

Potencia	T ₁	T ₂	K _{STAB}	T _w
1,0	0,19725	0,01973	20,15248	1,43610
0,9	0,18882	0,01888	21,36706	1,43610
0,8	0,17669	0,01767	23,09346	1,43610
0,7	0,16172	0,01617	25,45032	1,43610
0,6	0,14487	0,01449	28,60685	1,43610
0,5	0,12702	0,01270	32,83342	1,43610
0,4	0,10888	0,01089	38,62306	1,43610
0,3	0,09081	0,00908	47,11415	1,43610
0,2	0,07271	0,00727	62,16200	1,43610
0,1	0,05507	0,00551	106,59588	1,43610

Tabla 6.3: Valores de los parámetros de ajuste del PID en función del nivel de potencia

6.4. Diseño del PSS adaptativo predictivo experto

En este apartado se presenta el diseño del estabilizador de sistemas de potencia (PSS) propuesto, PSS adaptativo predictivo experto. Para su diseño, nos basaremos en lo expuesto en la sección 5.5, como es habitual, se asume que el sistema eléctrico de potencia está operando en un único punto de operación y que se conocen todos los parámetros que lo definen, es decir, parámetros de la máquina, tensión terminal, potencia activa generada, potencia reactiva e impedancia de la línea de conexión. Se ha de mencionar que el diseño aquí presentado se albergará en el bloque experto, el cual en función de la región de trabajo y el nivel de potencia reactiva, modificará la configuración del estabilizador de potencia.

Considerando que el **periodo de control** seleccionado es de **40 ms**, sección 5.5.2, y que de la tabla 6.1 se desprende que el estabilizador de potencia se encuentra en la Región de trabajo 10, sección 5.4.3.10, los pasos a seguir para el diseño son los que se muestran a continuación.

1. *Valores iniciales de los parámetros estimados del modelo*

A partir de la tabla 5.21 y considerando un periodo de discretización igual al periodo de control, en la tabla 6.4 se muestran los valores máximos y mínimos globales discretos que corresponden a los coeficientes de la ecuación 5.68.

Coefficiente	Máximo Global	Mínimo Global
q_{0z}	-0,0012204	-0,0047113
q_{1z}	0,00067902	0,00022226
q_{2z}	0,0046605	0,0011505
q_{3z}	-0,0001523	-0,00062825
p_{0z}	1,0	1,0
p_{1z}	3,1306	2,6251
p_{2z}	-2,4692	-3,3266
p_{3z}	1,3314	0,97945
p_{4z}	-0,13533	-0,13533

Tabla 6.4: Valores máximos y mínimos globales discretos de los coeficientes q_{0z} , q_{1z} , q_{2z} , q_{3z} , p_{0z} , p_{1z} , p_{2z} , p_{3z} y p_{4z}

Sustituyendo en la ecuación 5.73 los valores de los coeficientes mostrados en la tabla 6.4, se obtienen finalmente los valores iniciales de los parámetros estimados del modelo predictivo presentado en la sección 5.5.4. En la tabla 6.5 se presentan los resultados.

Parámetro	Valor inicial
\hat{b}_1	-0,0029658
\hat{b}_2	0,00045064
\hat{b}_3	0,0029055
\hat{b}_4	-0,00039027
\hat{a}_1	2,8783
\hat{a}_2	-2,89792
\hat{a}_3	1,15541
\hat{a}_4	-0,13533

Tabla 6.5: Valores iniciales de los parámetros estimados del modelo predictivo

2. *Velocidad de adaptación (B)*

Sustituyendo en la ecuación 5.74 los valores de los coeficientes mostrados en la tabla 6.4, y efectuando los cálculos definidos por las expresiones 5.75 y 5.76, se obtiene finalmente la matriz diagonal B de velocidad de adaptación.

$$B = \begin{bmatrix} 0,58959 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,41042 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,00407 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,00053 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,00409 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,00056 \end{bmatrix}$$

3. Tiempo de establecimiento (n), Horizonte de predicción (λ) y Ganancia de la adaptación (γ)

Para determinar el valor óptimo de los parámetros n , λ y γ se efectuará una variación del par mecánico en $\pm 0,1$ p.u considerando que la impedancia de la línea ($R_E + jX_E$) situada entre el generador y el bus de potencia infinita, sólo tendrá componente inductiva y que se encontrará en un rango entre 0,2 y 0,8 p.u., siendo su variación en incrementos de 0,2 p.u.

Para cada valor de impedancia de la línea se evaluará el rendimiento del control teniendo en cuenta que:

- El valor del parámetro tiempo de establecimiento (n) se encuentra en un rango entre 1 y 25 periodos de control, tal y como aparece reflejado en la tabla 5.23.
- El valor del parámetro horizonte de predicción (λ) se encuentra en un rango entre 1 y $n+2$ periodos de control, tal y como figura en la tabla 5.24.
- El valor del parámetro ganancia de la adaptación (γ) se encuentra en un rango entre 0,1 y 1,9, cumpliendo así con los valores permitidos que se muestran en la tabla 5.25.

Para cada conjunto de valores (X_E , n , λ , γ), la determinación del rendimiento del control se basará en la evaluación de la siguiente función de coste,

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^p \left[[\Delta\omega_r(k) - \Delta\omega_{sp}(k)]^2 + [\Delta v_s(k) - \Delta v_s(k-1)]^2 \right] \quad (6.18)$$

donde p es el número de periodos de control correspondientes a un horizonte de estudio de 10 segundos.

En la tabla 6.6 se muestran los parámetros óptimos hallados tras la ejecución del ensayo.

Impedancia	Tensión Terminales	Potencia Reactiva	n	λ	γ
0,20	1,0	-0,15	2	3	0,40
0,40	1,0	0,07	3	3	0,40
0,60	1,0	0,23	2	3	0,30
0,80	1,0	0,40	2	3	0,30

Tabla 6.6: Valores óptimos de los parámetros n , λ y γ

Considerando el criterio de formación de las regiones de trabajo definido en la sección 5.4 y el procedimiento de ajuste presentado anteriormente, en las tablas 6.7 a 6.12 se muestra la configuración del estabilizador de potencia para cada región de trabajo.

Coeficiente	Región de trabajo 1		Región de trabajo 2	
	Máximo Global	Mínimo Global	Máximo Global	Mínimo Global
q_{0z}	-0,00015115	-0,0020726	-0,00029632	-0,0028319
q_{1z}	0,00033868	0,000028608	0,00045677	0,000055873
q_{2z}	0,0020012	0,00014116	0,0027418	0,000277
q_{3z}	-0,000018619	-0,00026736	-0,000036549	0,00036666
p_{0z}	1,0	1,0	1,0	1,0
p_{1z}	2,8493	2,6170	2,8641	2,6117
p_{2z}	-2,4089	-2,8566	-2,4083	-2,8895
p_{3z}	1,1426	0,92728	1,1607	0,93195
p_{4z}	-0,13533	-0,13533	-0,13533	-0,13533

Coeficiente	Región de trabajo 3		Región de trabajo 4	
	Máximo Global	Mínimo Global	Máximo Global	Mínimo Global
q_{0z}	-0,00043983	-0,0033945	-0,00058103	-0,0038334
q_{1z}	0,00054001	0,00008253	0,00059486	0,00010862
q_{2z}	0,0032957	0,00041165	0,0037402	0,00054428
q_{3z}	-0,000054342	-0,0004412	-0,000071876	-0,00050163
p_{0z}	1,0	1,0	1,0	1,0
p_{1z}	2,8805	2,6062	2,9863	2,6058
p_{2z}	-2,4089	-2,9251	-2,4134	-3,0741
p_{3z}	1,1799	0,93802	1,2232	0,9429
p_{4z}	-0,13533	-0,13533	-0,13533	-0,13533

Coeficiente	Región de trabajo 5		Región de trabajo 6	
	Máximo Global	Mínimo Global	Máximo Global	Mínimo Global
q_{0z}	-0,00071901	-0,0041571	-0,00085297	-0,0043713
q_{1z}	0,00061622	0,00013382	0,00064109	0,00015801
q_{2z}	0,0040914	0,00067427	0,0043107	0,00080081
q_{3z}	-0,000089079	-0,00055051	-0,00010584	-0,00058042
p_{0z}	1,0	1,0	1,0	1,0
p_{1z}	3,0589	2,6059	3,0820	2,6080
p_{2z}	-2,4195	-3,2119	-2,4280	-3,2509
p_{3z}	1,2884	0,94887	1,3042	0,95532
p_{4z}	-0,13533	-0,13533	-0,13533	-0,13533

Tabla 6.7: Valores máximos y mínimos globales discretos de los coeficientes q_{0z} , q_{1z} , q_{2z} , q_{3z} , p_{0z} , p_{1z} , p_{2z} , p_{3z} y p_{4z} para cada región de trabajo (1)

Coeficiente	Región de trabajo 7		Región de trabajo 8	
	Máximo Global	Mínimo Global	Máximo Global	Mínimo Global
q_{0z}	-0,00098198	-0,0045239	-0,0011049	-0,0046343
q_{1z}	0,00065904	0,00018099	0,00067061	0,00020251
q_{2z}	0,0044665	0,00092306	0,0045810	0,0010400
q_{3z}	-0,00012206	-0,00060168	-0,00013760	-0,00061738
p_{0z}	1,0	1,0	1,0	1,0
p_{1z}	3,0999	2,6119	3,1172	2,6176
p_{2z}	-2,4390	-3,2791	-2,4526	-3,3067
p_{3z}	1,3146	0,96242	1,3248	0,97037
p_{4z}	-0,13533	-0,13533	-0,13533	-0,13533

Coeficiente	Región de trabajo 9		Región de trabajo 10	
	Máximo Global	Mínimo Global	Máximo Global	Mínimo Global
q_{0z}	-0,0012204	-0,0047113	-0,0012204	-0,0047113
q_{1z}	0,00067902	0,00022226	0,00067902	0,00022226
q_{2z}	0,0046605	0,0011505	0,0046605	0,0011505
q_{3z}	-0,0001523	-0,00062825	-0,0001523	-0,00062825
p_{0z}	1,0	1,0	1,0	1,0
p_{1z}	3,1306	2,6251	3,1306	2,6251
p_{2z}	-2,4692	-3,3266	-2,4692	-3,3266
p_{3z}	1,3314	0,97945	1,3314	0,97945
p_{4z}	-0,13533	-0,13533	-0,13533	-0,13533

Tabla 6.8: Valores máximos y mínimos globales discretos de los coeficientes q_{0z} , q_{1z} , q_{2z} , q_{3z} , p_{0z} , p_{1z} , p_{2z} , p_{3z} y p_{4z} para cada región de trabajo (2)

Región de Trabajo Parámetro	1	2	3	4
\hat{b}_1	-0,0011119	-0,0015641	-0,0019172	-0,0022072
\hat{b}_2	0,00018365	0,00025632	0,00031127	0,00035174
\hat{b}_3	0,0010712	0,0015094	0,0018537	0,0021422
\hat{b}_4	-0,00014299	-0,00020161	-0,00024777	-0,00028675
\hat{a}_1	2,73315	2,73788	2,74339	2,79602
\hat{a}_2	-2,63277	-2,64888	-2,66703	-2,74375
\hat{a}_3	1,03494	1,04633	1,05897	1,08305
\hat{a}_4	-0,13533	-0,13533	-0,13533	-0,13533

Región de Trabajo Parámetro	5	6	7	8
\hat{b}_1	-0,0024381	-0,0026121	-0,0027529	-0,0028696
\hat{b}_2	0,00037502	0,00039955	0,00042001	0,00043656
\hat{b}_3	0,0023828	0,0025557	0,0026948	0,0028105
\hat{b}_4	-0,00031979	-0,00034313	-0,00036187	-0,00037749
\hat{a}_1	2,83239	2,84501	2,85589	2,86740
\hat{a}_2	-2,81568	-2,83945	-2,85905	-2,87968
\hat{a}_3	1,11862	1,12977	1,13848	1,14761
\hat{a}_4	-0,13533	-0,13533	-0,13533	-0,13533

Región de Trabajo Parámetro	9	10
\hat{b}_1	-0,0029658	-0,0029658
\hat{b}_2	0,00045064	0,00045064
\hat{b}_3	0,0029055	0,0029055
\hat{b}_4	-0,00039027	-0,00039027
\hat{a}_1	2,87783	2,87783
\hat{a}_2	-2,89792	-2,89792
\hat{a}_3	1,15541	1,15541
\hat{a}_4	-0,13533	-0,13533

Tabla 6.9: Valores iniciales de los parámetros estimados del modelo predictivo para cada región de trabajo

Región de Trabajo	B_{11}	B_{22}	B_{33}	B_{44}	B_{55}	B_{66}	B_{77}	B_{88}
1	0,51907	1	0,48094	0,00001	0,00429	0,00069	0,00415	0,00056
2	0,52459	1	0,4752	0,00001	0,00527	0,00083	0,00512	0,00069
3	0,5314	1	0,46861	0,00001	0,00572	0,00089	0,00559	0,00075
4	0,57579	1	0,42422	0	0,00492	0,00074	0,00484	0,00065
5	0,57158	1	0,42843	0	0,00434	0,00061	0,00431	0,00058
6	0,57604	1	0,43297	0	0,00428	0,00059	0,00427	0,00058
7	0,58085	1	0,41916	0	0,00422	0,00057	0,00422	0,00057
8	0,58500	1	0,41501	0	0,00413	0,00055	0,00415	0,00056
9	0,58959	1	0,41042	0	0,00407	0,00053	0,00409	0,00056
10	0,58959	1	0,41042	0	0,00407	0,00053	0,00409	0,00056

Tabla 6.10: Valores de los elementos de la matriz diagonal B de velocidad de adaptación para cada región de trabajo

Región de trabajo	Impedancia	Tensión	Potencia Reactiva	n	λ	γ
1	0,20	1,0	-0,25	6	6	0,10
1	0,40	1,0	-0,12	2	4	0,10
1	0,60	1,0	-0,08	2	3	0,10
1	0,80	1,0	-0,06	5	7	0,10
2	0,20	1,0	-0,25	3	5	0,30
2	0,40	1,0	-0,12	3	5	0,30
2	0,60	1,0	-0,07	7	5	0,10
2	0,80	1,0	-0,05	7	9	0,10
3	0,20	1,0	-0,24	2	4	0,70
3	0,40	1,0	-0,11	2	4	0,60
3	0,60	1,0	-0,06	9	4	0,10
3	0,80	1,0	-0,03	7	8	0,10
4	0,20	1,0	-0,23	3	4	0,30
4	0,40	1,0	-0,09	6	8	0,10
4	0,60	1,0	-0,04	4	6	0,10
4	0,80	1,0	0,00	7	6	0,10
5	0,20	1,0	-0,23	3	5	0,40
5	0,40	1,0	-0,08	2	3	0,40
5	0,60	1,0	-0,01	3	4	0,10
5	0,80	1,0	0,04	2	3	0,10
6	0,20	1,0	-0,22	2	3	0,60
6	0,40	1,0	-0,06	4	3	0,50
6	0,60	1,0	0,02	4	3	0,90
6	0,80	1,0	0,08	5	4	0,10
7	0,20	1,0	-0,20	2	3	0,50
7	0,40	1,0	-0,03	2	3	0,50
7	0,60	1,0	0,06	2	3	0,90
7	0,80	1,0	0,14	2	3	0,80

Tabla 6.11: Valores óptimos de los parámetros n , λ y γ para cada región de trabajo (1)

Región de trabajo	Impedancia	Tensión	Potencia Reactiva	n	λ	γ
8	0,20	1,0	-0,19	3	3	0,50
8	0,40	1,0	0,00	2	3	0,70
8	0,60	1,0	0,11	2	3	0,80
8	0,80	1,0	0,21	3	3	0,40
9	0,20	1,0	-0,17	2	3	0,50
9	0,40	1,0	0,03	2	3	1,20
9	0,60	1,0	0,17	2	3	0,80
9	0,80	1,0	0,29	2	3	0,50
10	0,20	1,0	-0,15	2	3	0,40
10	0,40	1,0	0,07	3	3	0,40
10	0,60	1,0	0,23	2	3	0,30
10	0,80	1,0	0,40	2	3	0,30

Tabla 6.12: Valores óptimos de los parámetros n , λ y γ para cada región de trabajo (2)

6.5. Casos de estudio y resultados

En este apartado se presenta el resultado de las simulaciones numéricas efectuadas para comprobar la validez del diseño del PSS propuesto y comparar su rendimiento con el PSS clásico diseñado anteriormente en la sección 6.3.

Los casos de estudio a realizar han sido extraídos de las pruebas propuestas en la bibliografía utilizada y sirven principalmente para evaluar el comportamiento del controlador más que para modelar el comportamiento dinámico de un sistema eléctrico de potencia real. Aún así, se ha de mencionar que el modelo empleado no es de parámetros fijos, si no que en cada instante de tiempo éstos son calculados en función del nuevo punto de operación en el que se encuentra el sistema eléctrico. De esta manera, se obtiene un modelo no lineal formado por parámetros variables con el punto de operación. Los ensayos a aplicar son los siguientes:

- Caso de estudio 1. Variación del par mecánico aplicado al eje de la turbina en un 10 %.
- Caso de estudio 2. Variación del par mecánico aplicado al eje de la turbina en un 20 %.
- Caso de estudio 3. Variación de la impedancia de la línea que une el generador con la red de potencia infinita. Simula la apertura de una de las líneas de transmisión que une el generador con el nudo de potencia infinita, provocando la modificación de la impedancia vista por el generador.
- Caso de estudio 4. Variación de la tensión en el nudo de potencia infinita. Simula un escenario en el cual se produce la conexión de reactancias que provocan la disminución en el perfil de tensiones de la red.
- Caso de estudio 5. Aplicación de un cortocircuito en los terminales del generador que se despeja en 60 ms.
- Caso de estudio 6. Determinación de los tiempos críticos de despeje de los cortocircuitos en terminales del generador.

- Caso de estudio 7. Variación del par mecánico aplicado al eje de la turbina en un $\pm 40\%$. Simula un escenario en el que se produce una perturbación consistente en el cierre repentino de la válvula de regulación de potencia de la turbina, que posteriormente vuelve a su estado inicial tras pasar un segundo. Esta perturbación da lugar a una reducción inicial e incremento posterior del par mecánico de la turbina.

6.5.1. Caso de estudio 1. Variación del par mecánico en un 10 %

Este primer caso de estudio se compone de dos ensayos, el primero consiste en la reducción del par mecánico de entrada en $-0,1$ p.u. y el segundo aplica un aumento del par mecánico de entrada en $0,1$ p.u. Mediante la ejecución de estos ensayos se puede apreciar la no linealidad del sistema, dado que la respuesta dinámica del proceso al aplicar variaciones negativas en el par mecánico difiere de la obtenida al aplicar variaciones positivas en éste.

6.5.1.1. Reducción del par mecánico en un 10 %

En este ensayo se reduce el par mecánico de entrada en $-0,1$ p.u. en el instante de tiempo $t=2$ segundos, pasando de $1,0$ p.u. a $0,9$ p.u. Las condiciones iniciales del ensayo se muestran en la tabla 6.13.

Punto de trabajo inicial
Potencia activa $P_e = 1,0$ p.u.
Potencia reactiva $Q_e = 0,07$ p.u.
Tensión terminales $E_t = 1,0$ p.u.
Tensión nudo infinito $E_B = 1,05$ p.u.
Impedancia de la línea $R_E = 0,0$ p.u. $X_E = 0,4$ p.u.

Tabla 6.13: Condiciones iniciales de operación para una variación de $-0,1$ p.u en el par mecánico

En la figura 6.8 se muestra una comparativa entre la respuesta del desvío de velocidad del rotor con el PSS propuesto y la obtenida con el PSS clásico. Como se puede observar, debido al decremento aplicado en el par mecánico, el eje de la turbina experimenta inicialmente un desvío negativo de su velocidad. En el caso del PSS clásico se recupera con una característica dinámica oscilatoria subamortiguada, mientras que en el caso del PSS propuesto se recupera de forma rápida y sin oscilaciones.

En la figura 6.9 se representa la tensión adicional suministrada por el PSS propuesto y la tensión adicional proporcionada por el PSS clásico, para corregir los respectivos desvíos de velocidad del rotor. En el caso del PSS clásico la acción de control es inicialmente abrupta recuperándose suavemente con una sobreoscilación hasta su valor en régimen permanente, lo cual da lugar a una corrección del desvío de velocidad con las mismas características, tal y como se observa en la figura 6.8. Por otro lado, en un primer momento, el PSS propuesto genera una acción de control enérgica hasta el valor de saturación de $-0,05$ p.u. con el objetivo de corregir lo antes posible el desvío de velocidad, para posteriormente ir reduciendo su magnitud hasta alcanzar de forma rápida el estado estacionario.

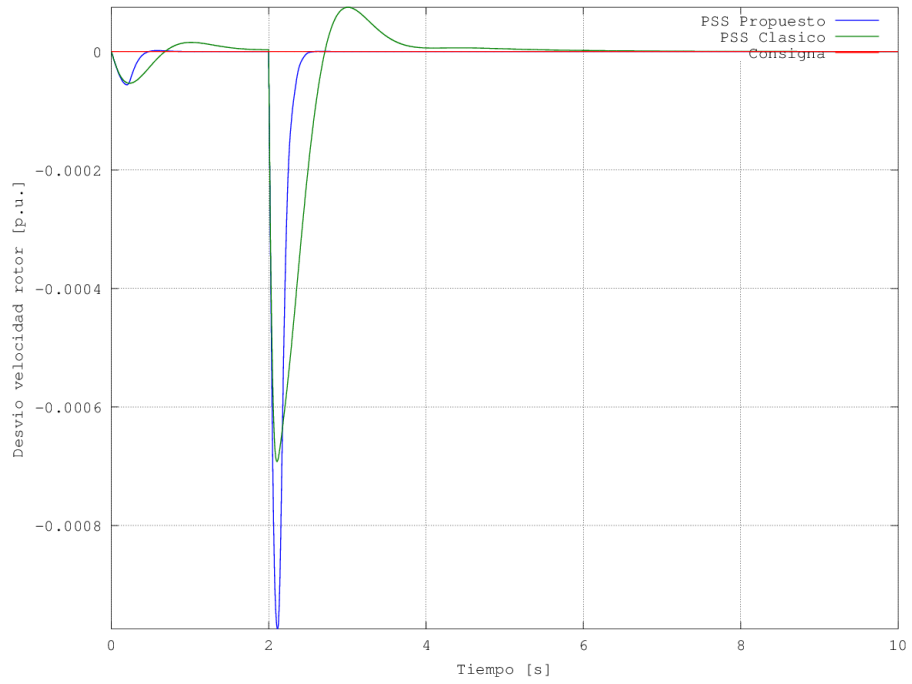


Figura 6.8: Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico

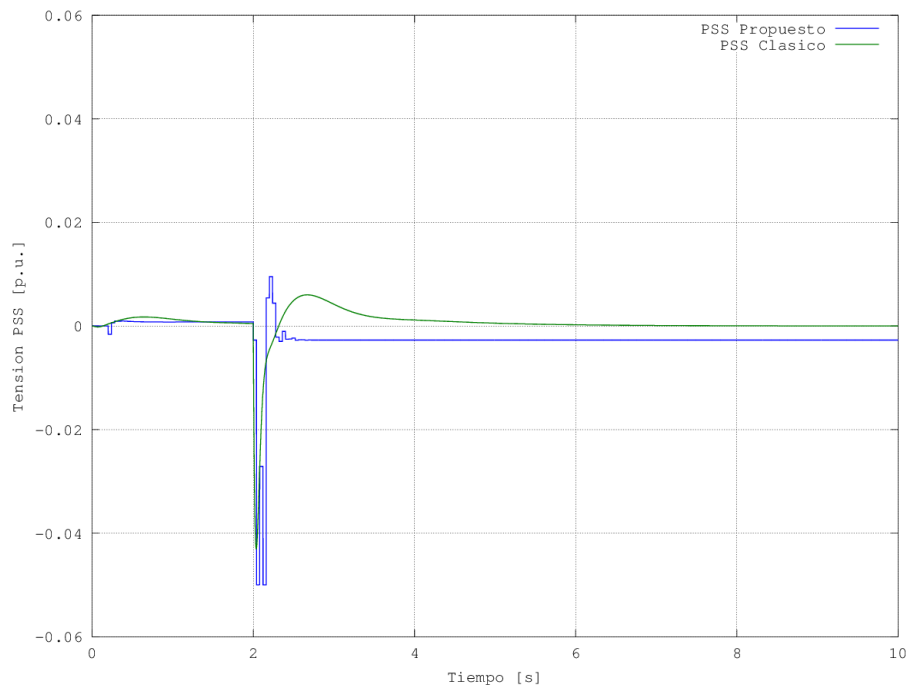


Figura 6.9: Tensión suministrada por el PSS ante una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico

La consecuencia de los resultados anteriores se presenta en la figura 6.10, donde se muestra la comparativa entre la respuesta del ángulo de carga con el PSS propuesto y el PSS clásico. De aquí

se desprende que la evolución dinámica del ángulo de carga se efectúa sin oscilaciones y de forma rápida mediante el PSS propuesto, mientras que en el caso del PSS clásico, dicha evolución se realiza con un carácter subamortiguado y de forma más lenta.

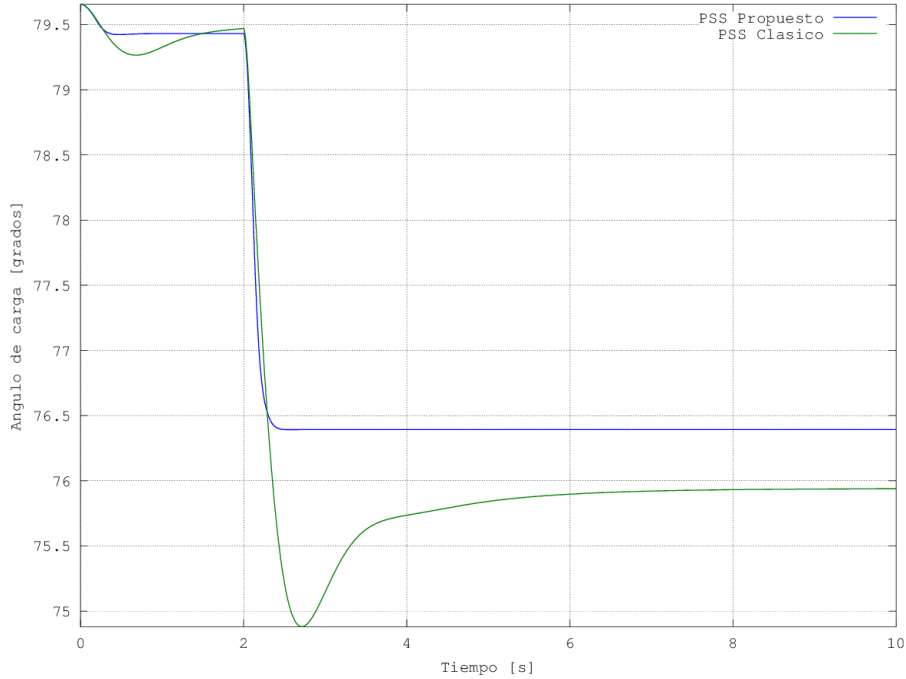


Figura 6.10: Respuesta del ángulo de carga ante una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico

En la tabla 6.14 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos con ambos estabilizadores de potencia, en donde se observa que el rendimiento del control efectuado por el PSS propuesto supera al realizado por el PSS clásico.

	Desvío de velocidad del rotor		Ángulo de carga
	Desviación estándar	Tiempo corrección [s]	Tiempo corrección [s]
PSS Clásico	0,000113	2,927	5,599
PSS Propuesto	0,000107	0,470	0,417
Mejora [%]	4,72	83,94	92,55

Tabla 6.14: Comparativa de resultados para una variación de $-0,1$ p.u en el par mecánico

El carácter adaptativo que posee el PSS propuesto es la razón principal por la cual mejora el rendimiento en el control. En la figura 6.11 se presenta la evolución del error de estimación a posteriori en todo el horizonte de estudio, a partir del cual varían los parámetros de modelo adaptativo-predictivo del PSS propuesto, tal y como se muestra en las figuras 6.12 y 6.13.

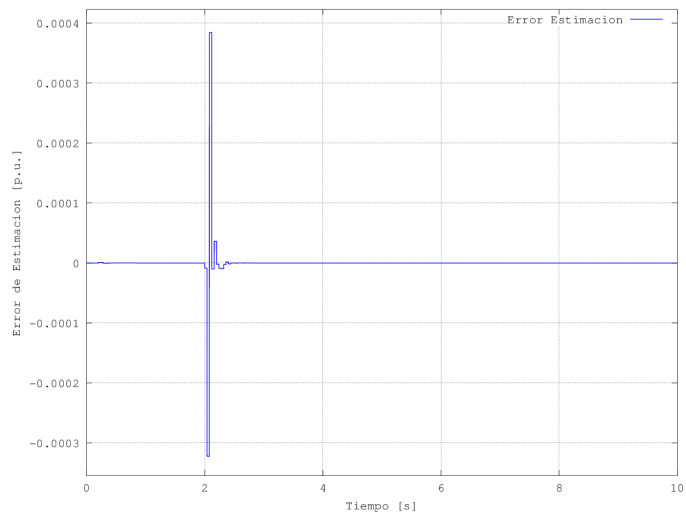


Figura 6.11: Error de estimación a posteriori en el caso de una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico

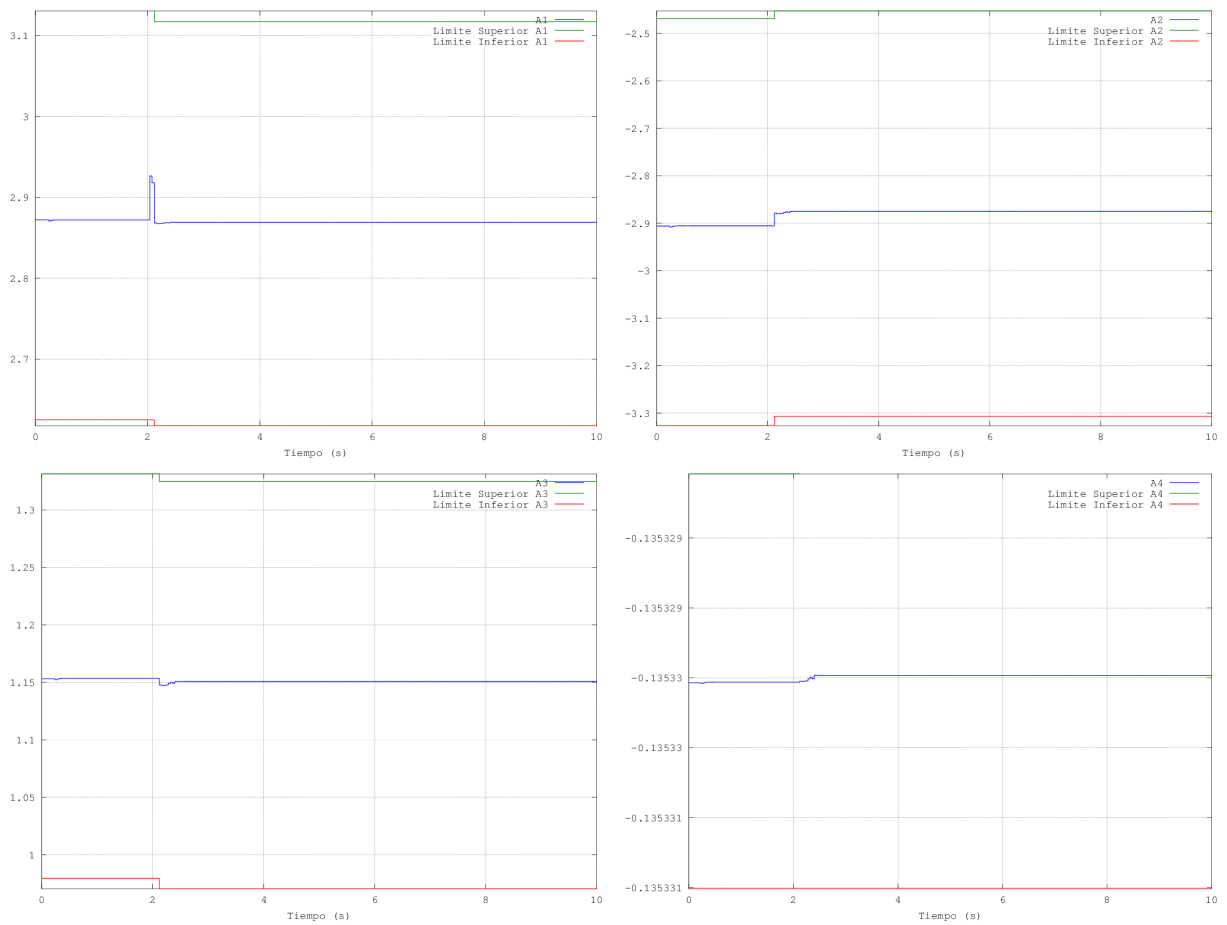


Figura 6.12: Adaptación de los parámetros \hat{a}_1 , \hat{a}_2 , \hat{a}_3 y \hat{a}_4 en el caso de una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico

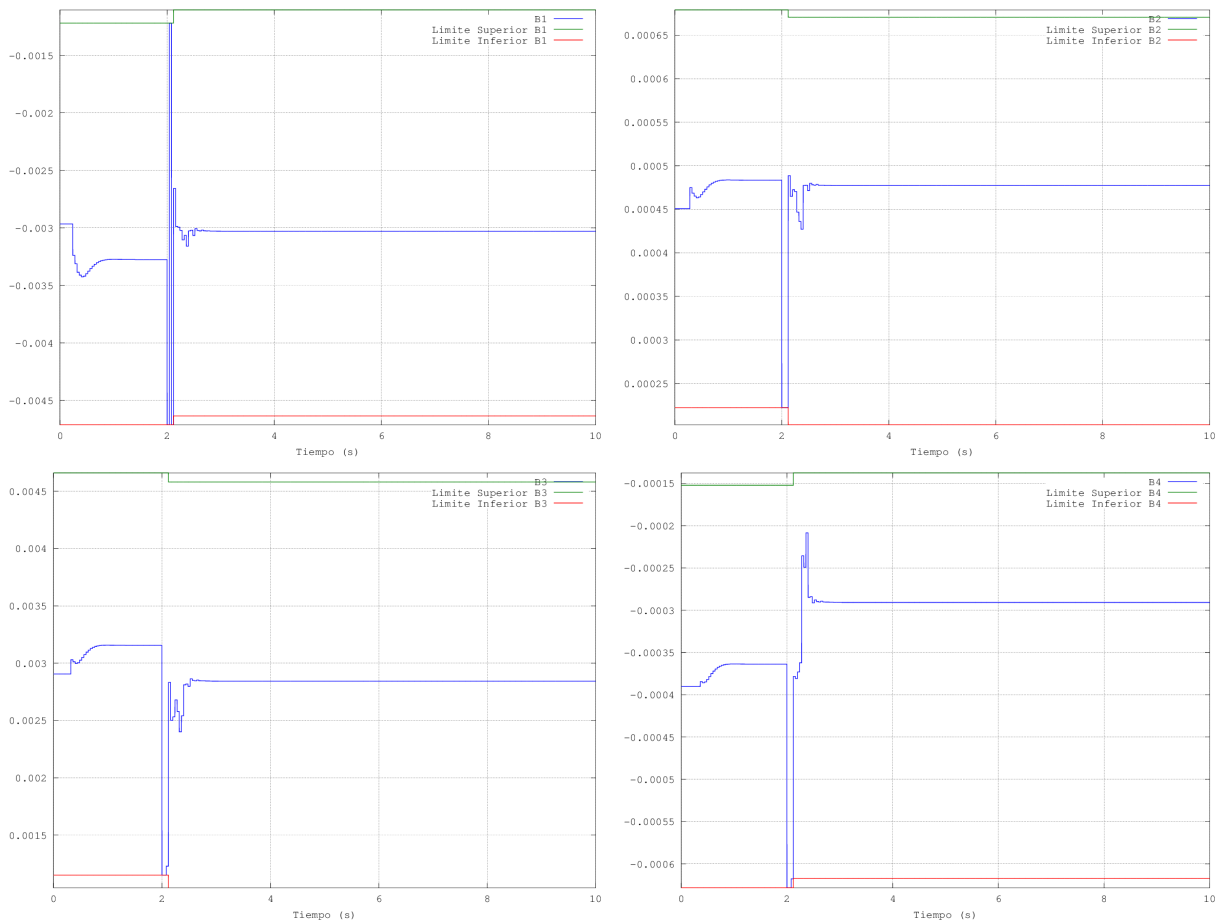


Figura 6.13: Adaptación de los parámetros \hat{b}_1 , \hat{b}_2 , \hat{b}_3 y \hat{b}_4 en el caso de una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico

En las figuras 6.14 a 6.16 se presentan las evoluciones temporales de la tensión de excitación, la tensión del generador en el eje q y la tensión en terminales para ambos estabilizadores de potencia, PSS propuesto y PSS clásico, respectivamente.

De la figura 6.14 se desprende que para el caso del PSS propuesto la tensión de excitación alcanza los valores de saturación de -6 p.u. y 6 p.u. llegando a su valor en régimen permanente de forma rápida. Por otro lado, para el caso del PSS clásico, la evolución de la tensión de excitación inicialmente alcanza el valor de saturación de -6 p.u. para posteriormente alcanzar de forma más suave su estado estable en régimen permanente, aunque precisando para ello de un tiempo mayor.

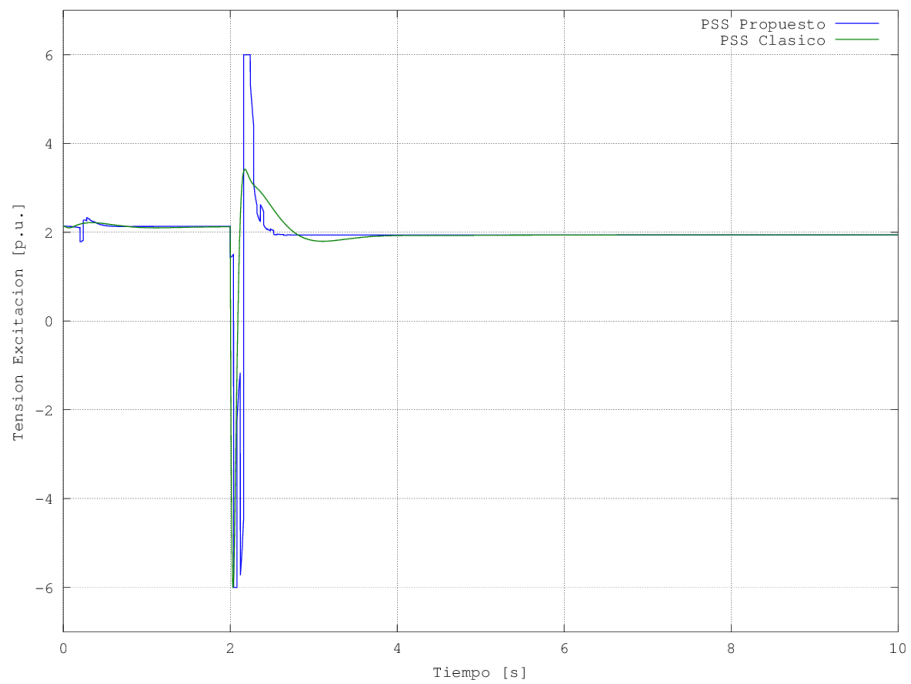


Figura 6.14: Respuesta de la tensión de excitación ante una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico

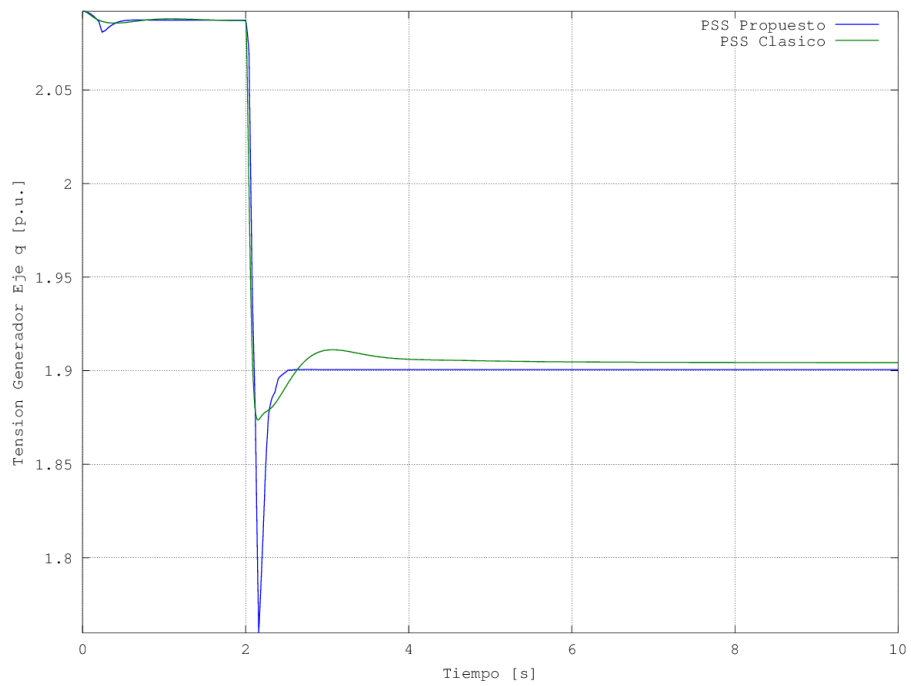


Figura 6.15: Respuesta de la tensión en el eje q del generador ante una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico

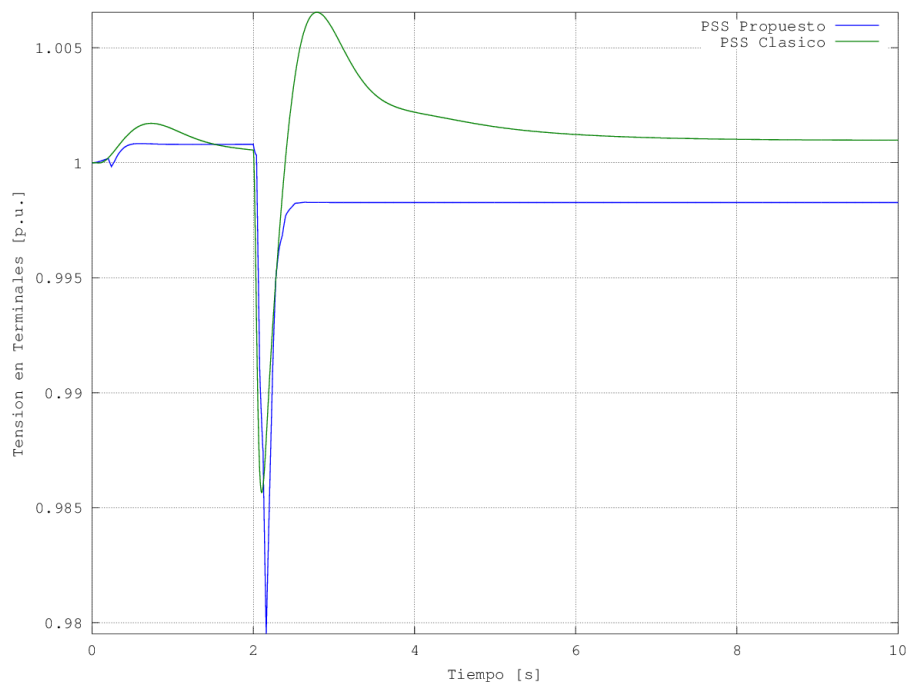


Figura 6.16: Respuesta de la tensión en terminales del generador ante una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico

En las figuras 6.17 y 6.18 se muestra la respuesta temporal de la potencia activa y la potencia reactiva en terminales del generador, junto con la variación del par mecánico, respectivamente.

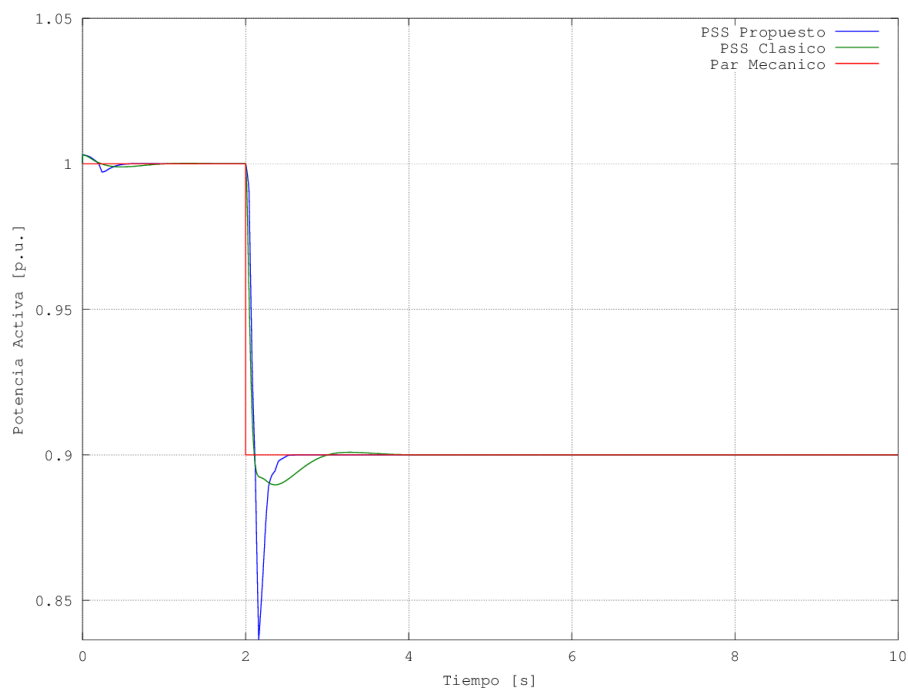


Figura 6.17: Respuesta de la potencia activa ante una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico

Se ha de mencionar que el generador funcionando con el PSS propuesto experimenta unos mayores desvíos iniciales en la potencia activa y en la potencia reactiva que en el caso de funcionar con el PSS clásico, aunque por otro lado, el régimen permanente se alcanza mucho más rápido y sin oscilaciones.

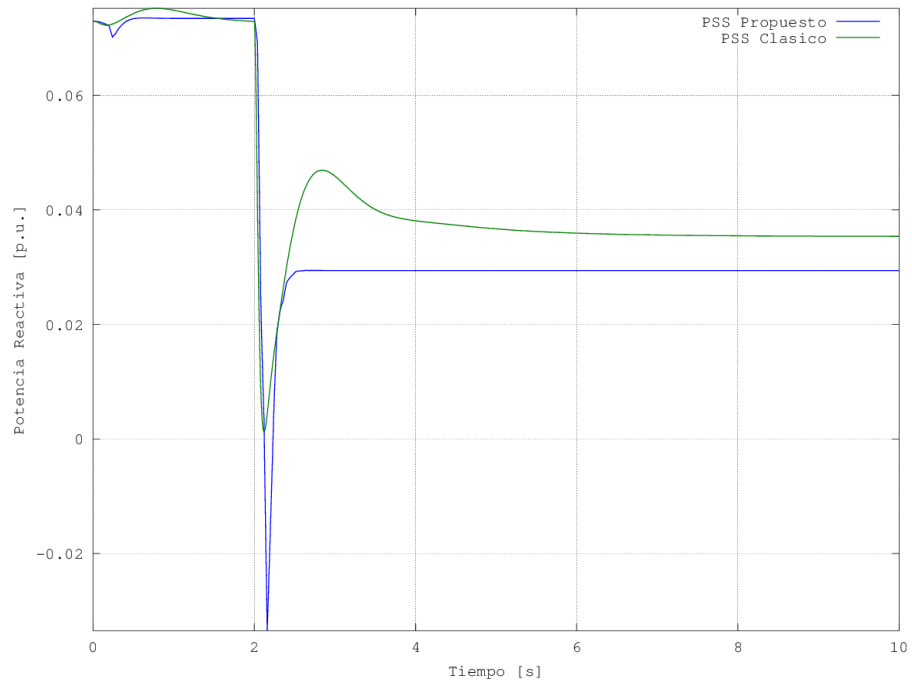


Figura 6.18: Respuesta de la potencia reactiva ante una variación de $-0,1$ p.u. en el par mecánico

6.5.1.2. Incremento del par mecánico en un 10 %

En este ensayo se incrementa el par mecánico de entrada en 0,1 p.u. en el instante de tiempo $t=2$ segundos, pasando de 0,9 p.u. a 1,0 p.u. Las condiciones iniciales del ensayo se muestran en la tabla 6.15.

Punto de trabajo inicial
Potencia activa $P_e = 0,9$ p.u.
Potencia reactiva $Q_e = 0,034$ p.u.
Tensión terminales $E_t = 1,0$ p.u.
Tensión nudo infinito $E_B = 1,05$ p.u.
Impedancia de la línea $R_E = 0,0$ p.u. $X_E = 0,4$ p.u.

Tabla 6.15: Condiciones iniciales de operación para una variación de 0,1 p.u en el par mecánico

En la figura 6.19 se muestra una comparativa entre la respuesta del desvío de velocidad del rotor con el PSS propuesto y la obtenida con el PSS clásico. Como se puede observar, debido al incremento aplicado en el par mecánico, el eje de la turbina experimenta inicialmente un desvío positivo de su velocidad. En el caso del PSS clásico se recupera de forma lenta con una característica dinámica oscilatoria subamortiguada, mientras que en el caso del PSS propuesto se recupera de forma rápida y sin oscilaciones.

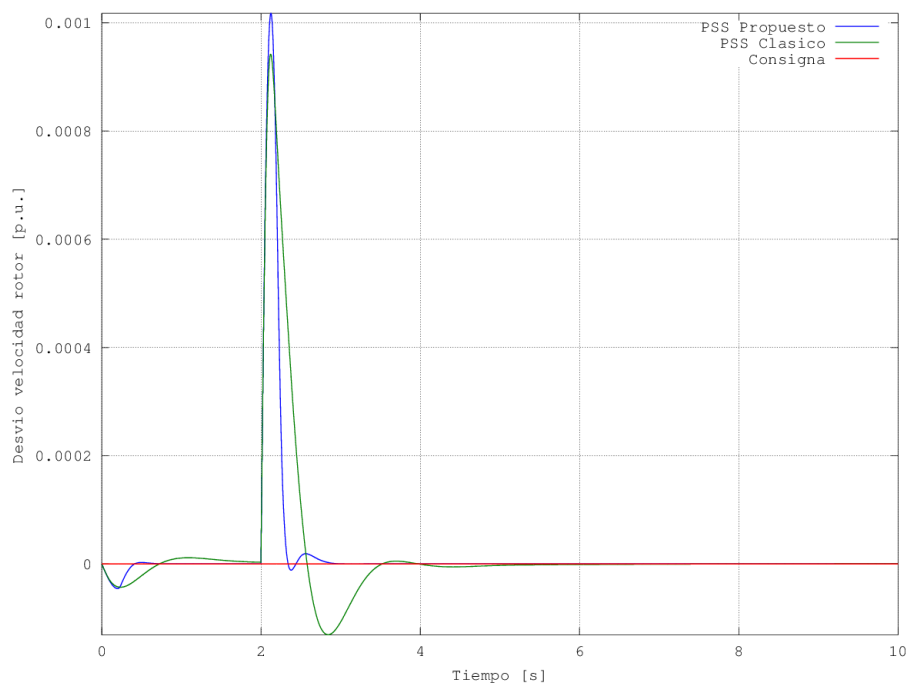


Figura 6.19: Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico

En la figura 6.20 se representa la tensión adicional suministrada por el PSS propuesto y la tensión adicional proporcionada por el PSS clásico, para corregir los respectivos desvíos de velocidad del rotor. En el caso del PSS clásico la acción de control inicialmente alcanza el valor de saturación de 0,05 p.u., para posteriormente recuperarse de forma suave, lo cual da lugar a una corrección del desvío de velocidad con las mismas características, tal y como se observa en la figura 6.19. Por otro lado, el PSS propuesto genera una primera acción de control enérgica hasta el valor de saturación de 0,05 p.u. con el objetivo de corregir lo antes posible el desvío de velocidad, para posteriormente ir reduciendo su magnitud hasta alcanzar de forma rápida el estado estacionario.

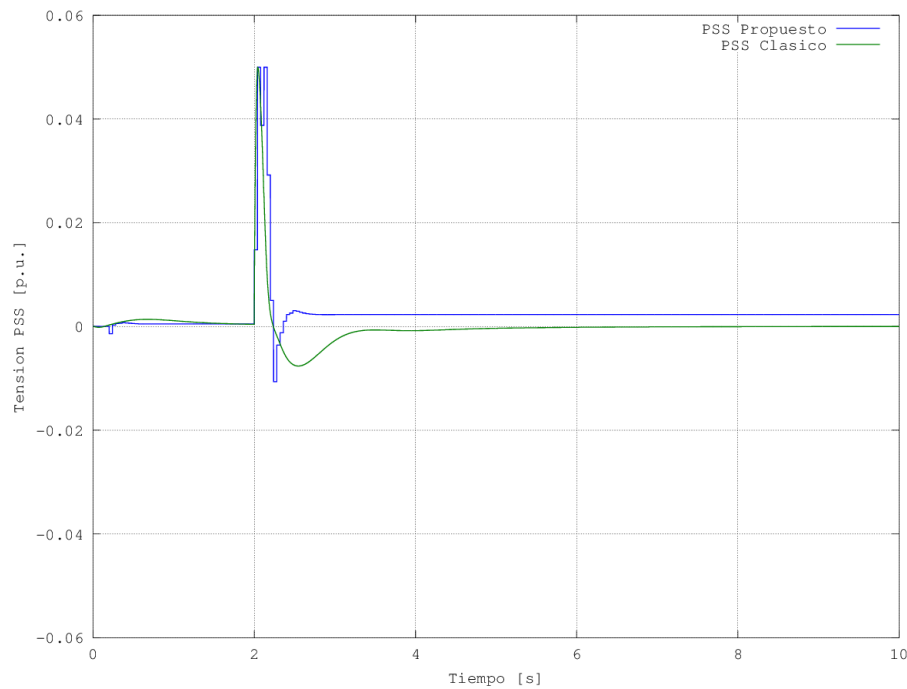


Figura 6.20: Tensión suministrada por el PSS ante una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico

La consecuencia de los resultados anteriores se presenta en la figura 6.21, donde se muestra la comparativa entre la respuesta del ángulo de carga con el PSS propuesto y el PSS clásico. De aquí se desprende que la evolución dinámica del ángulo de carga se efectúa sin oscilaciones y de forma rápida mediante el PSS propuesto, mientras que en el caso del PSS clásico, dicha evolución se realiza con un carácter oscilatorio subamortiguado y de forma más lenta.

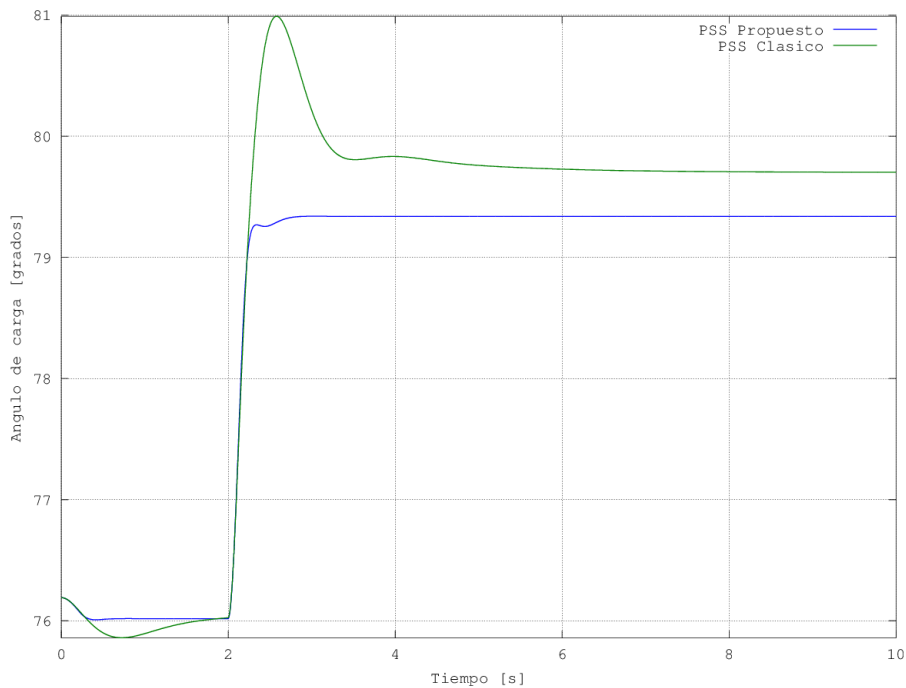


Figura 6.21: Respuesta del ángulo de carga ante una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico

En la tabla 6.16 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos con ambos estabilizadores de potencia, en donde se observa que el rendimiento del control efectuado por el PSS propuesto supera al realizado por el PSS clásico.

	Desvío de velocidad del rotor		Ángulo de carga
	Desviación estándar	Tiempo corrección [s]	Tiempo corrección [s]
PSS Clásico	0,000137	2,570	5,090
PSS Propuesto	0,000117	0,781	0,746
Mejora [%]	14,36	69,61	85,34

Tabla 6.16: Comparativa de resultados para una variación de 0,1 p.u en el par mecánico

El carácter adaptativo que posee el PSS propuesto es la razón principal por la cual mejora el rendimiento en el control. En la figura 6.22 se presenta la evolución del error de estimación a posteriori en todo el horizonte de estudio, a partir del cual varían los parámetros de modelo adaptativo-predictivo del PSS propuesto, tal y como se muestra en las figuras 6.23 y 6.24.

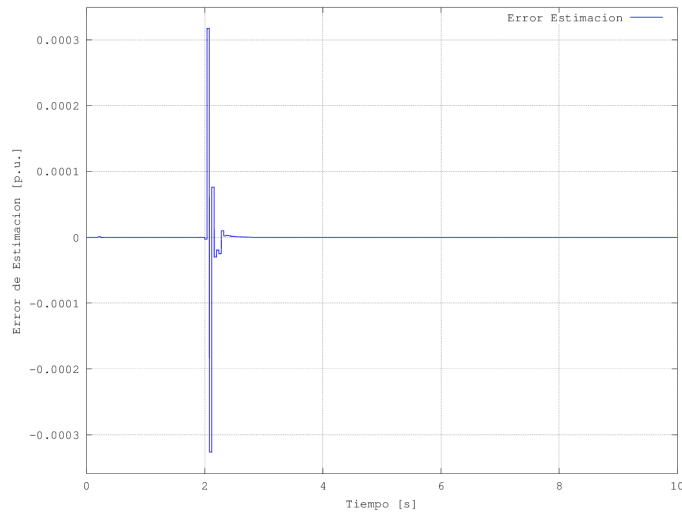


Figura 6.22: Error de estimación a posteriori en el caso de una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico

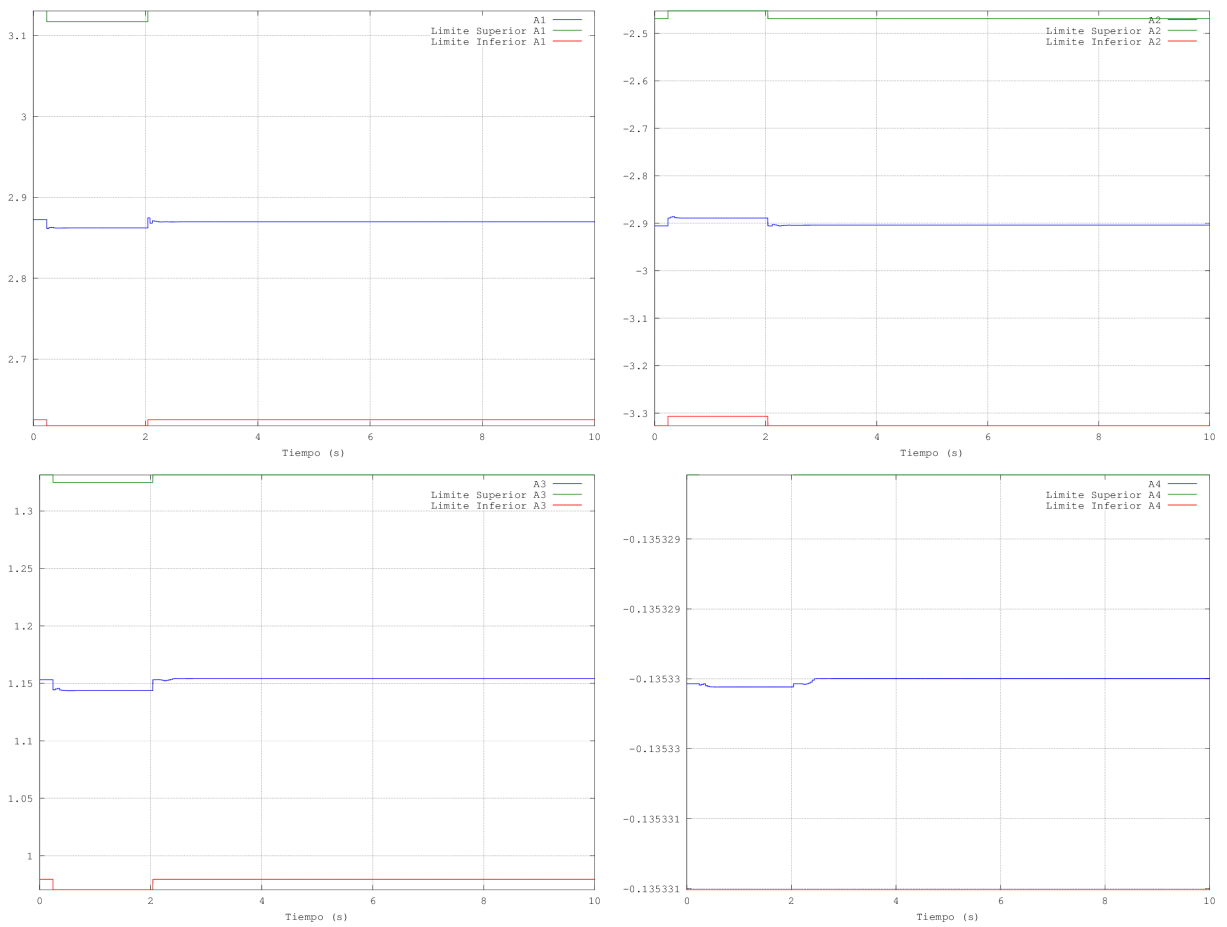


Figura 6.23: Adaptación de los parámetros \hat{a}_1 , \hat{a}_2 , \hat{a}_3 y \hat{a}_4 en el caso de una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico

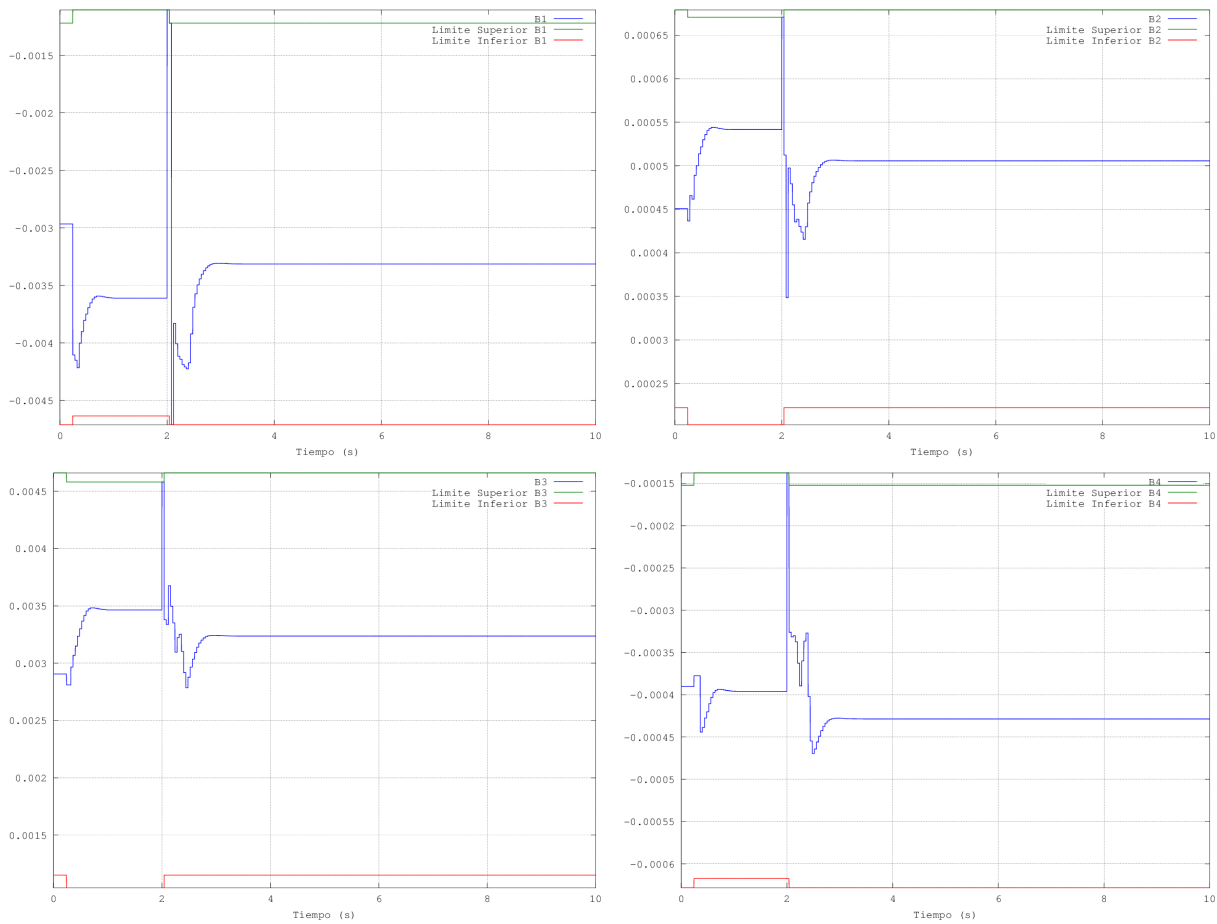


Figura 6.24: Adaptación de los parámetros \hat{b}_1 , \hat{b}_2 , \hat{b}_3 y \hat{b}_4 en el caso de una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico

En las figuras 6.25 a 6.27 se presentan las evoluciones temporales de la tensión de excitación, la tensión del generador en el eje q y la tensión en terminales para ambos estabilizadores de potencia, PSS propuesto y PSS clásico, respectivamente.

De la figura 6.25 se desprende que para el caso del PSS propuesto la tensión de excitación alcanza su valor de saturación de 6 p.u. llegando a su valor en régimen permanente de forma rápida. Por otro lado, para el caso del PSS clásico, la evolución de la tensión de excitación inicialmente experimenta un incremento hasta el valor de saturación de 6 p.u., alcanzando posteriormente su estado estable en régimen permanente, aunque precisando parar ello de un tiempo mayor.

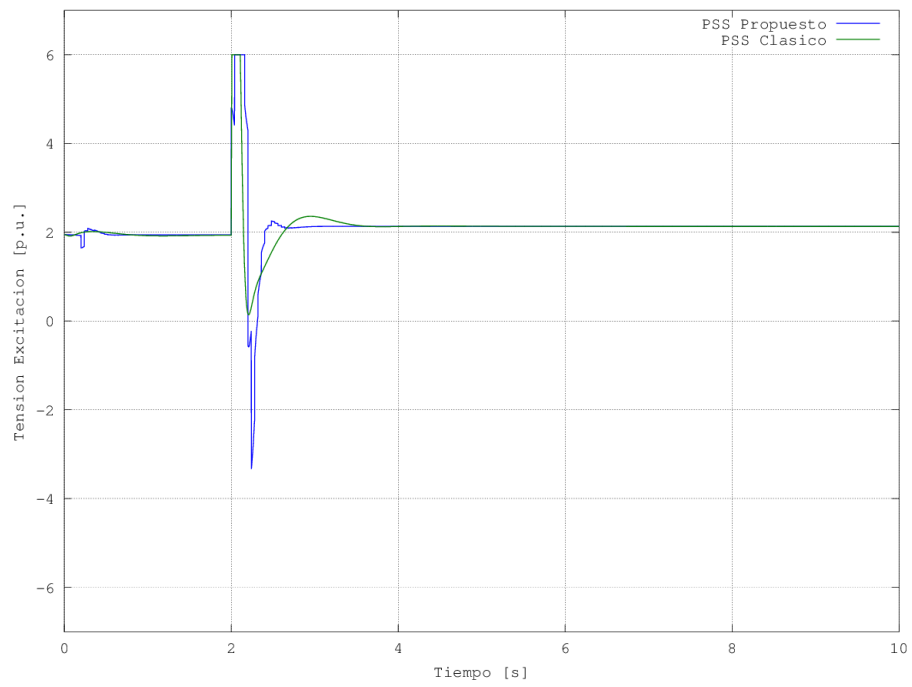


Figura 6.25: Respuesta de la tensión de excitación ante una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico

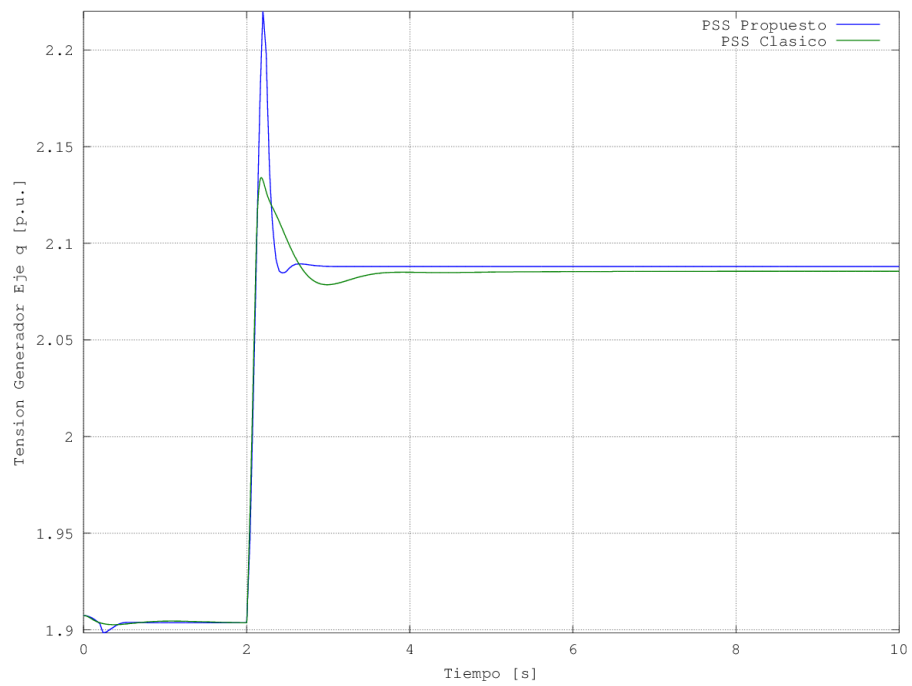


Figura 6.26: Respuesta de la tensión en el eje q del generador ante una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico

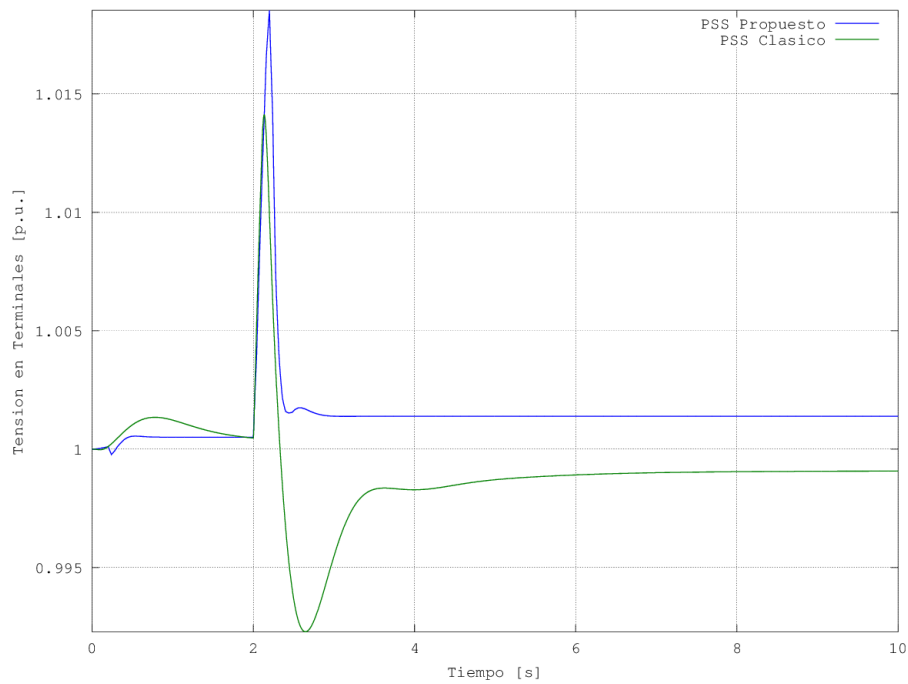


Figura 6.27: Respuesta de la tensión en terminales del generador ante una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico

En las figuras 6.28 y 6.29 se muestra la respuesta temporal de la potencia activa y la potencia reactiva en terminales del generador, junto con la variación del par mecánico, respectivamente

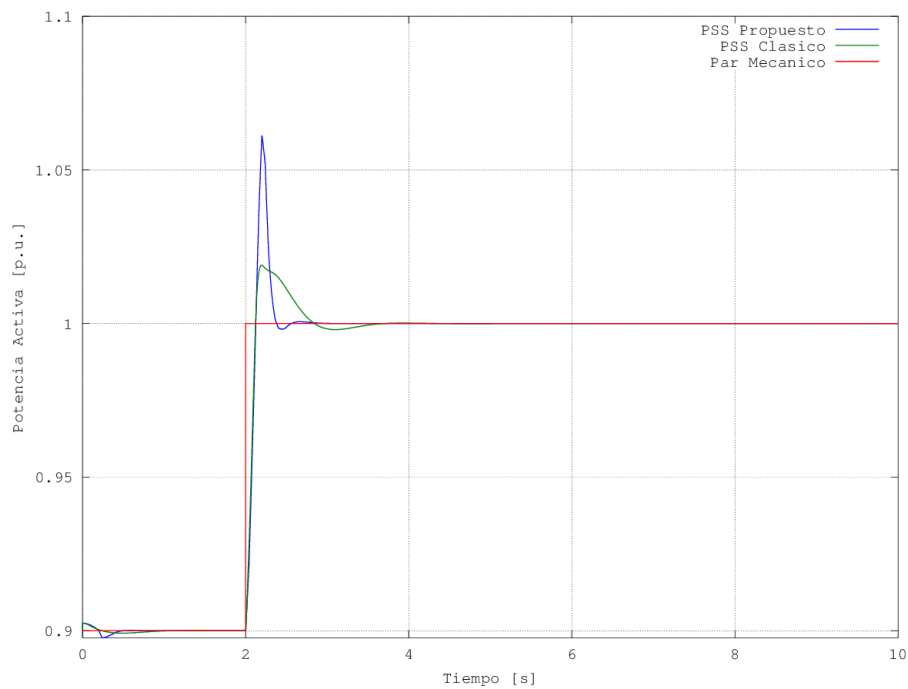


Figura 6.28: Respuesta de la potencia activa ante una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico

Se ha de mencionar que el generador funcionando con el PSS propuesto experimenta unos mayores desvíos iniciales en la potencia activa y en la potencia reactiva que en el caso de funcionar con el PSS clásico, aunque por otro lado, el régimen permanente se alcanza de forma más rápida tras el desvío inicial.

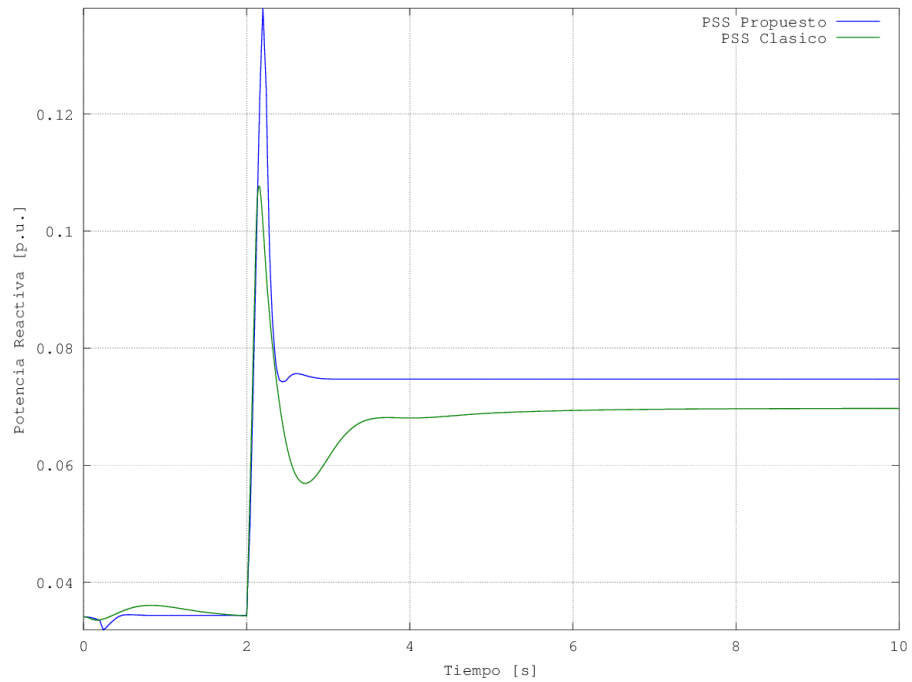


Figura 6.29: Respuesta de la potencia reactiva ante una variación de 0,1 p.u. en el par mecánico

6.5.2. Caso de estudio 2. Variación del par mecánico en un 20%

Este segundo caso de estudio se compone de dos ensayos, el primero consiste en la reducción del par mecánico de entrada en $-0,2$ p.u. y el segundo aplica un aumento del par mecánico de entrada en $0,2$ p.u. Mediante la ejecución de estos ensayos se puede apreciar la no linealidad del sistema, dado que la respuesta dinámica del proceso al aplicar variaciones negativas en el par mecánico difiere de la obtenida al aplicar variaciones positivas en éste.

6.5.2.1. Reducción del par mecánico en un 20%

En este ensayo se reduce el par mecánico de entrada en $-0,2$ p.u. en el instante de tiempo $t=2$ segundos, pasando de $1,0$ p.u. a $0,8$ p.u. Las condiciones iniciales del ensayo se muestran en la tabla 6.17.

Punto de trabajo inicial
Potencia activa $P_e = 1,0$ p.u.
Potencia reactiva $Q_e = 0,07$ p.u.
Tensión terminales $E_t = 1,0$ p.u.
Tensión nudo infinito $E_B = 1,05$ p.u.
Impedancia de la línea $R_E = 0,0$ p.u. $X_E = 0,4$ p.u.

Tabla 6.17: Condiciones iniciales de operación para una variación de $-0,2$ p.u en el par mecánico

En la figura 6.30 se muestra una comparativa entre la respuesta del desvío de velocidad del rotor con el PSS propuesto y la obtenida con el PSS clásico. Como se puede observar, debido al decremento aplicado en el par mecánico, el eje de la turbina experimenta inicialmente un desvío negativo de su velocidad. En el caso del PSS clásico se recupera con una característica dinámica oscilatoria subamortiguada, mientras que en el caso del PSS propuesto se recupera de forma rápida con un ligero sobrepasamiento.

En cuanto a la figura 6.31 se representa la tensión adicional suministrada por el PSS propuesto y la tensión adicional proporcionada por el PSS clásico, para corregir los respectivos desvíos de velocidad del rotor. En el caso del PSS clásico la acción de control alcanza los valores de saturación de -6 p.u. y 6 p.u., para a partir de esta última llegar al régimen permanente de forma lenta y suave, lo cual da lugar a una corrección del desvío de velocidad de carácter oscilatorio subamortiguado, tal y como se observa en la figura 6.30. Por otro lado, en los primeros momentos, el PSS propuesto genera un conjunto de acciones de control de elevado valor hasta sus valores de saturación con el objetivo de corregir lo antes posible el desvío de velocidad, para posteriormente ir reduciendo su magnitud hasta alcanzar de forma rápida el estado estacionario.

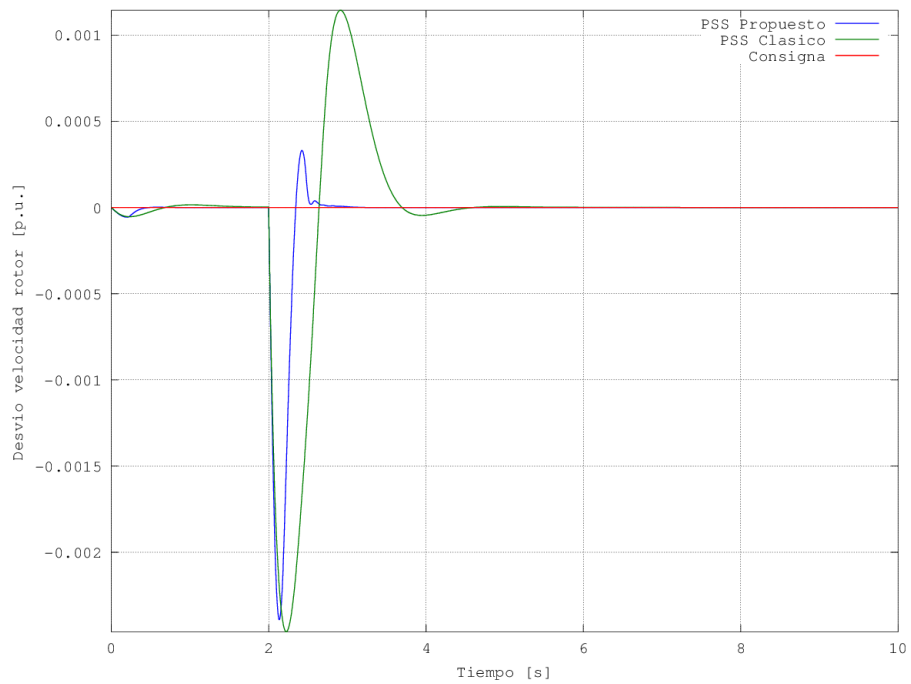


Figura 6.30: Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico

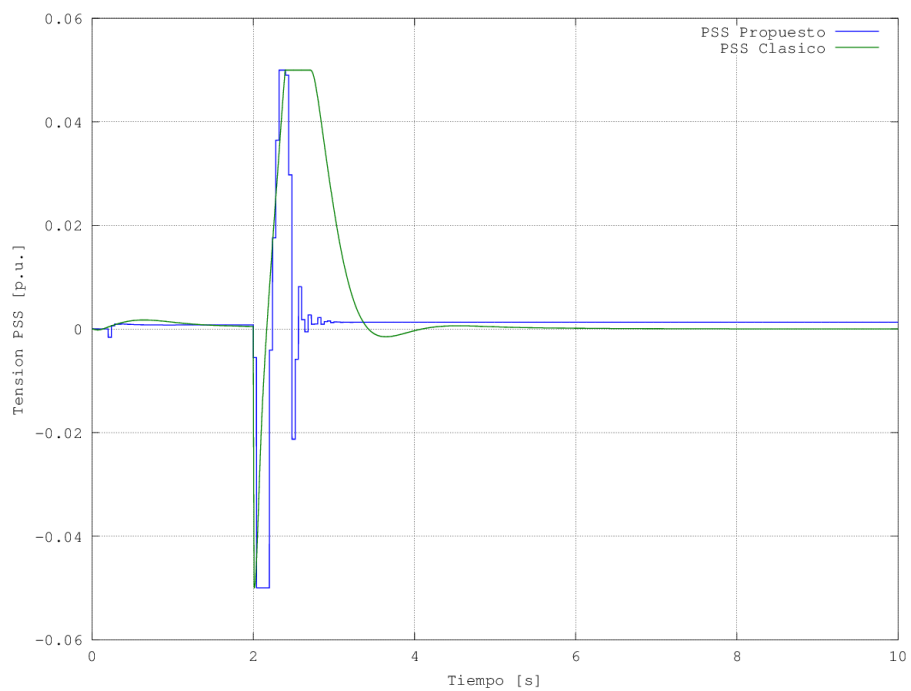


Figura 6.31: Tensión suministrada por el PSS ante una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico

La consecuencia de los resultados anteriores se presenta en la figura 6.32, donde se muestra la comparativa entre la respuesta del ángulo de carga con el PSS propuesto y el PSS clásico. De aquí se

desprende que la evolución dinámica del ángulo de carga se efectúa con un ligero sobrepasamiento y de forma rápida mediante el PSS propuesto, mientras que en el caso del PSS clásico, dicha evolución tiene lugar con una oscilación inicial de gran magnitud para a continuación, con una tendencia creciente y subamortiguada alcanzar el régimen permanente de forma más lenta.

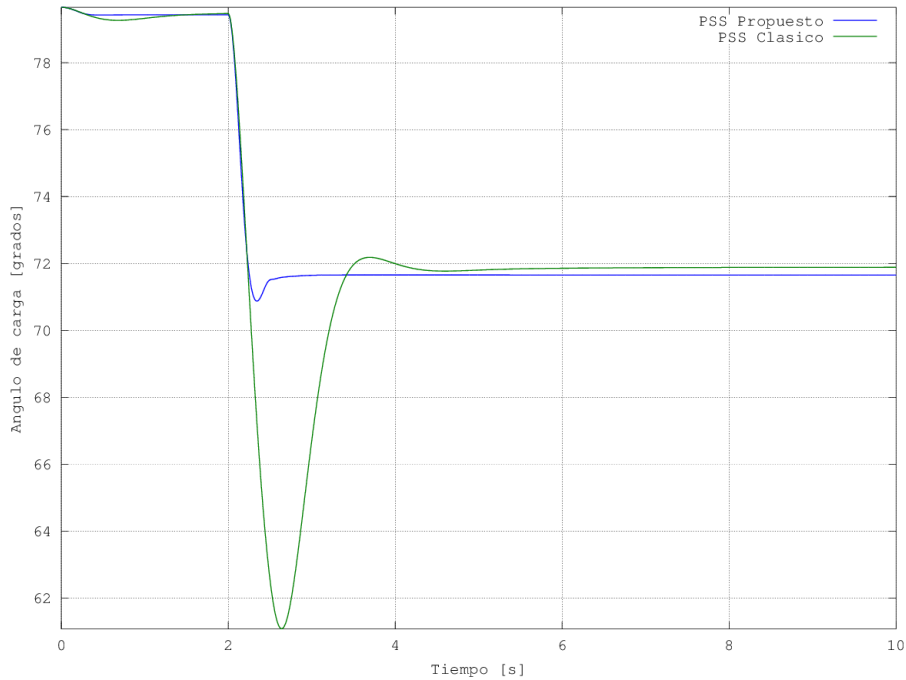


Figura 6.32: Respuesta del ángulo de carga ante una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico

En la tabla 6.18 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos con ambos estabilizadores de potencia, en donde se observa que el rendimiento del control efectuado por el PSS propuesto supera de forma notable al realizado por el PSS clásico, a excepción del desvío máximo en el desvío de velocidad del rotor.

	Desvío de velocidad del rotor		Ángulo de carga
	Desviación estándar	Tiempo corrección [s]	Tiempo corrección [s]
PSS Clásico	0,000499	3,123	5,179
PSS Propuesto	0,000292	0,985	0,985
Mejora [%]	41,43	68,46	80,98

Tabla 6.18: Comparativa de resultados para una variación de $-0,2$ p.u en el par mecánico

El carácter adaptativo que posee el PSS propuesto es la razón principal por la cual mejora el rendimiento en el control. En la figura 6.33 se presenta la evolución del error de estimación a posteriori en todo el horizonte de estudio, a partir del cual varían los parámetros de modelo adaptativo-predictivo del PSS propuesto, tal y como se muestra en las figuras 6.34 y 6.35.

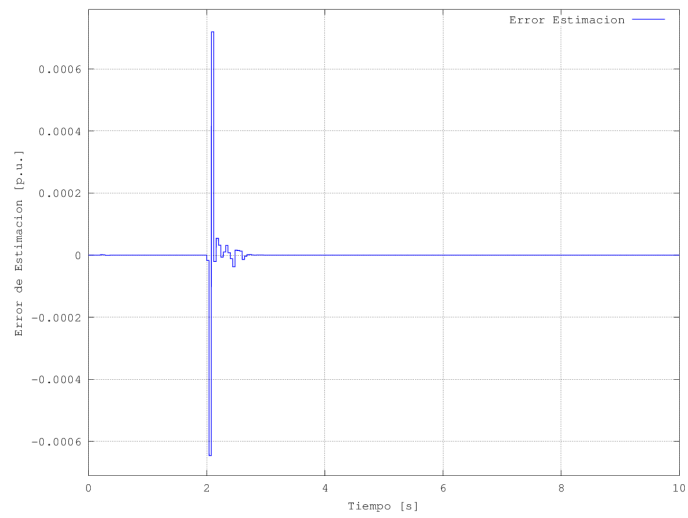


Figura 6.33: Error de estimación a posteriori en el caso de una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico

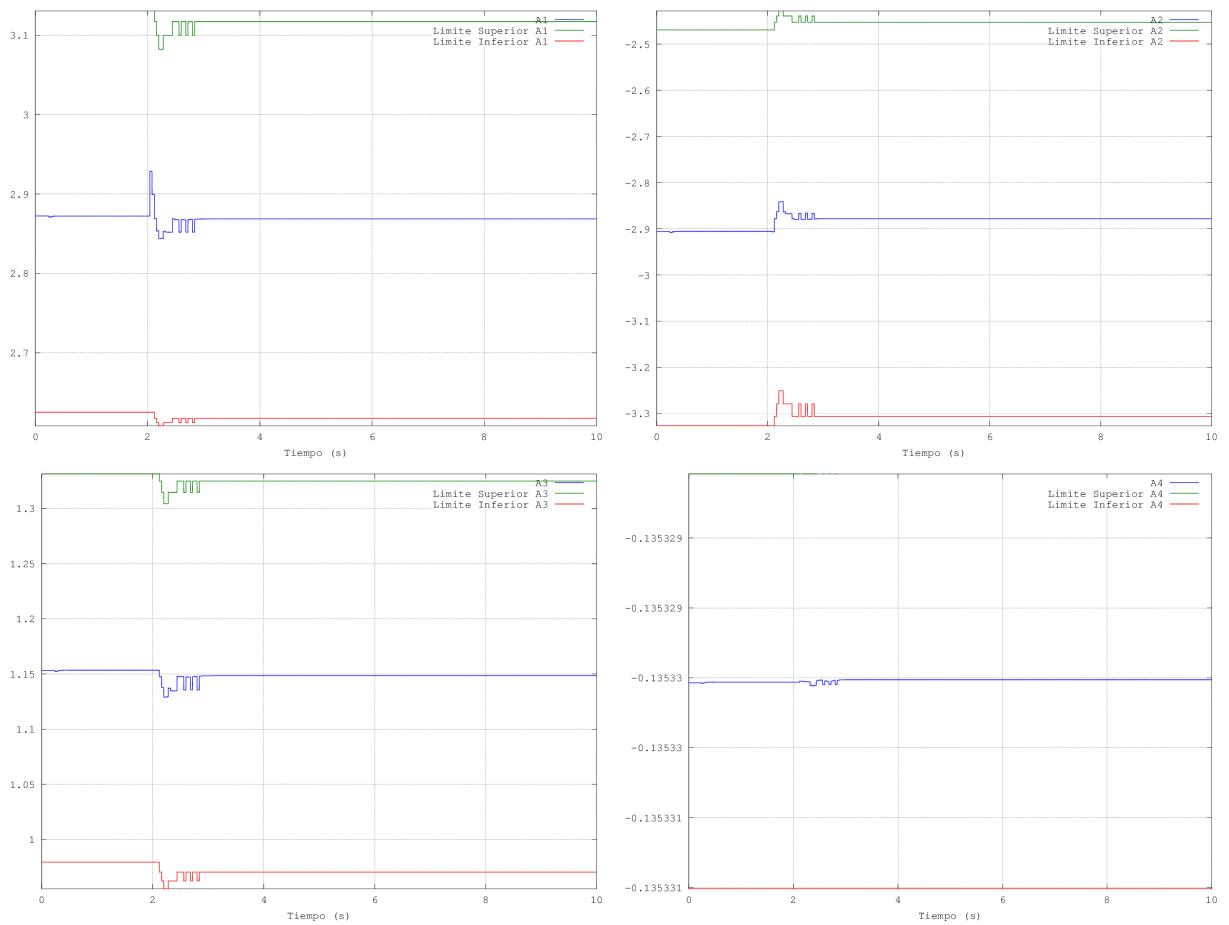


Figura 6.34: Adaptación de los parámetros \hat{a}_1 , \hat{a}_2 , \hat{a}_3 y \hat{a}_4 en el caso de una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico

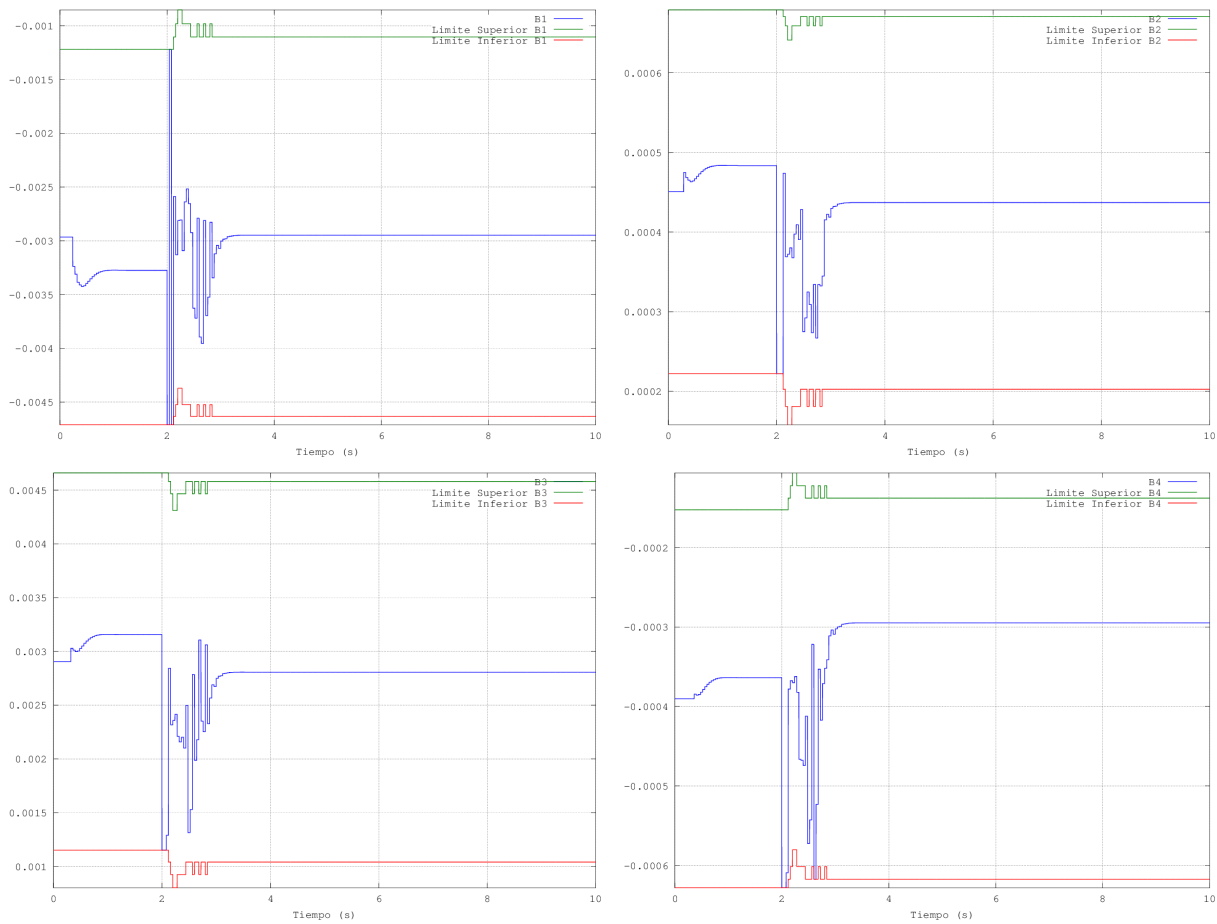


Figura 6.35: Adaptación de los parámetros \hat{b}_1 , \hat{b}_2 , \hat{b}_3 y \hat{b}_4 en el caso de una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico

En las figuras 6.36 a 6.38 se presentan las evoluciones temporales de la tensión de excitación, la tensión del generador en el eje q y la tensión en terminales para ambos estabilizadores de potencia, PSS propuesto y PSS clásico, respectivamente.

De la figura 6.36 se desprende que para el caso del PSS propuesto la tensión de excitación alcanza sus valores de saturación de -6 p.u. y 6 p.u. llegando rápidamente a su valor en régimen permanente. Por otro lado, para el caso del PSS clásico, la evolución de la tensión de excitación alcanza los valores de saturación, para a continuación suavizarse hasta alcanzar su estado estable en régimen permanente.

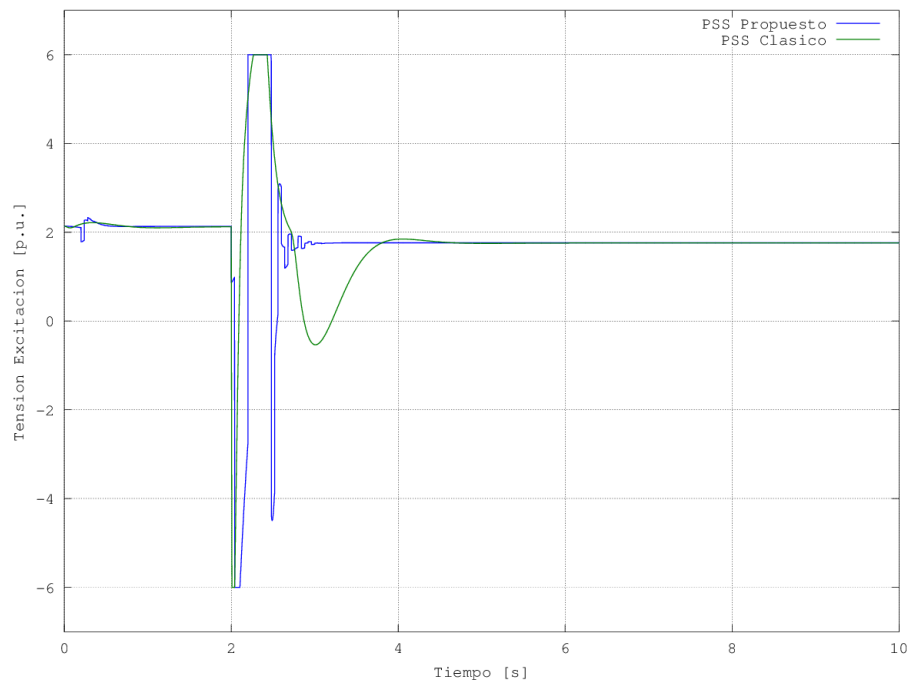


Figura 6.36: Respuesta de la tensión de excitación ante una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico

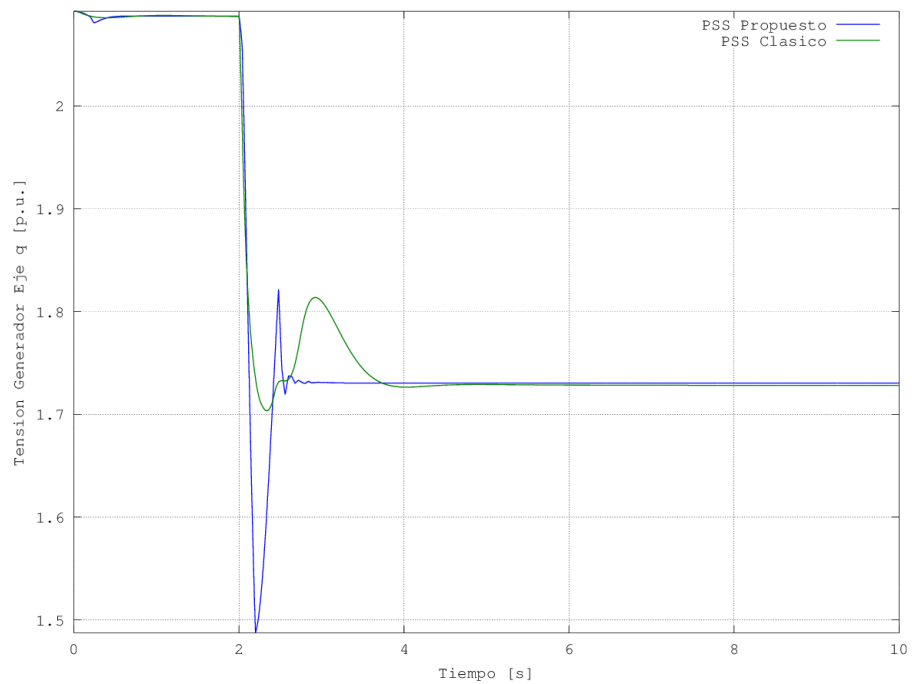


Figura 6.37: Respuesta de la tensión en el eje q del generador ante una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico

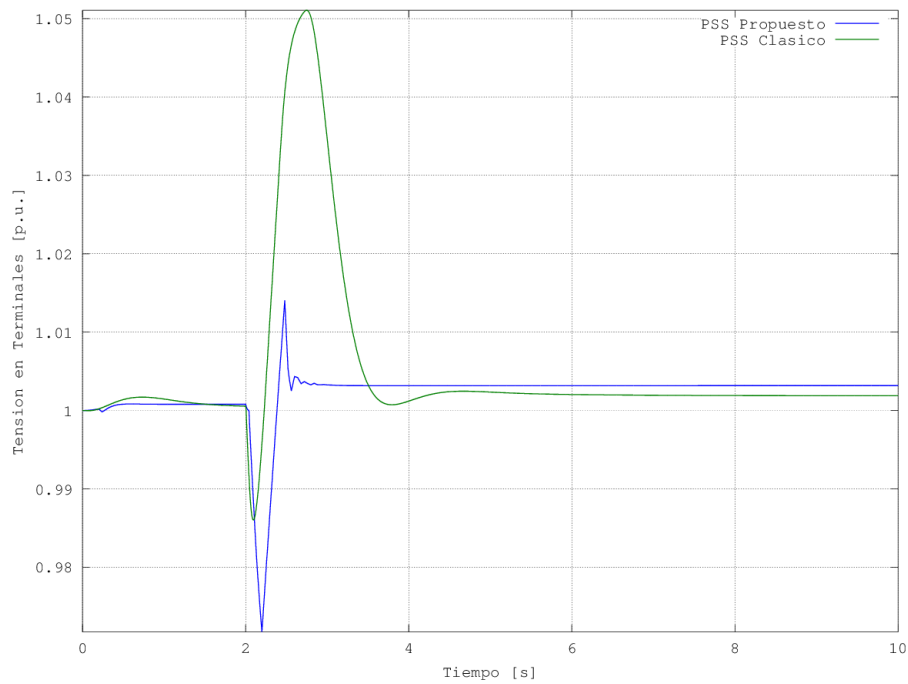


Figura 6.38: Respuesta de la tensión en terminales del generador ante una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico

En las figuras 6.39 y 6.40 se muestra la respuesta temporal de la potencia activa y la potencia reactiva en terminales del generador, junto con la variación del par mecánico, respectivamente.

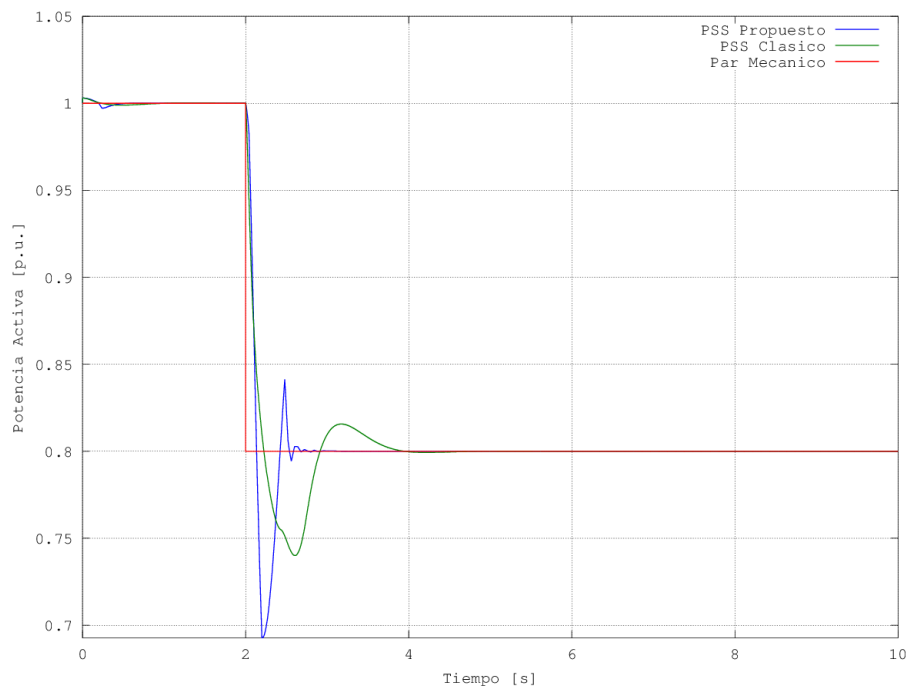


Figura 6.39: Respuesta de la potencia activa ante una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico

Se ha de mencionar que en este ensayo, el generador funcionando con el PSS propuesto experimenta unos desvíos iniciales mayores en la potencia activa y en la potencia reactiva, que en el caso de funcionar con el PSS clásico. Por otro lado, el régimen permanente se alcanza mucho más rápido en el caso del PSS propuesto.

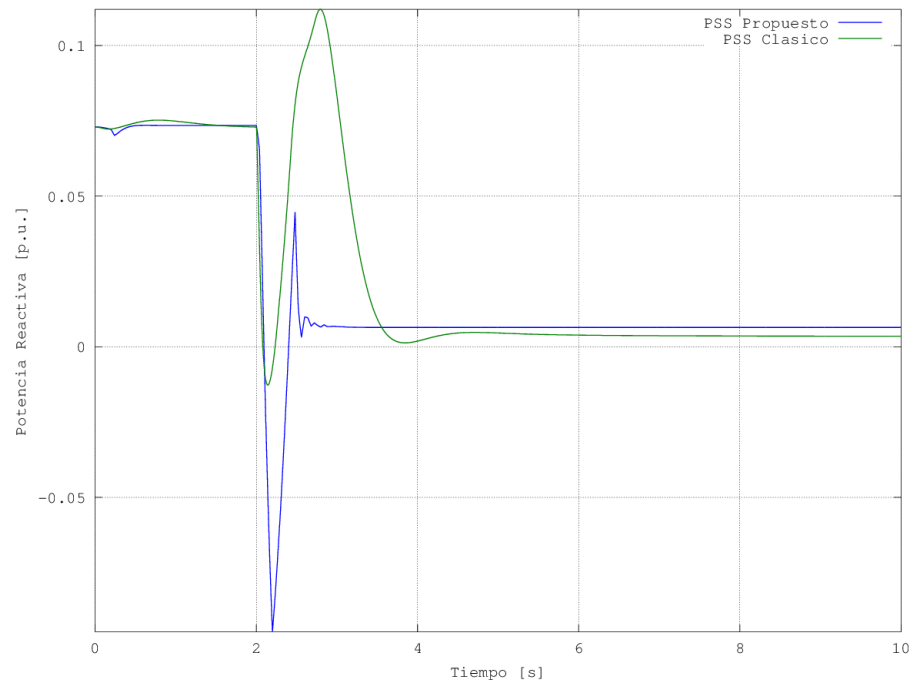


Figura 6.40: Respuesta de la potencia reactiva ante una variación de $-0,2$ p.u. en el par mecánico

6.5.2.2. Incremento del par mecánico en un 20 %

En este ensayo se incrementa el par mecánico de entrada en 0,2 p.u. en el instante de tiempo $t=2$ segundos, pasando de 0,8 p.u. a 1,0 p.u. Las condiciones iniciales del ensayo se muestran en la tabla 6.19.

Punto de trabajo inicial
Potencia activa $P_e = 0,8$ p.u.
Potencia reactiva $Q_e = 0,0$ p.u.
Tensión terminales $E_t = 1,0$ p.u.
Tensión nudo infinito $E_B = 1,05$ p.u.
Impedancia de la línea $R_E = 0,0$ p.u. $X_E = 0,4$ p.u.

Tabla 6.19: Condiciones iniciales de operación para una variación de 0,2 p.u en el par mecánico

En la figura 6.41 se muestra una comparativa entre la respuesta del desvío de velocidad del rotor con el PSS propuesto y la obtenida con el PSS clásico. Como se puede observar, debido al incremento aplicado en el par mecánico, el eje de la turbina experimenta inicialmente un desvío positivo de su velocidad. En el caso del PSS clásico se recupera con una característica dinámica oscilatoria subamortiguada, mientras que en el caso del PSS propuesto se recupera de forma rápida con un pequeño sobrepasamiento negativo tras el desvío inicial.

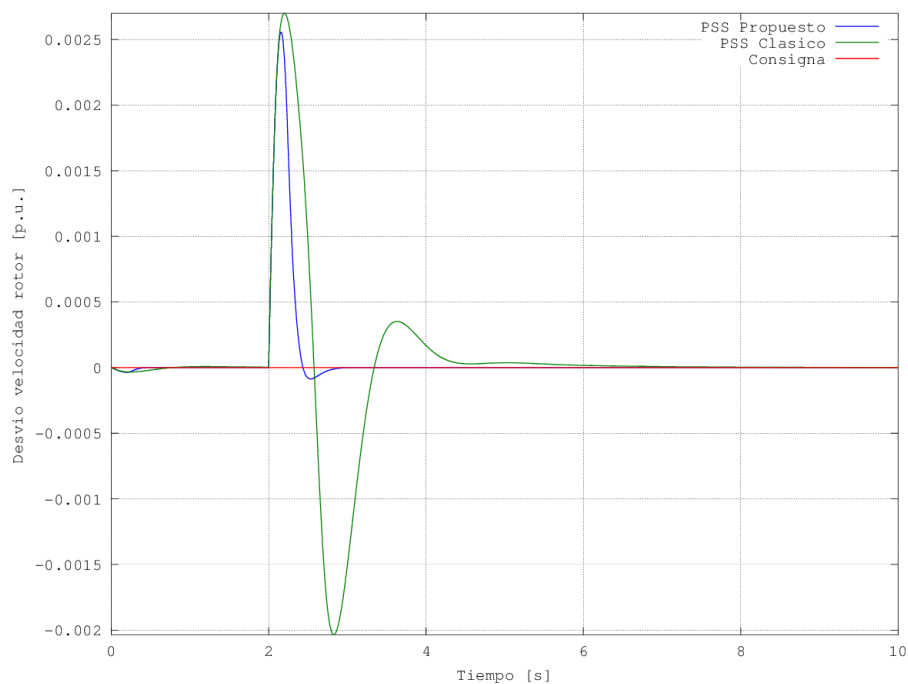


Figura 6.41: Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico

En la figura 6.42 se representa la tensión adicional suministrada por el PSS propuesto y la tensión adicional proporcionada por el PSS clásico, para corregir los respectivos desvíos de velocidad del rotor. En el caso del PSS clásico la acción de control alcanza los valores de saturación de 0,05 p.u. y $-0,05$ para a continuación llegar su valor en régimen permanente de forma lenta y oscilatoria, lo cual da lugar a una corrección del desvío de velocidad con la misma característica dinámica, tal y como se observa en la figura 6.41. Por otro lado, en un primer momento, el PSS propuesto genera un conjunto de acciones de control de elevado valor, alcanzando el valor de saturación de 0,05 p.u., con el objetivo de corregir lo antes posible el desvío de velocidad, para posteriormente ir reduciendo su magnitud de forma rápida hasta el estado estacionario.

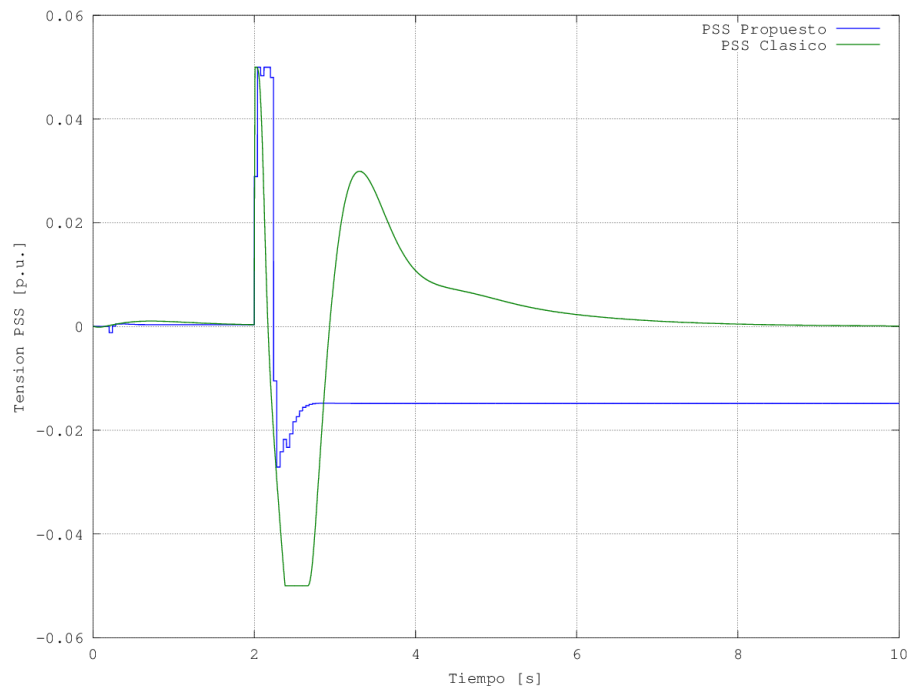


Figura 6.42: Tensión suministrada por el PSS ante una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico

La consecuencia de los resultados anteriores se presenta en la figura 6.43, donde se muestra la comparativa entre la respuesta del ángulo de carga con el PSS propuesto y el PSS clásico. De aquí se desprende que, mediante el PSS propuesto, la evolución dinámica del ángulo de carga se efectúa de forma rápida con un ligero sobrepasamiento, mientras que en el caso del PSS clásico, dicha evolución se realiza de forma lenta con oscilaciones de gran amplitud que se amortiguan con el tiempo.

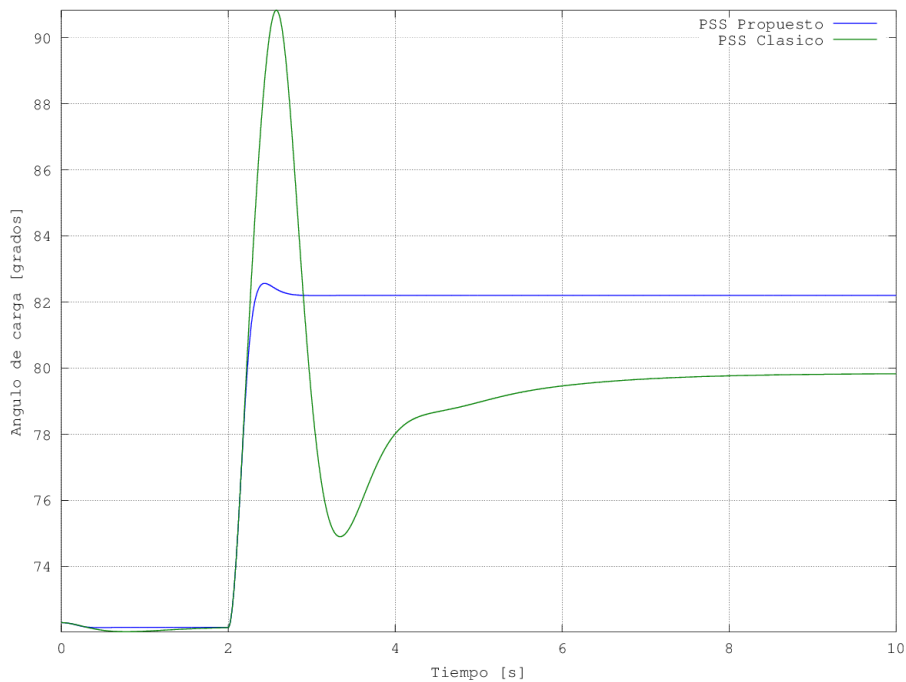


Figura 6.43: Respuesta del ángulo de carga ante una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico

En la tabla 6.20 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos con ambos estabilizadores de potencia, en donde se observa que el rendimiento del control efectuado por el PSS propuesto supera de forma notable al realizado por el PSS clásico.

	Desvío de velocidad del rotor		Ángulo de carga
	Desviación estándar	Tiempo corrección [s]	Tiempo corrección [s]
PSS Clásico	0,000603	5,544	7,387
PSS Propuesto	0,000329	0,891	0,840
Mejora [%]	45,50	83,93	88,63

Tabla 6.20: Comparativa de resultados para una variación de 0,2 p.u en el par mecánico

El carácter adaptativo que posee el PSS propuesto es la razón principal por la cual mejora el rendimiento en el control. En la figura 6.44 se presenta la evolución del error de estimación a posteriori en todo el horizonte de estudio, a partir del cual varían los parámetros de modelo adaptativo-predictivo del PSS propuesto, tal y como se muestra en las figuras 6.45 y 6.46.

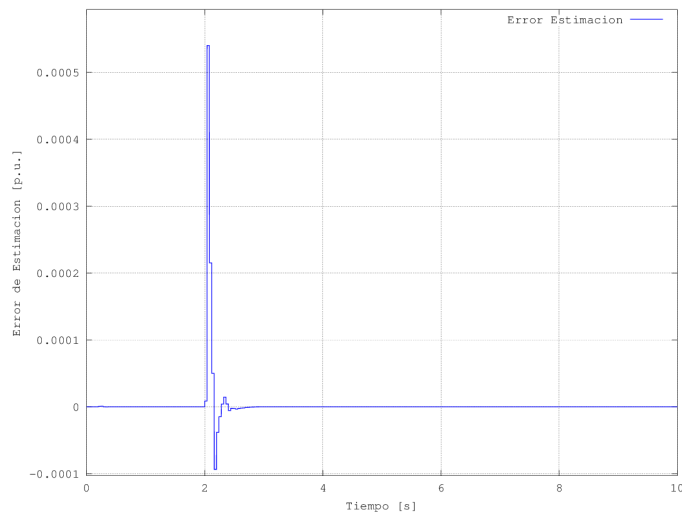


Figura 6.44: Error de estimación a posteriori en el caso de una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico

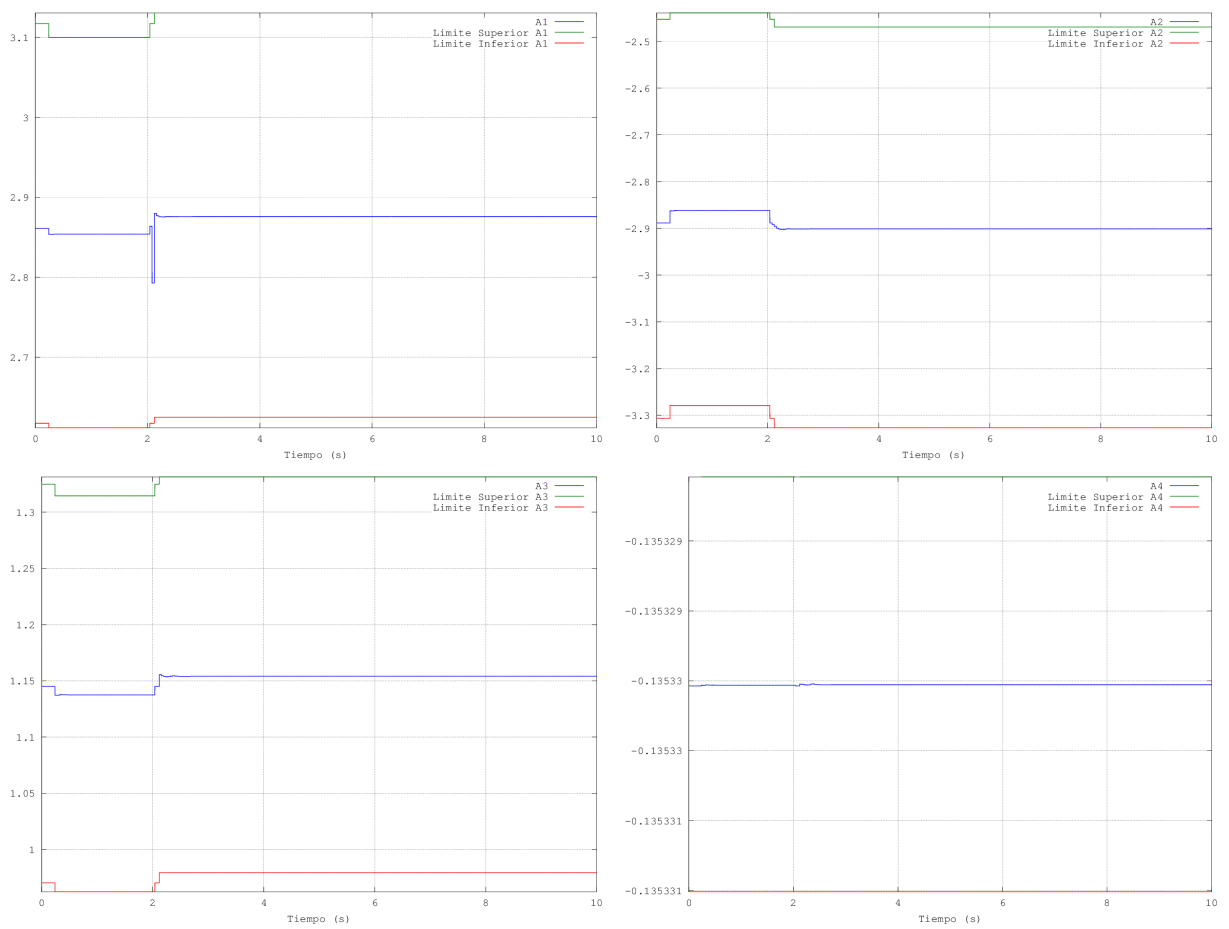


Figura 6.45: Adaptación de los parámetros \hat{a}_1 , \hat{a}_2 , \hat{a}_3 y \hat{a}_4 en el caso de una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico

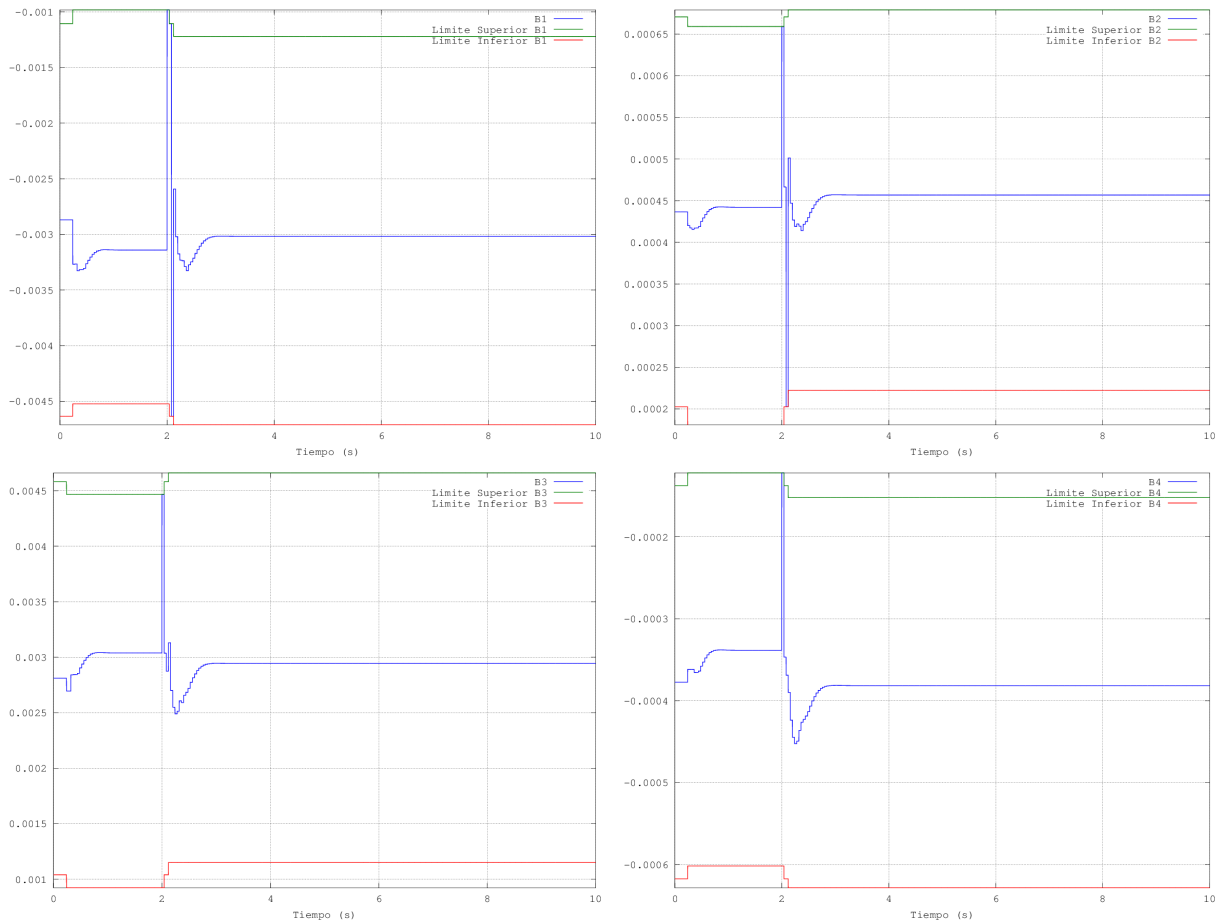


Figura 6.46: Adaptación de los parámetros \hat{b}_1 , \hat{b}_2 , \hat{b}_3 y \hat{b}_4 en el caso de una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico

En las figuras 6.47 a 6.49 se presentan las evoluciones temporales de la tensión de excitación, la tensión del generador en el eje q y la tensión en terminales para ambos estabilizadores de potencia, PSS propuesto y PSS clásico, respectivamente.

De la figura 6.47 se desprende que para el caso del PSS propuesto la tensión de excitación alcanza sus valores de saturación de 6 p.u. y -6 p.u. llegando a su valor en régimen permanente de forma rápida. Por otro lado, para el caso del PSS clásico, la tensión de excitación inicialmente llega a su valor de saturación de 6 p.u. para continuar con un carácter oscilatorio que precisa de un tiempo mayor para conseguir su estado estable en régimen permanente.

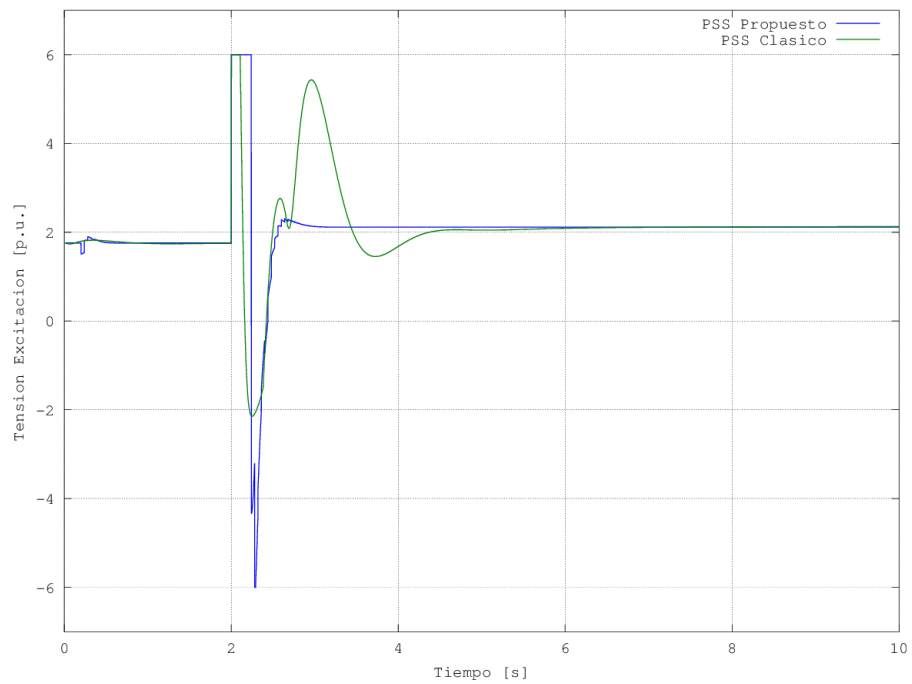


Figura 6.47: Respuesta de la tensión de excitación ante una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico

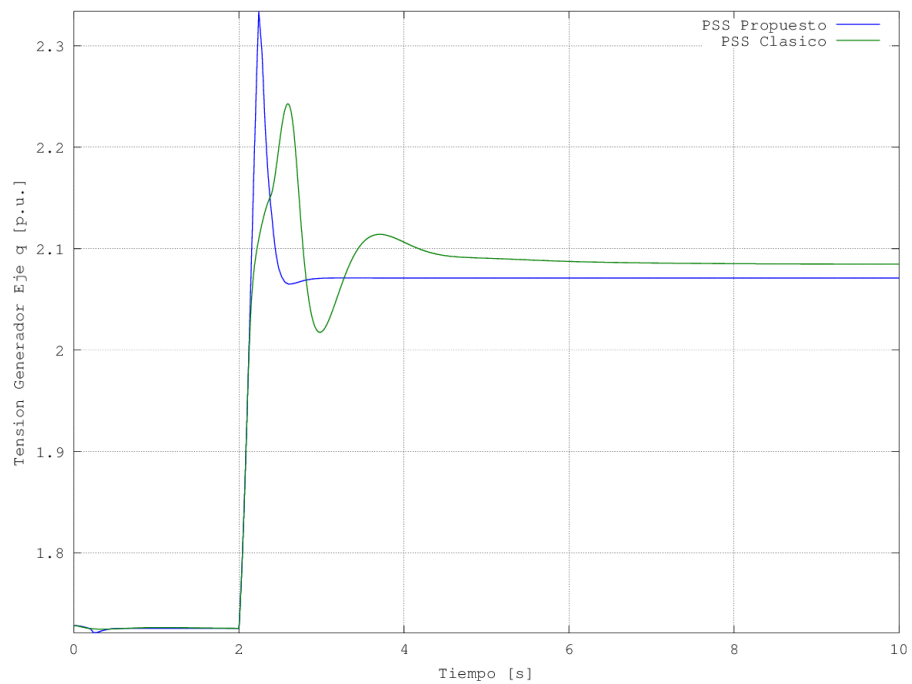


Figura 6.48: Respuesta de la tensión en el eje q del generador ante una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico

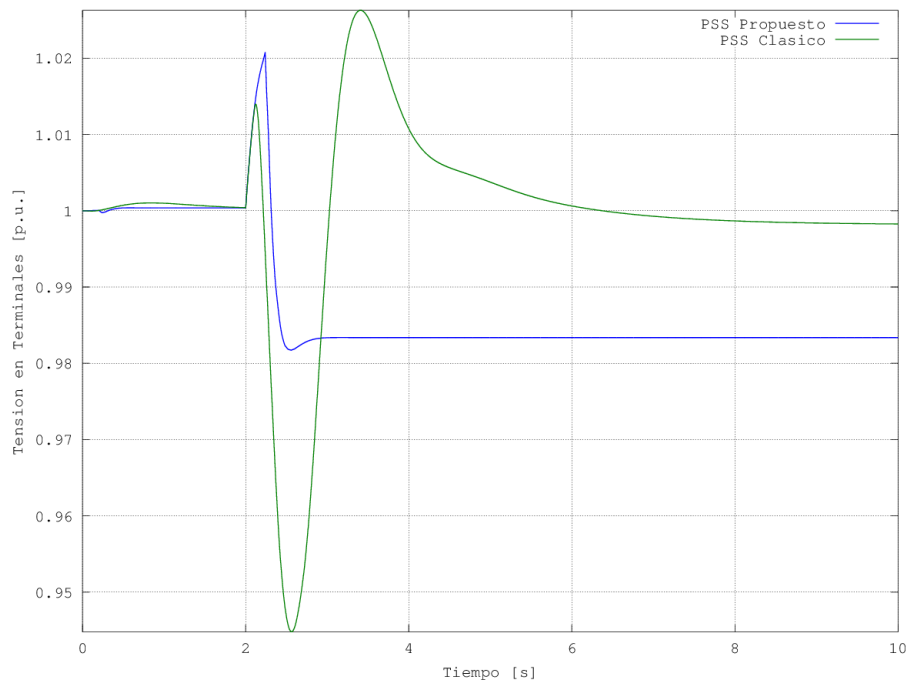


Figura 6.49: Respuesta de la tensión en terminales del generador ante una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico

En las figuras 6.50 y 6.51 se muestra la respuesta temporal de la potencia activa y la potencia reactiva en terminales del generador, junto con la variación del par mecánico, respectivamente.

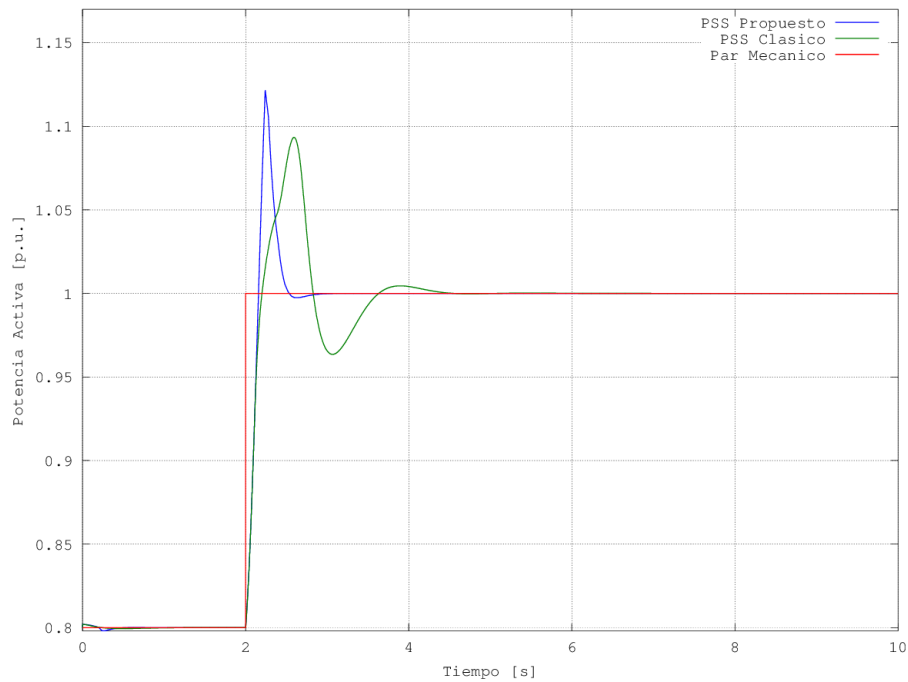


Figura 6.50: Respuesta de la potencia activa ante una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico

Se ha de mencionar que el generador funcionando con el PSS propuesto experimenta en este caso, mayores desvíos iniciales en la potencia activa y la potencia reactiva, que en el caso de funcionar con el PSS clásico. Por otro lado, en el caso del PSS propuesto, el régimen permanente se alcanza mucho más rápido y sin oscilaciones.

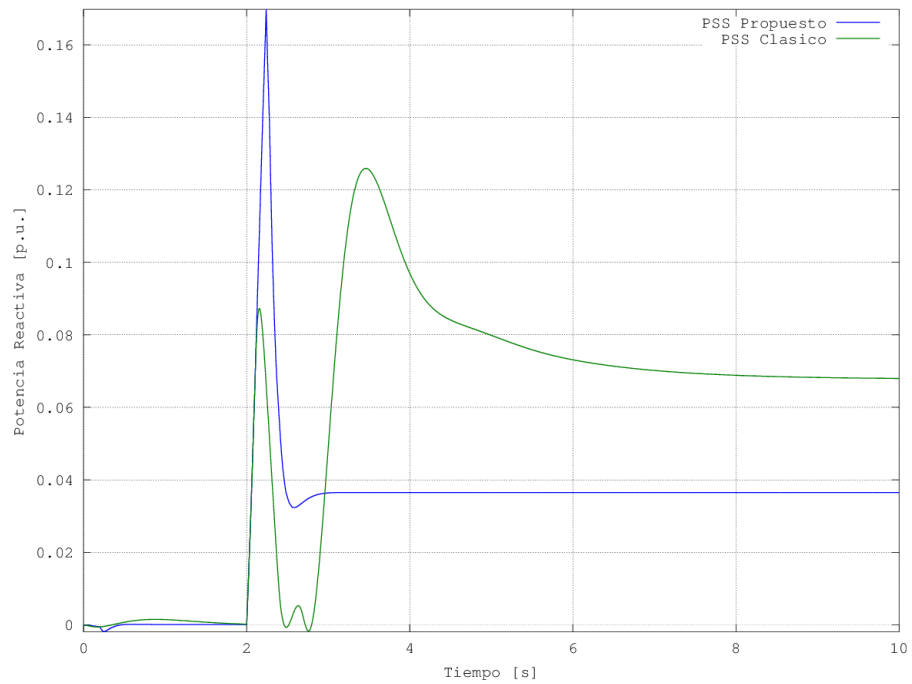


Figura 6.51: Respuesta de la potencia reactiva ante una variación de 0,2 p.u. en el par mecánico

6.5.3. Caso de estudio 3. Variación de la impedancia de la línea

Este caso de estudio consiste en modificar bruscamente la impedancia de la línea, con el objetivo de simular la desconexión de una de las líneas de transporte que une el generador con el nudo de potencia infinita. En el instante de tiempo $t=2$ segundos se produce la modificación de la impedancia, que pasa de $X_E = 0,4$ p.u. a $X_E = 0,6$ p.u.

Las condiciones iniciales del ensayo se muestran en la tabla 6.21.

Punto de trabajo inicial
Potencia activa $P_e = 1,0$ p.u.
Potencia reactiva $Q_e = 0,07$ p.u.
Tensión terminales $E_t = 1,0$ p.u.
Tensión nudo infinito $E_B = 1,05$ p.u.
Impedancia de la línea $R_E = 0,0$ p.u. $X_E = 0,4$ p.u.

Tabla 6.21: Condiciones iniciales de operación para una variación de la impedancia de la línea

En la figura 6.52 se muestra una comparativa entre la respuesta del desvío de velocidad del rotor con el PSS propuesto y la obtenida con el PSS clásico. Como se puede observar, debido al incremento de impedancia aplicado, inicialmente la intensidad a través de los terminales del generador se reduce de forma abrupta, lo cual provoca una reducción inmediata en el par eléctrico que da lugar a que el eje de la turbina experimente un desvío positivo de su velocidad. En el caso del PSS clásico se recupera lentamente con una característica dinámica oscilatoria subamortiguada, mientras que en el caso del PSS propuesto se recupera de forma rápida en una oscilación tras el desvío máximo.

En cuanto a la figura 6.53 se representa la tensión adicional suministrada por el PSS propuesto y la tensión adicional proporcionada por el PSS clásico, para corregir los respectivos desvíos de velocidad del rotor. En el caso del PSS clásico la acción de control posee un carácter oscilatorio de gran amplitud que alcanza en cada oscilación los valores de saturación de $-0,05$ p.u. y $0,05$ p.u., llegando tras la quinta saturación a un valor estable tras un periodo largo de tiempo. Esto da lugar a una corrección del desvío de velocidad con la misma característica dinámica, tal y como se observa en la figura 6.52. Por otro lado, el PSS propuesto genera un conjunto de acciones de control de elevado valor que llegan a los valores de saturación, para a partir de la tercera saturación ir reduciendo su magnitud de forma rápida hasta el estado estacionario.

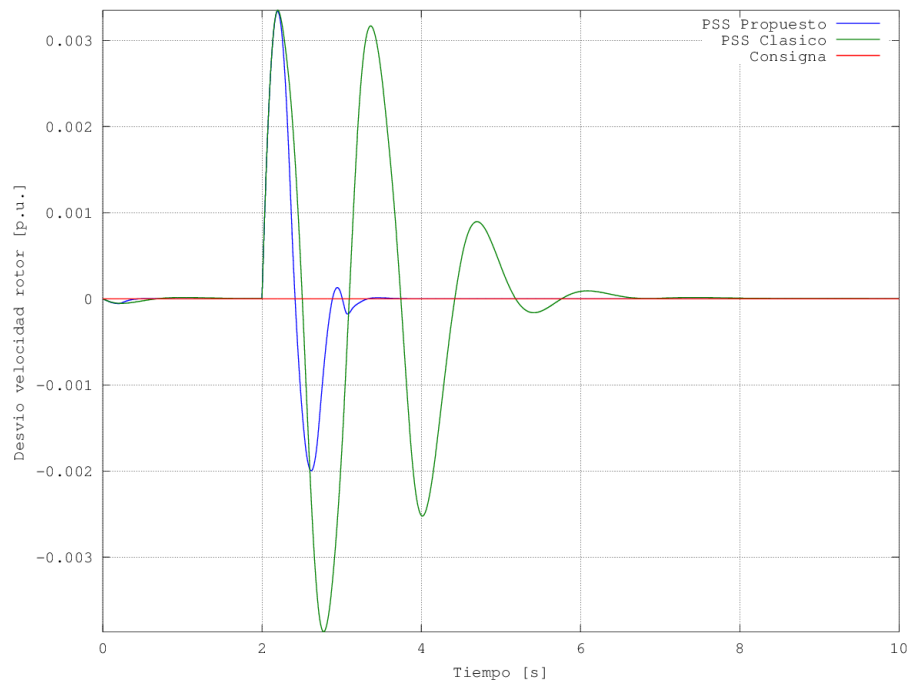


Figura 6.52: Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante una variación de la impedancia de la línea

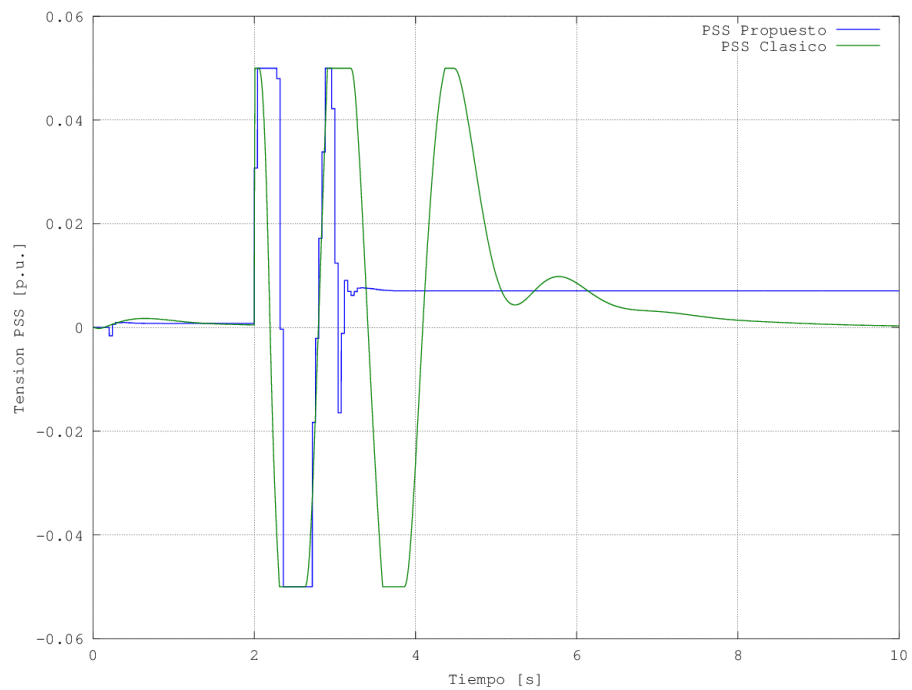


Figura 6.53: Tensión suministrada por el PSS ante una variación de la impedancia de la línea

La consecuencia de los resultados mostrados en las figuras 6.52 y 6.53 se presenta en la figura 6.54, donde se muestra la comparativa entre la respuesta del ángulo de carga con el PSS propuesto

y el PSS clásico. De aquí se desprende que con el PSS propuesto la evolución dinámica del ángulo de carga se efectúa de forma rápida con una única oscilación inicial, de menor amplitud que la presentada para el caso del PSS clásico; el cual presenta una evolución del ángulo de carga con oscilaciones de gran amplitud que se amortiguan tras pasar un largo tiempo.

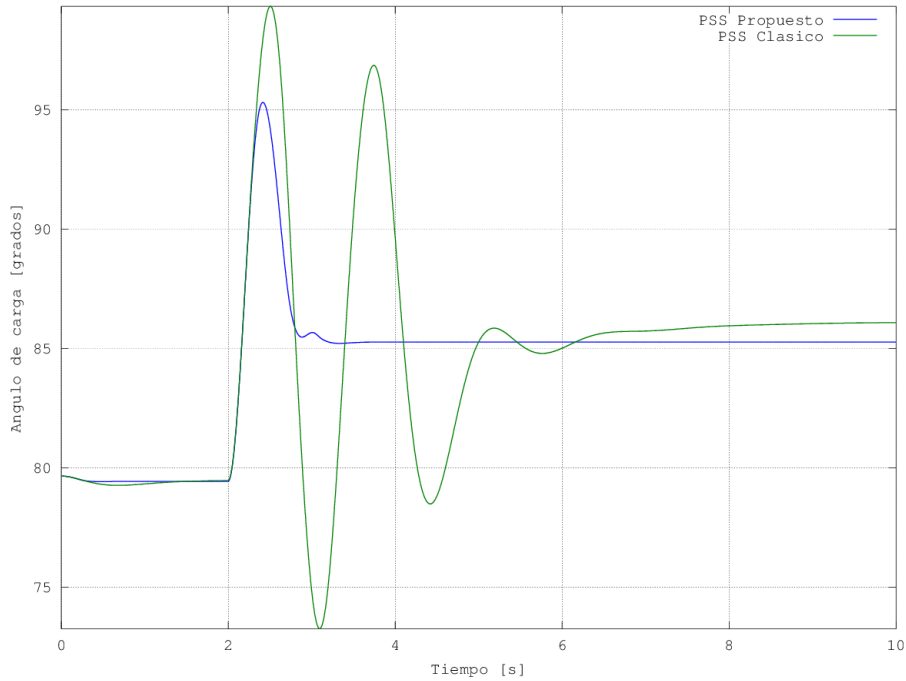


Figura 6.54: Respuesta del ángulo de carga ante una variación de la impedancia de la línea

En la tabla 6.22 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos con ambos estabilizadores de potencia, en donde se observa que el rendimiento del control efectuado por el PSS propuesto supera al realizado por el PSS clásico.

	Desvío de velocidad del rotor		Ángulo de carga
	Desviación estándar	Tiempo corrección [s]	Tiempo corrección [s]
PSS Clásico	0,001132	6,343	7,695
PSS Propuesto	0,000561	1,635	1,594
Mejora [%]	50,41	74,22	79,29

Tabla 6.22: Comparativa de resultados para una variación de la impedancia de la línea

El carácter adaptativo que posee el PSS propuesto es la razón principal por la cual mejora el rendimiento en el control. En la figura 6.55 se presenta la evolución del error de estimación a posteriori en todo el horizonte de estudio, a partir del cual varían los parámetros de modelo adaptativo-predictivo del PSS propuesto, tal y como se muestra en las figuras 6.56 y 6.57.

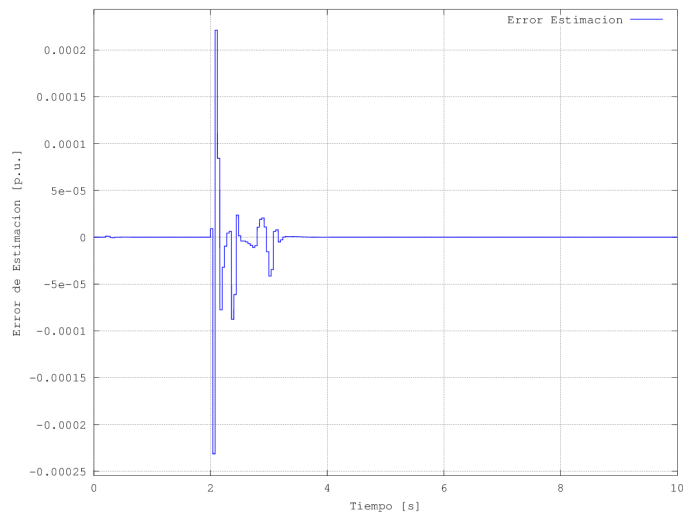


Figura 6.55: Error de estimación a posteriori en el caso de una variación de la impedancia de la línea

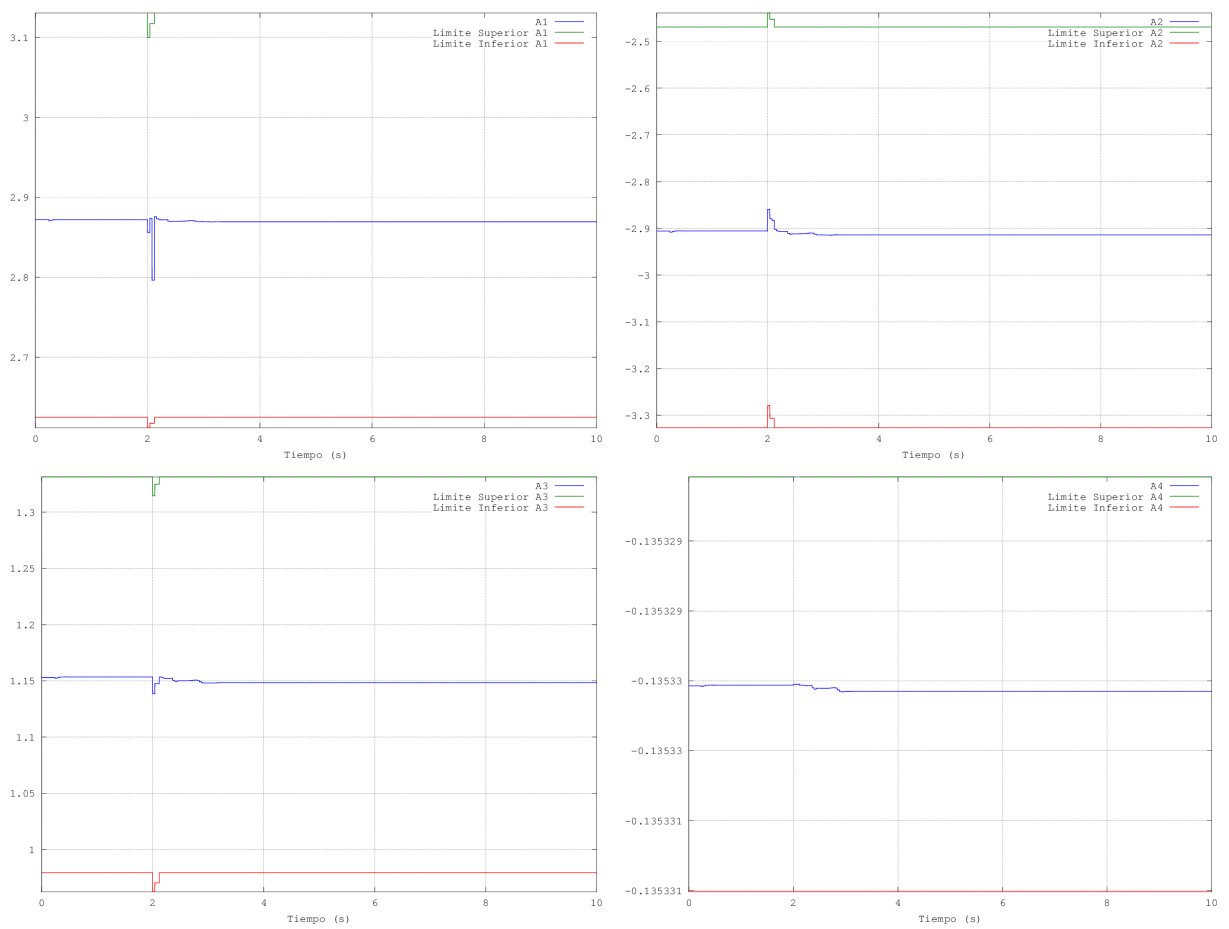


Figura 6.56: Adaptación de los parámetros \hat{a}_1 , \hat{a}_2 , \hat{a}_3 y \hat{a}_4 en el caso de una variación de la impedancia de la línea

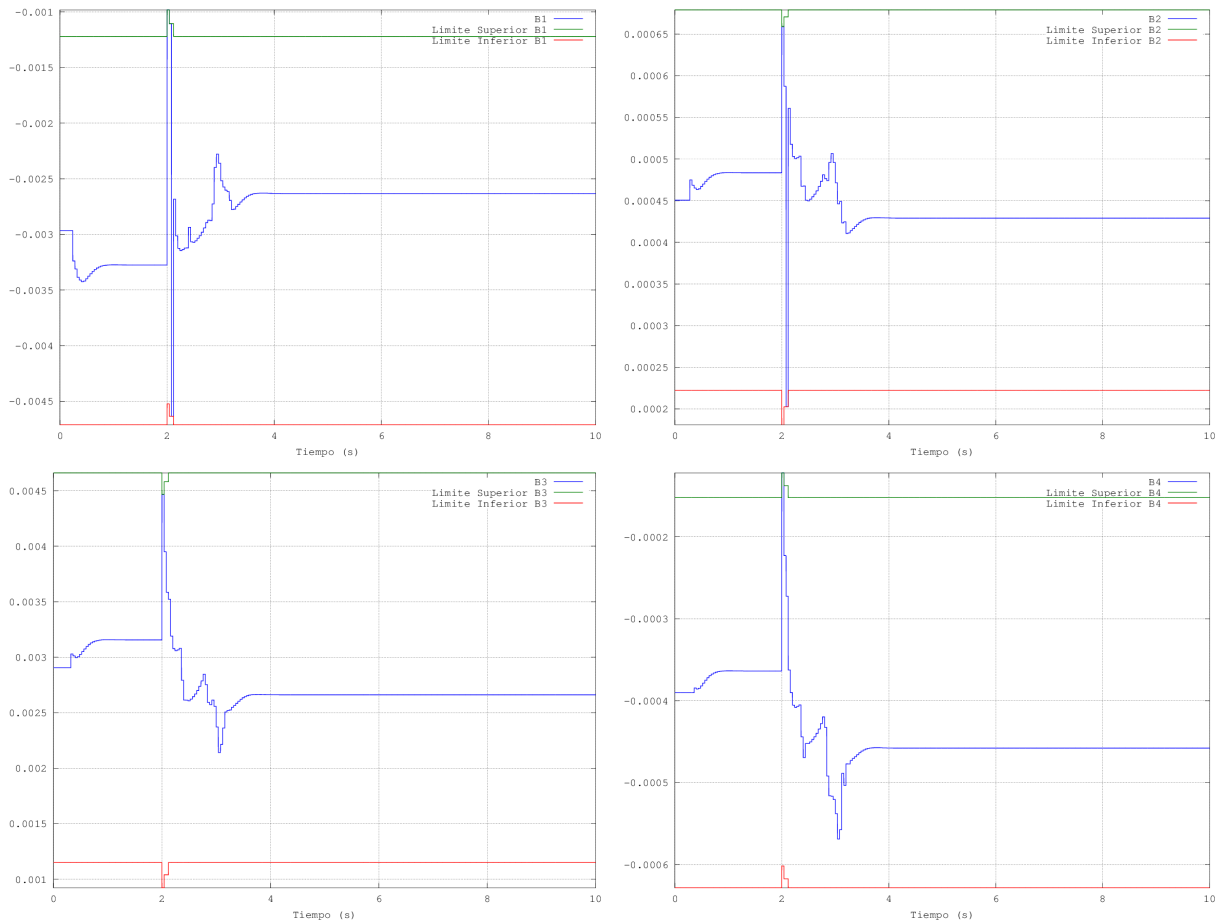


Figura 6.57: Adaptación de los parámetros \hat{b}_1 , \hat{b}_2 , \hat{b}_3 y \hat{b}_4 en el caso de una variación de la impedancia de la línea

En las figuras 6.58 a 6.60 se presentan las evoluciones temporales de la tensión de excitación, la tensión del generador en el eje q y la tensión en terminales para ambos estabilizadores de potencia, PSS propuesto y PSS clásico, respectivamente.

De la figura 6.58 se desprende que para el caso del PSS propuesto la tensión de excitación alcanza su valor de saturación de 6 p.u. en dos ocasiones, llegando posteriormente a su valor en régimen permanente de forma rápida. Por otro lado, para el caso del PSS clásico, la evolución de la tensión de excitación llega dos veces a su valor de saturación superior, para continuar con un carácter oscilatorio que precisa de mayor tiempo para alcanzar su estado estable en régimen permanente.

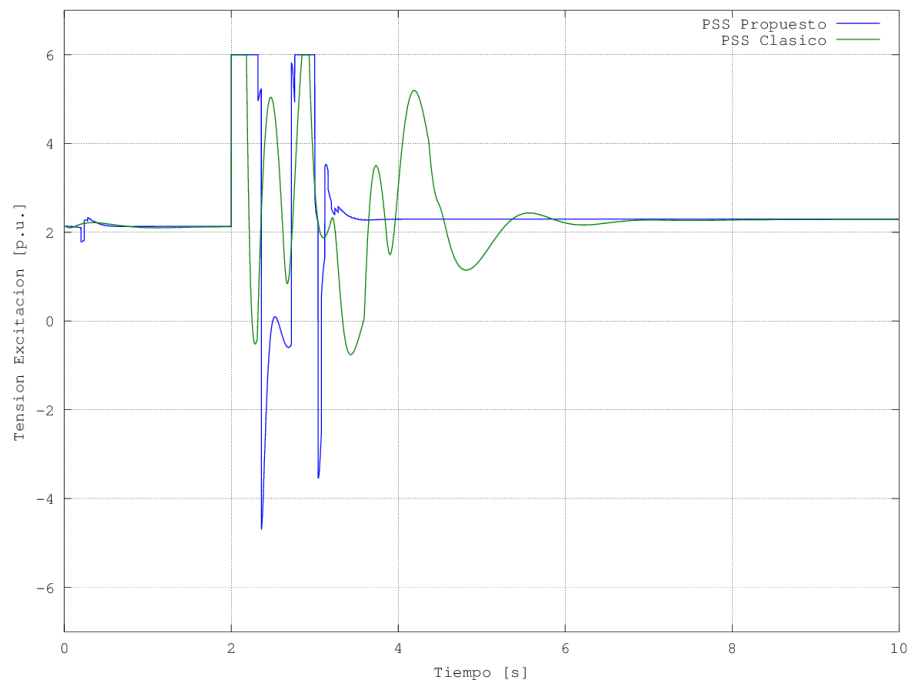


Figura 6.58: Respuesta de la tensión de excitación ante una variación de la impedancia de la línea

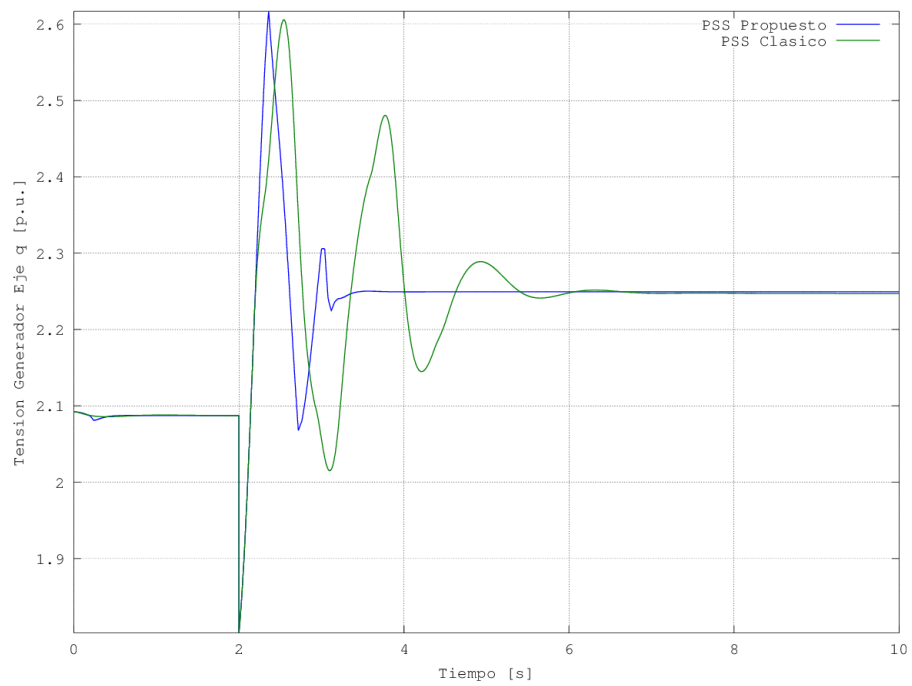


Figura 6.59: Respuesta de la tensión en el eje q del generador ante una variación de la impedancia de la línea

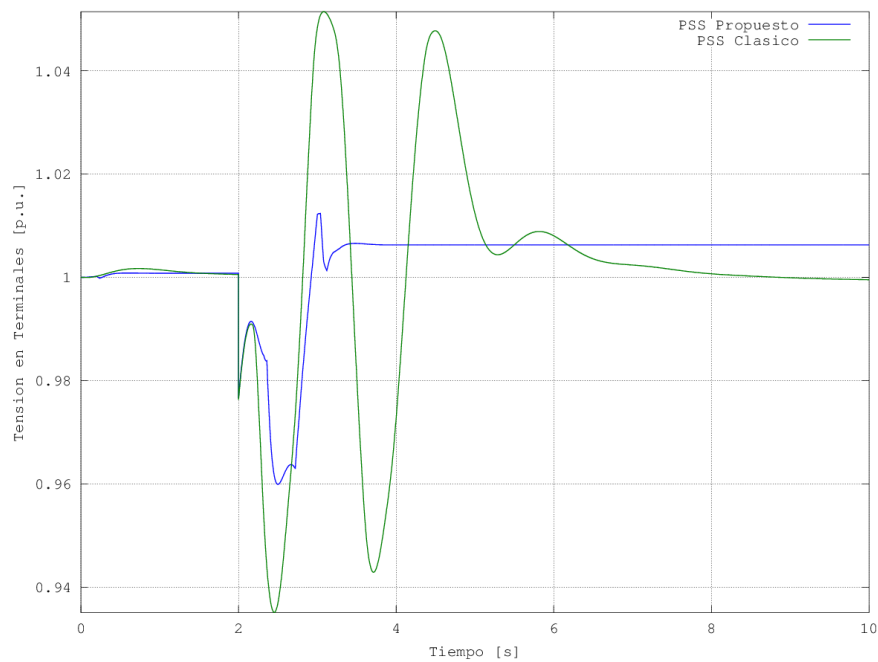


Figura 6.60: Respuesta de la tensión en terminales del generador ante una variación de la impedancia de la línea

En las figuras 6.61 y 6.62 se muestra la respuesta temporal de la potencia activa y la potencia reactiva en terminales del generador, respectivamente.

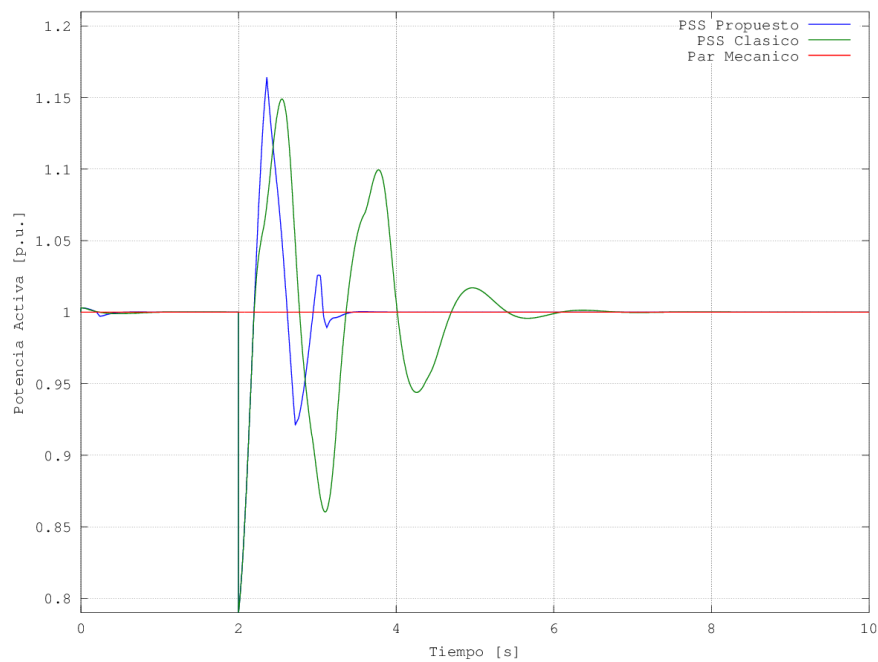


Figura 6.61: Respuesta de la potencia activa ante una variación de la impedancia de la línea

Se ha de mencionar que el generador funcionando con el PSS propuesto experimenta en este caso, unos mayores desvíos iniciales en la potencia activa y en la potencia reactiva, que en el caso de funcionar con el PSS clásico. Por otro lado, con el PSS propuesto, el régimen permanente se alcanza mucho más rápido y con un menor número de oscilaciones.

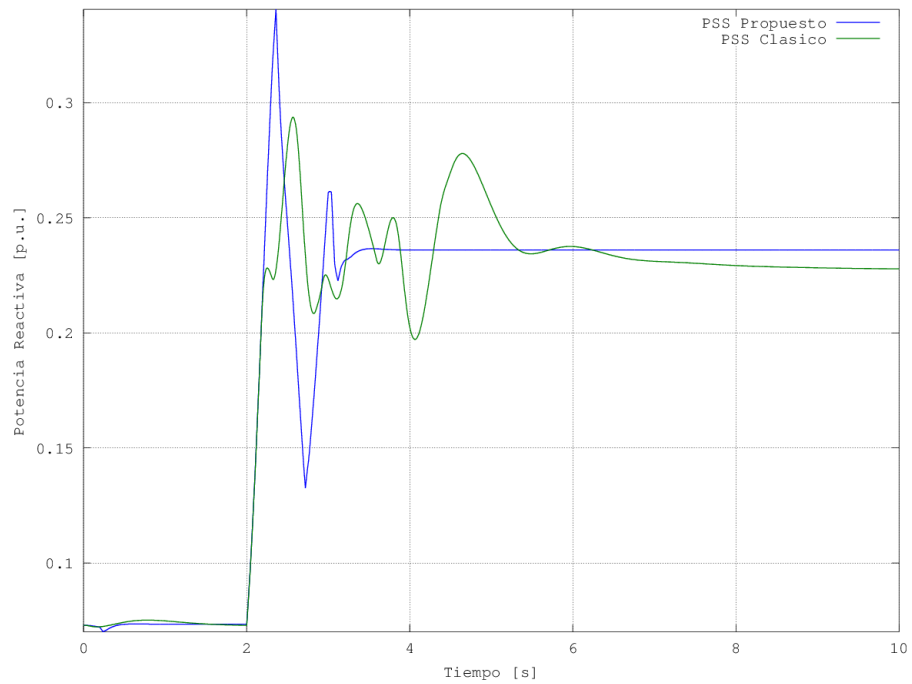


Figura 6.62: Respuesta de la potencia reactiva ante una variación de la impedancia de la línea

6.5.4. Caso de estudio 4. Variación de la tensión en el nudo de potencia infinita

Este caso de estudio consiste en modificar de forma brusca la tensión del nudo de potencia infinita, con el objetivo de simular un escenario en el cual se produce la conexión de reactancias que provocan la disminución en el perfil de tensiones de la red. En el instante de tiempo $t=2$ segundos se produce la modificación de la tensión en el nudo de potencia infinita, que pasa de $E_B = 1,05$ p.u. a $E_B = 1,0$ p.u.

Las condiciones iniciales del ensayo se muestran en la tabla 6.23.

Punto de trabajo inicial
Potencia activa $P_e = 1,0$ p.u.
Potencia reactiva $Q_e = 0,07$ p.u.
Tensión terminales $E_t = 1,0$ p.u.
Tensión nudo infinito $E_B = 1,05$ p.u.
Impedancia de la línea $R_E = 0,0$ p.u. $X_E = 0,4$ p.u.

Tabla 6.23: Condiciones iniciales de operación para una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita

En la figura 6.63 se muestra una comparativa entre la respuesta del desvío de velocidad del rotor con el PSS propuesto y la obtenida con el PSS clásico. Como se puede observar, debido al decremento de tensión aplicado, inicialmente la intensidad a través de los terminales del generador se reduce de forma abrupta, lo cual provoca una reducción inmediata en el par eléctrico que da lugar a que el eje de la turbina experimente un desvío positivo de su velocidad. En el caso del PSS clásico se recupera lentamente con una característica dinámica oscilatoria subamortiguada, mientras que en el caso del PSS propuesto se recupera, tras el desvío máximo, de forma rápida en una única oscilación.

En cuanto a la figura 6.64 se representa la tensión adicional suministrada por el PSS propuesto y la tensión adicional proporcionada por el PSS clásico, para corregir los respectivos desvíos de velocidad del rotor. En el caso del PSS clásico, la acción de control es suave y oscilatoria hasta alcanzar un valor estable. Esto da lugar a una corrección del desvío de velocidad con la misma característica dinámica, tal y como se observa en la figura 6.63. Por otro lado, el PSS propuesto genera un conjunto de acciones de control de elevado valor que llegan a los valores de saturación de $0,05$ p.u. y $-0,05$ p.u., con el objetivo de corregir lo antes posible el desvío de velocidad, para posteriormente ir reduciendo su magnitud de forma rápida hasta el estado estacionario.

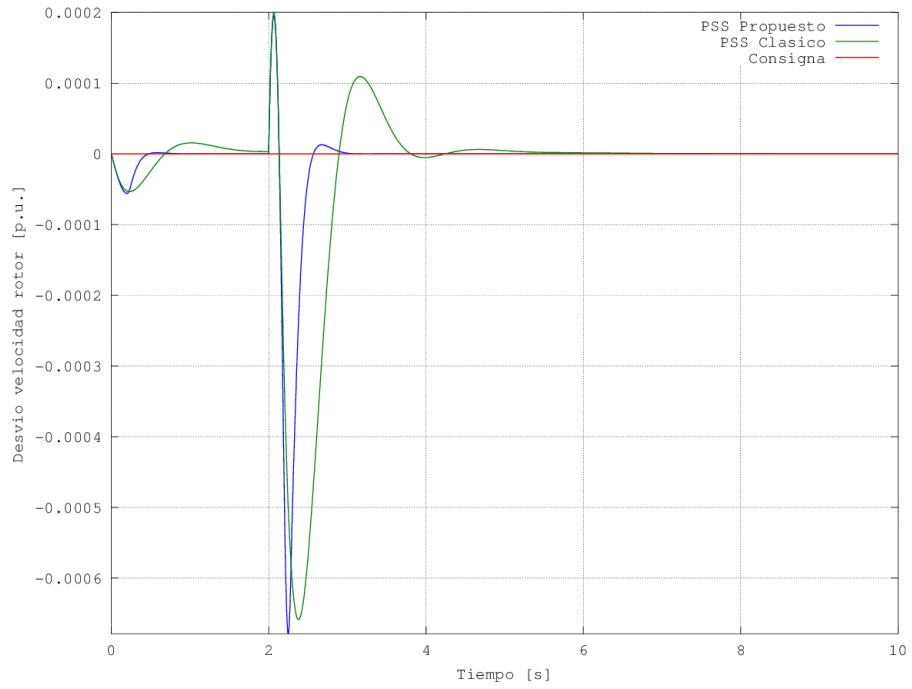


Figura 6.63: Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita

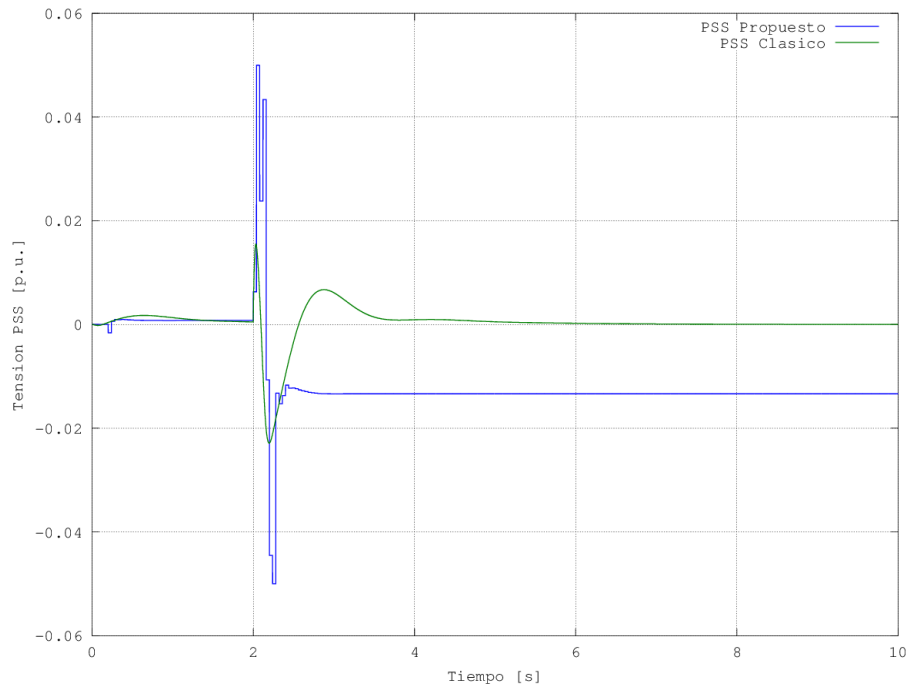


Figura 6.64: Tensión suministrada por el PSS ante una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita

La consecuencia de los resultados mostrados en las figuras 6.63 y 6.64 se presenta en la figura

6.65, donde se muestra la comparativa entre la respuesta del ángulo de carga con el PSS propuesto y el PSS clásico. De aquí se desprende que para ambos estabilizadores de potencia se produce un desvío inicial positivo. A partir de éste, con el PSS propuesto la evolución dinámica del ángulo de carga se efectúa de forma rápida y sin oscilaciones, mientras que en el caso del PSS clásico, dicha evolución es más pronunciada y lenta junto con un carácter oscilatorio que se atenúa con el tiempo.

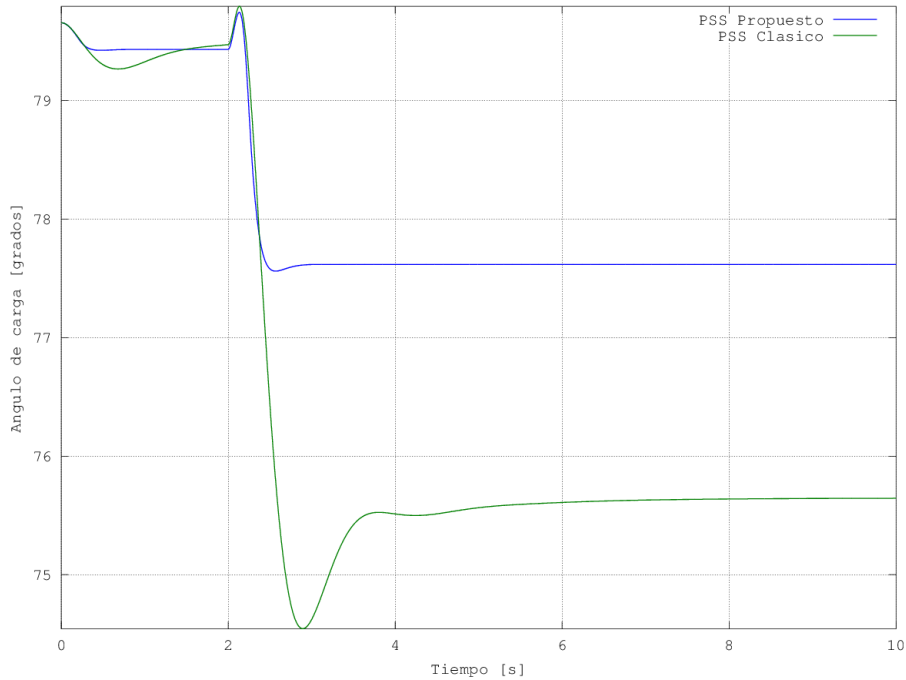


Figura 6.65: Respuesta del ángulo de carga ante una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita

En la tabla 6.24 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos con ambos estabilizadores de potencia, en donde el rendimiento del control del PSS propuesto supera al del PSS clásico.

	Desvío de velocidad del rotor		Ángulo de carga
	Desviación estándar	Tiempo corrección [s]	Tiempo corrección [s]
PSS Clásico	0,000123	2,940	5,461
PSS Propuesto	0,000076	0,858	0,832
Mejora [%]	37,79	70,82	84,76

Tabla 6.24: Comparativa de resultados para una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita

El carácter adaptativo que posee el PSS propuesto es la razón principal por la cual mejora el rendimiento en el control. En la figura 6.66 se presenta la evolución del error de estimación a posteriori en todo el horizonte de estudio, a partir del cual varían los parámetros de modelo adaptativo-predictivo del PSS propuesto, tal y como se muestra en las figuras 6.67 y 6.68.

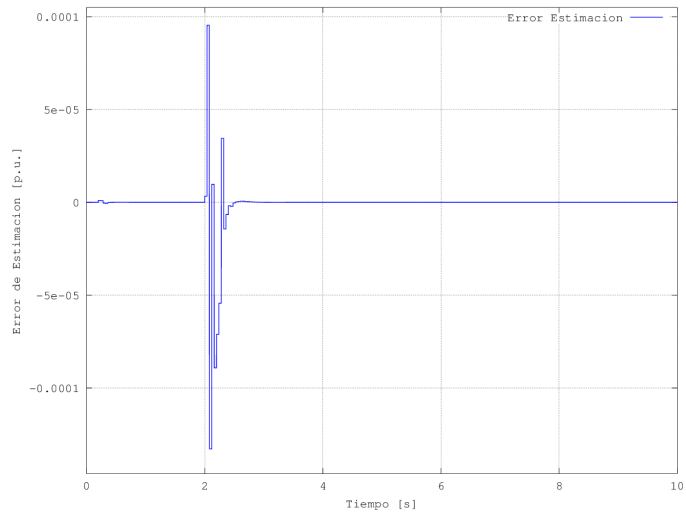


Figura 6.66: Error de estimación a posteriori en el caso de una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita

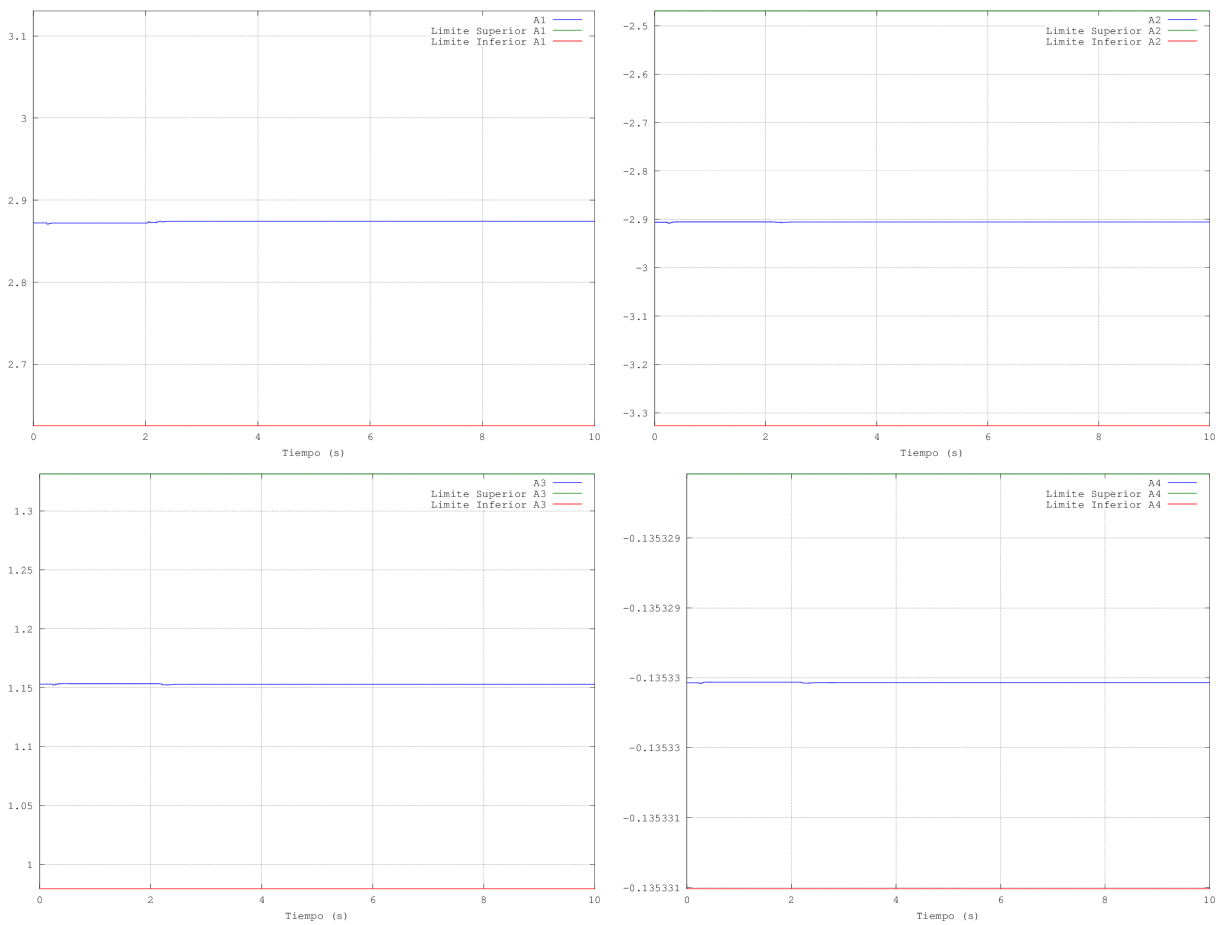


Figura 6.67: Adaptación de los parámetros \hat{a}_1 , \hat{a}_2 , \hat{a}_3 y \hat{a}_4 en el caso de una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita

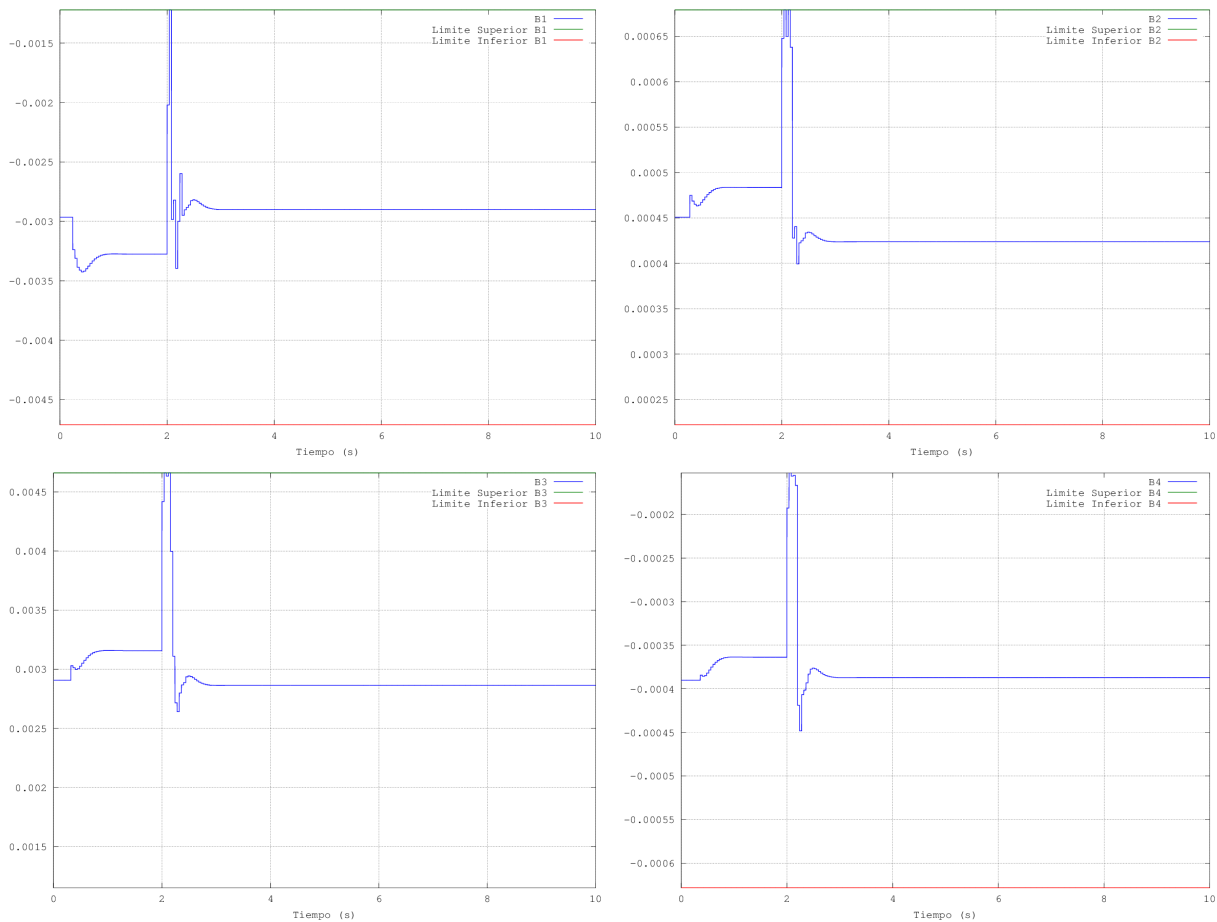


Figura 6.68: Adaptación de los parámetros \hat{b}_1 , \hat{b}_2 , \hat{b}_3 y \hat{b}_4 en el caso de una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita

En las figuras 6.69 a 6.71 se presentan las evoluciones temporales de la tensión de excitación, la tensión del generador en el eje q y la tensión en terminales para ambos estabilizadores de potencia, PSS propuesto y PSS clásico, respectivamente.

De la figura 6.69 se desprende que para el caso del PSS propuesto la tensión de excitación alcanza inicialmente su valor de saturación de 6 p.u., momento en el cual se va reduciendo su magnitud de forma progresiva hasta llegar a su valor en régimen permanente, proceso que se efectúa rápidamente. Por otro lado, para el caso del PSS clásico, la evolución de la tensión de excitación experimenta en un primer momento una saturación a 6 p.u. para continuar con un carácter oscilatorio hasta su estado estable en régimen permanente.

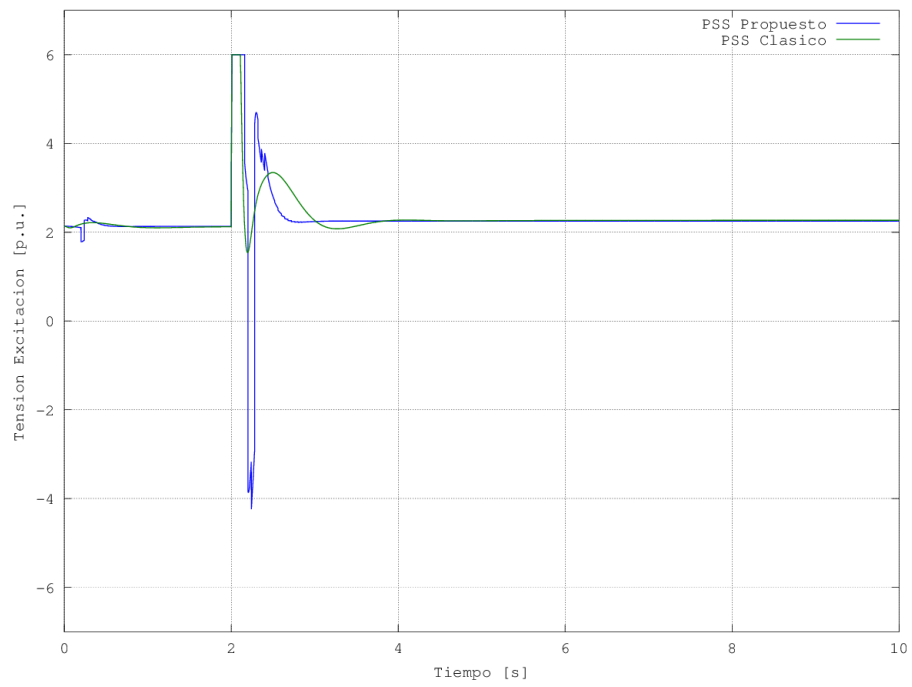


Figura 6.69: Respuesta de la tensión de excitación ante una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita

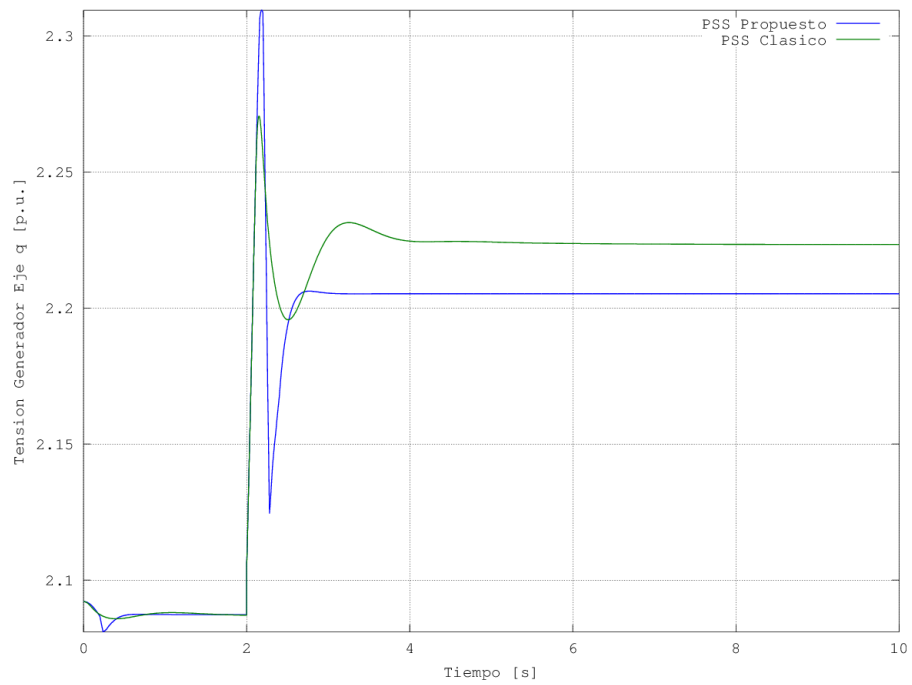


Figura 6.70: Respuesta de la tensión en el eje q del generador ante una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita

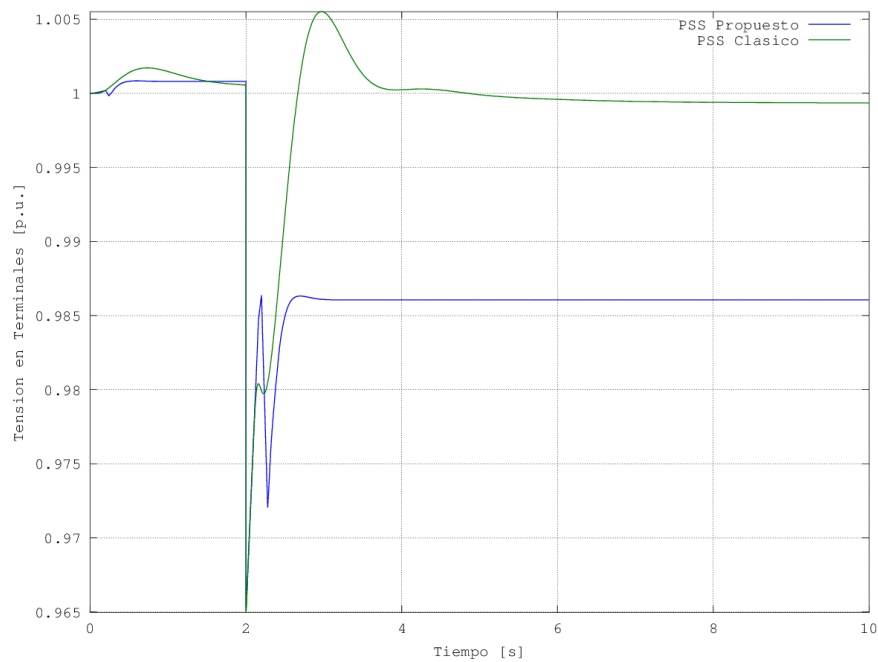


Figura 6.71: Respuesta de la tensión en terminales del generador ante una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita

En las figuras 6.72 y 6.73 se muestra la respuesta temporal de la potencia activa y la potencia reactiva en terminales del generador, respectivamente.

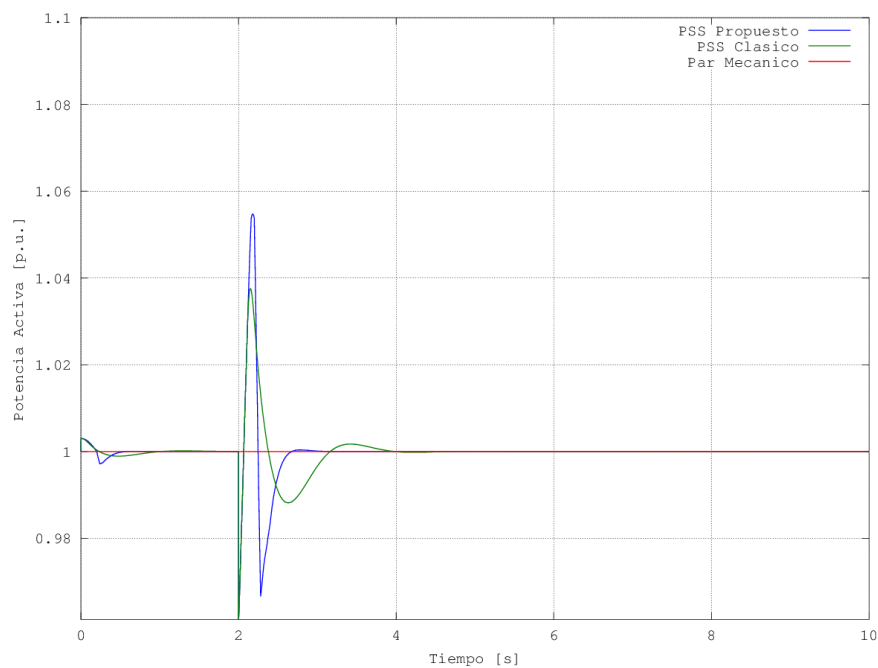


Figura 6.72: Respuesta de la potencia activa ante una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita

Se ha de mencionar que el generador funcionando con el PSS propuesto experimenta en este caso, unos mayores desvíos iniciales en la potencia activa y en la potencia reactiva que en el caso de funcionar con el PSS clásico. Por otro lado, con el PSS propuesto, el régimen permanente se alcanza mucho más rápido y en un menor número de oscilaciones.

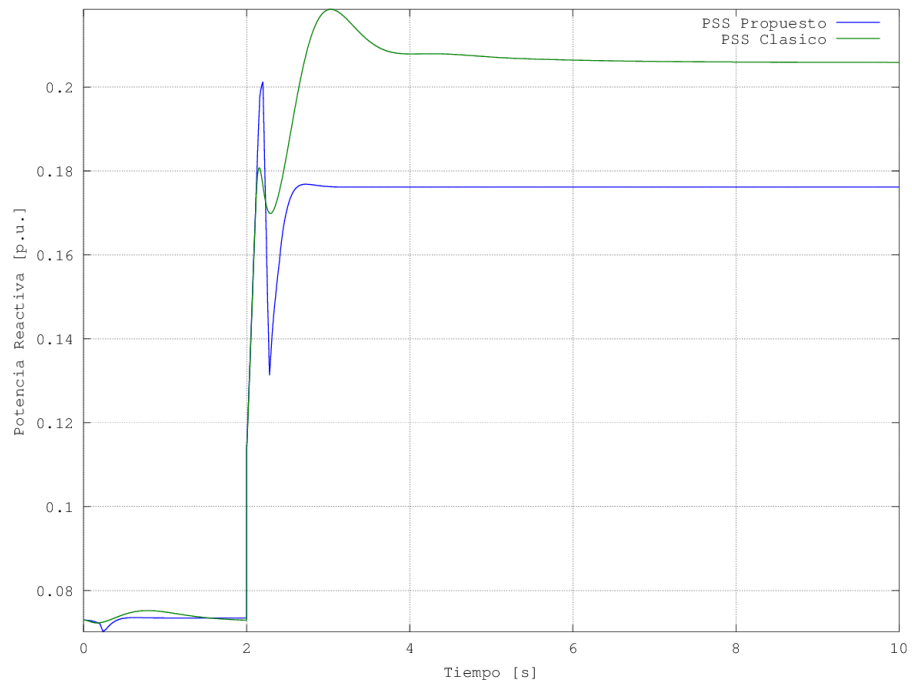


Figura 6.73: Respuesta de la potencia reactiva ante una variación de la tensión en el nudo de potencia infinita

6.5.5. Caso de estudio 5. Cortocircuito en terminales del generador

Este caso de estudio consiste en la aplicación de un cortocircuito trifásico en terminales del generador en el instante de tiempo $t=2$ segundos, el cual es despejado en tres ciclos (60 ms).

Las condiciones iniciales del ensayo se muestran en la tabla 6.25.

Punto de trabajo inicial
Potencia activa $P_e = 0,9$ p.u.
Potencia reactiva $Q_e = 0,034$ p.u.
Tensión terminales $E_t = 1,0$ p.u.
Tensión nudo infinito $E_B = 1,05$ p.u.
Impedancia de la línea $R_E = 0,0$ p.u. $X_E = 0,4$ p.u.

Tabla 6.25: Condiciones iniciales de operación ante un cortocircuito en terminales del generador

En la figura 6.74 se muestra una comparativa entre la respuesta del desvío de velocidad del rotor con el PSS propuesto y la obtenida con el PSS clásico. Como se puede observar, debido al cortocircuito, la tensión en los terminales del generador se anula, lo cual provoca una anulación en el par eléctrico que da lugar a que el eje de la turbina se acelere experimentando un desvío positivo de su velocidad. Ambos estabilizadores de potencia dan lugar a una respuesta oscilatoria subamortiguada. En comparación, el empleo del PSS propuesto da lugar a una respuesta más rápida, con menor número de oscilaciones y de menor amplitud cada una de ellas.

En cuanto a la figura 6.75 se representa la tensión adicional suministrada por el PSS propuesto y la tensión adicional proporcionada por el PSS clásico, para corregir los respectivos desvíos de velocidad del rotor. En el caso del PSS clásico, la acción de control alcanza sus valores de saturación de $-0,05$ p.u. y $0,05$ p.u. durante 4 segundos tras el cortocircuito, para continuar con una característica oscilatoria que se atenúa hasta alcanzar su valor en régimen permanente. Esto da lugar a una corrección del desvío de velocidad con la misma característica dinámica, tal y como se observa en la figura 6.74. Por otro lado, el PSS propuesto, durante un segundo y medio después del cortocircuito, genera un conjunto de acciones de control de elevado valor que llegan a los valores de saturación de $-0,05$ p.u. y $0,05$ p.u., para posteriormente ir reduciendo su magnitud de forma rápida hasta el estado estacionario.

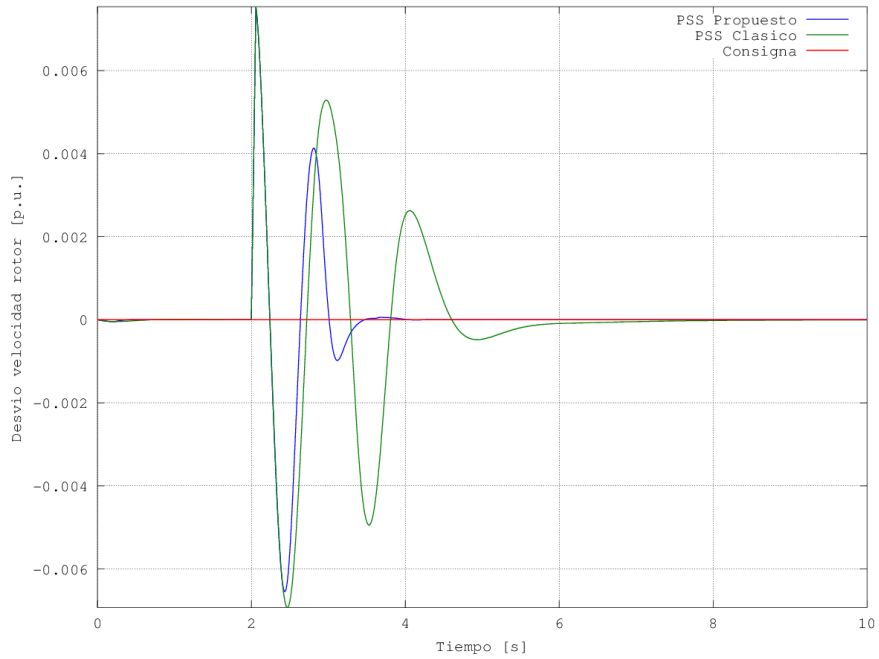


Figura 6.74: Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante un cortocircuito en terminales del generador

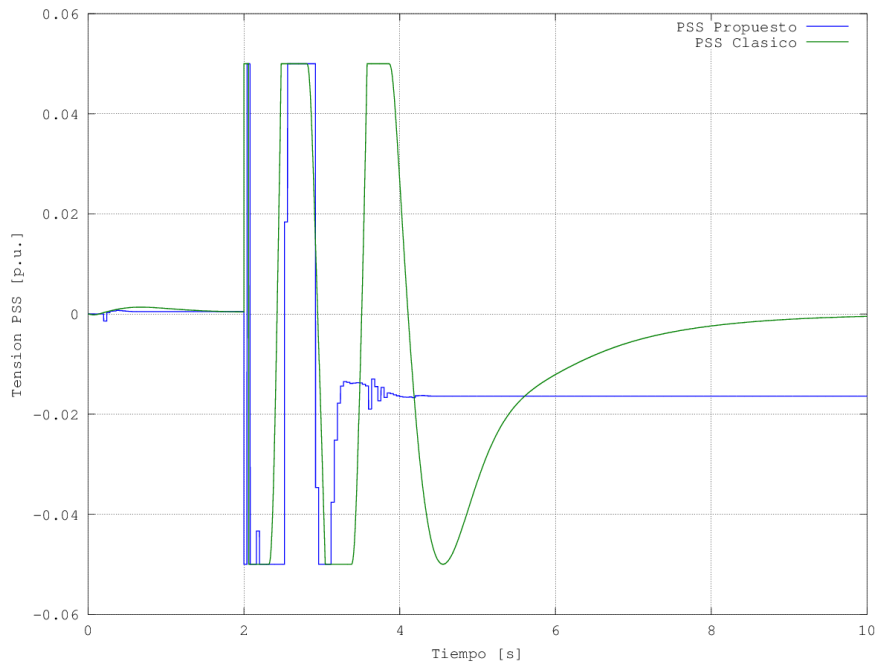


Figura 6.75: Tensión suministrada por el PSS ante un cortocircuito en terminales del generador

La consecuencia de los resultados mostrados en las figuras 6.74 y 6.75 se presenta en la figura 6.76, donde se muestra la comparativa entre la respuesta del ángulo de carga con el PSS propuesto y el PSS clásico. De aquí se desprende que con el PSS propuesto la evolución dinámica del ángulo de

carga se efectúa de forma rápida tras dos oscilaciones, mientras que en el caso del PSS clásico, dicha evolución se realiza de forma lenta con un mayor número de oscilaciones que en el caso anterior.

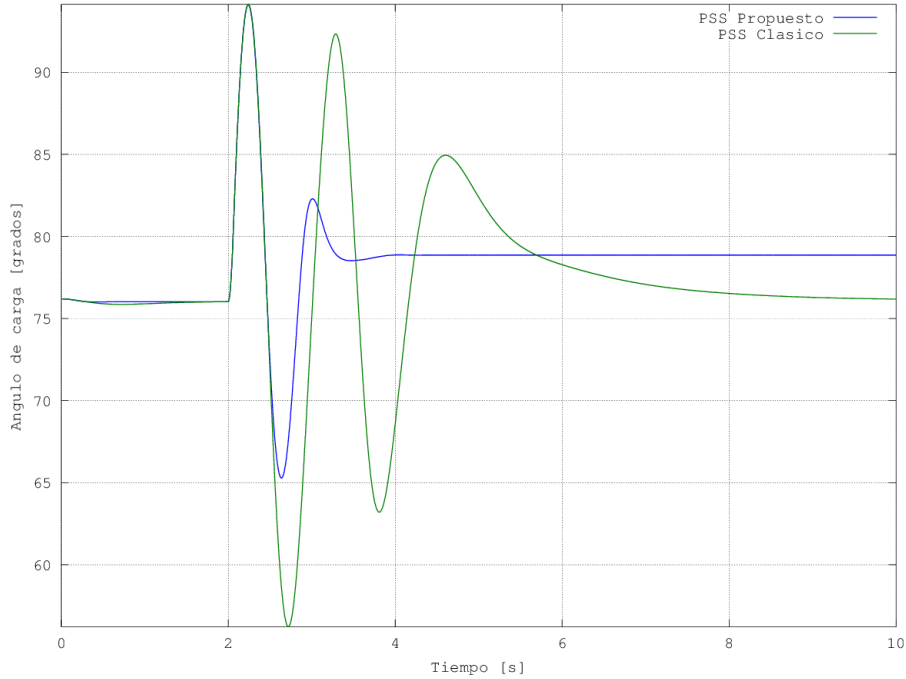


Figura 6.76: Respuesta del ángulo de carga ante un cortocircuito en terminales del generador

En la tabla 6.26 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos con ambos estabilizadores de potencia, en donde se observa que el rendimiento del control efectuado por el PSS propuesto supera al realizado por el PSS clásico.

	Desvío de velocidad del rotor		Ángulo de carga
	Desviación estándar	Tiempo corrección [s]	Tiempo corrección [s]
PSS Clásico	0,001850	7,657	7,860
PSS Propuesto	0,001294	2,182	1,945
Mejora [%]	30,08	71,50	75,25

Tabla 6.26: Comparativa de resultados para un cortocircuito en terminales del generador

El carácter adaptativo que posee el PSS propuesto es la razón principal por la cual mejora el rendimiento en el control. En la figura 6.77 se presenta la evolución del error de estimación a posteriori en todo el horizonte de estudio, a partir del cual varían los parámetros de modelo adaptativo-predictivo del PSS propuesto, tal y como se muestra en las figuras 6.78 y 6.79.

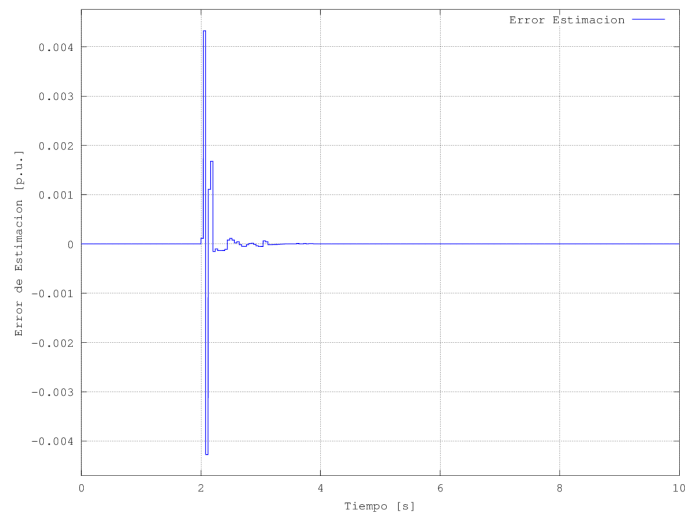


Figura 6.77: Error de estimación a posteriori en el caso de un cortocircuito en terminales del generador

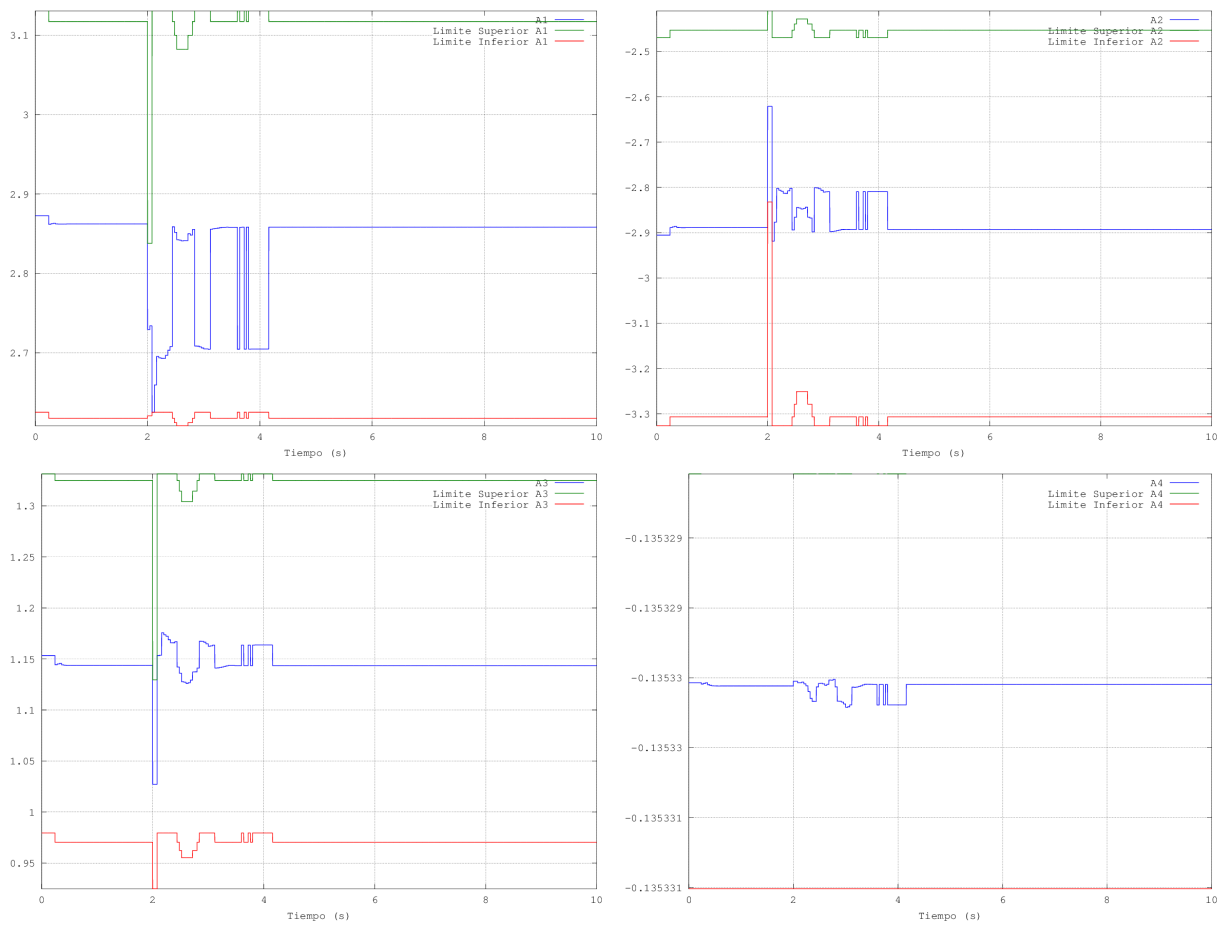


Figura 6.78: Adaptación de los parámetros \hat{a}_1 , \hat{a}_2 , \hat{a}_3 y \hat{a}_4 en el caso de un cortocircuito en terminales del generador

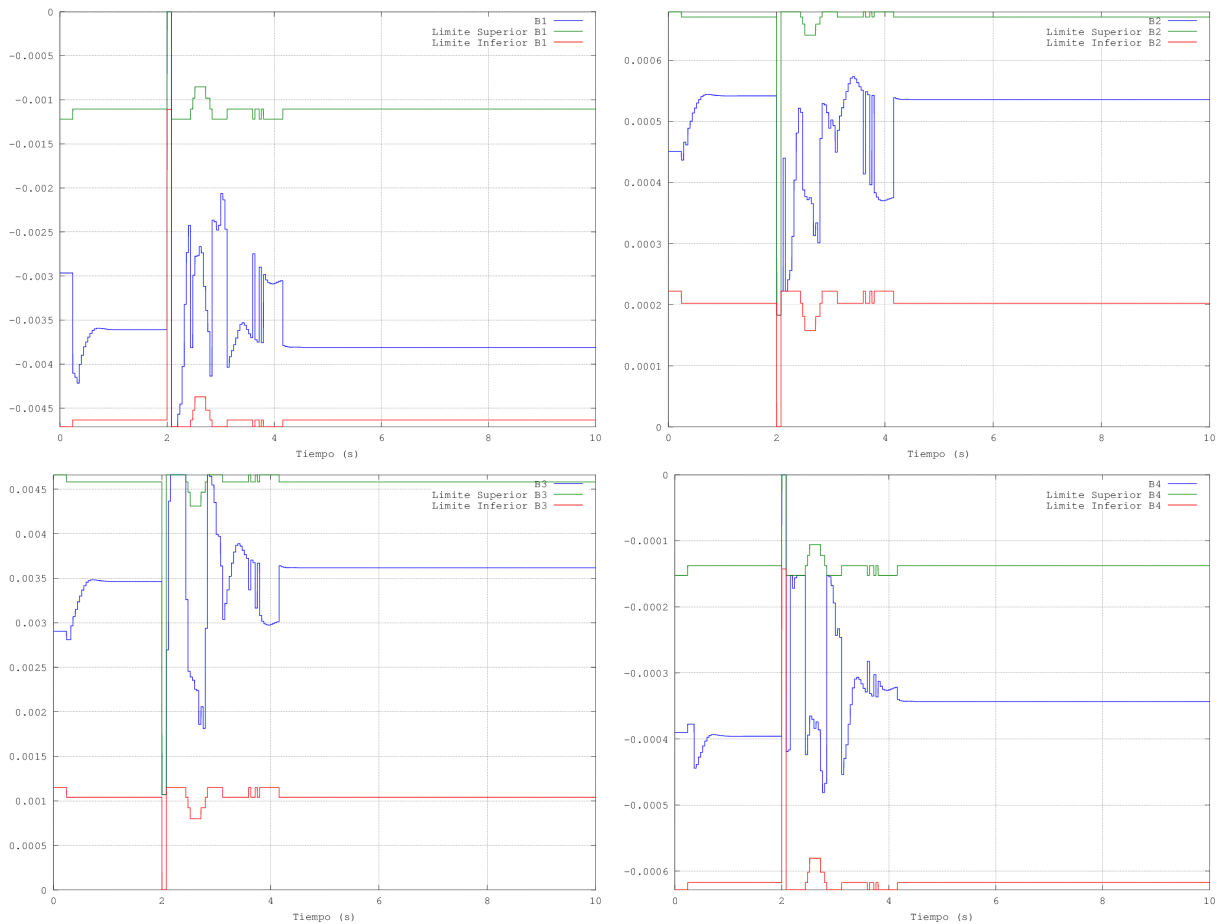


Figura 6.79: Adaptación de los parámetros \hat{b}_1 , \hat{b}_2 , \hat{b}_3 y \hat{b}_4 en el caso de un cortocircuito en terminales del generador

En las figuras 6.80 a 6.82 se presentan las evoluciones temporales de la tensión de excitación, la tensión del generador en el eje q y la tensión en terminales para ambos estabilizadores de potencia, PSS propuesto y PSS clásico, respectivamente.

De la figura 6.80 se desprende que para ambos estabilizadores de potencia la tensión de excitación alcanza sus valores de saturación de 6 p.u. y -6 p.u., llegando el PSS propuesto más rápido a su valor en régimen permanente que el PSS clásico, el cual da lugar a una respuesta con un carácter oscilatorio.

En las figuras 6.81 y 6.82, debido al cortocircuito en terminales del generador, se observa que para ambos estabilizadores de potencia la tensión en el eje q del generador se incrementa de forma drástica por encima de 4,5 p.u., mientras que la tensión en terminales alcanza de forma súbita un valor igual a 0,0 p.u.. Dichas tensiones permanecen en sus respectivos valores hasta que el cortocircuito es despejado, momento en el cual debido a las acciones de control emitidas por los respectivos PSS, se estabilizan hasta su valor en régimen permanente, siendo la estabilización más rápida mediante el PSS propuesto.

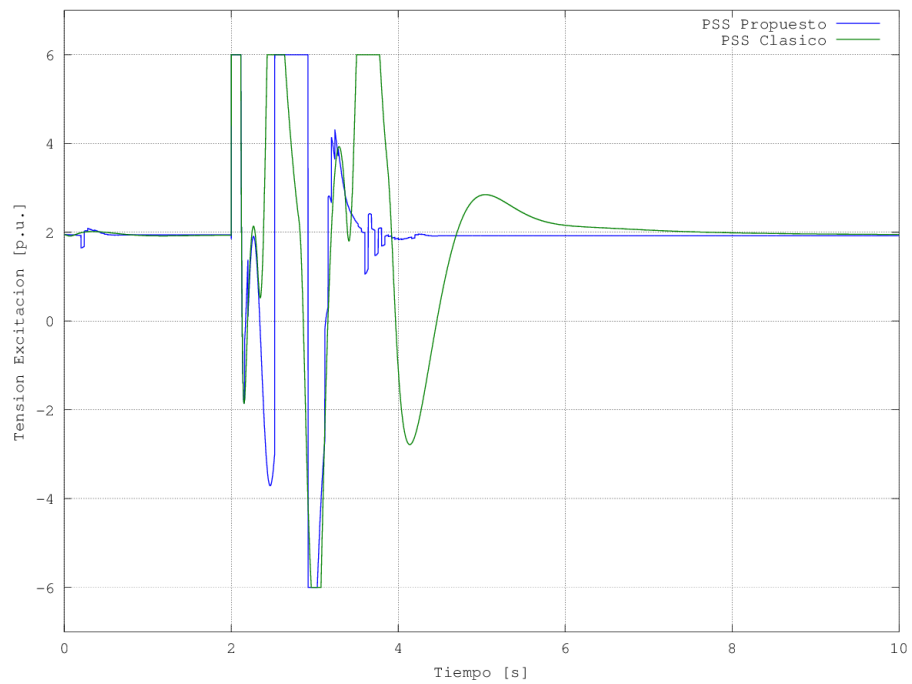


Figura 6.80: Respuesta de la tensión de excitación ante un cortocircuito en terminales del generador

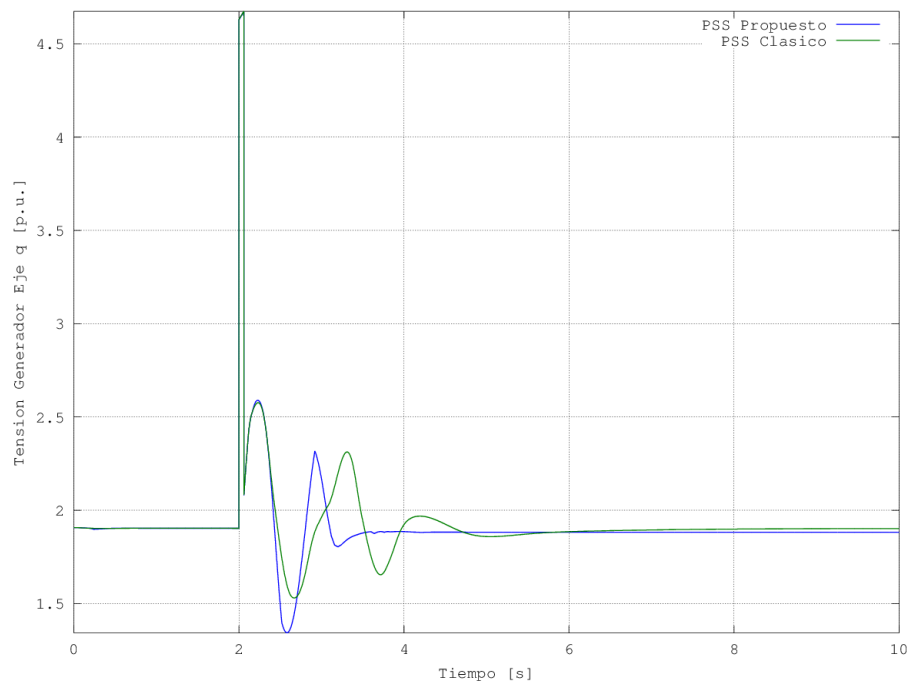


Figura 6.81: Respuesta de la tensión en el eje q del generador ante un cortocircuito en terminales del generador

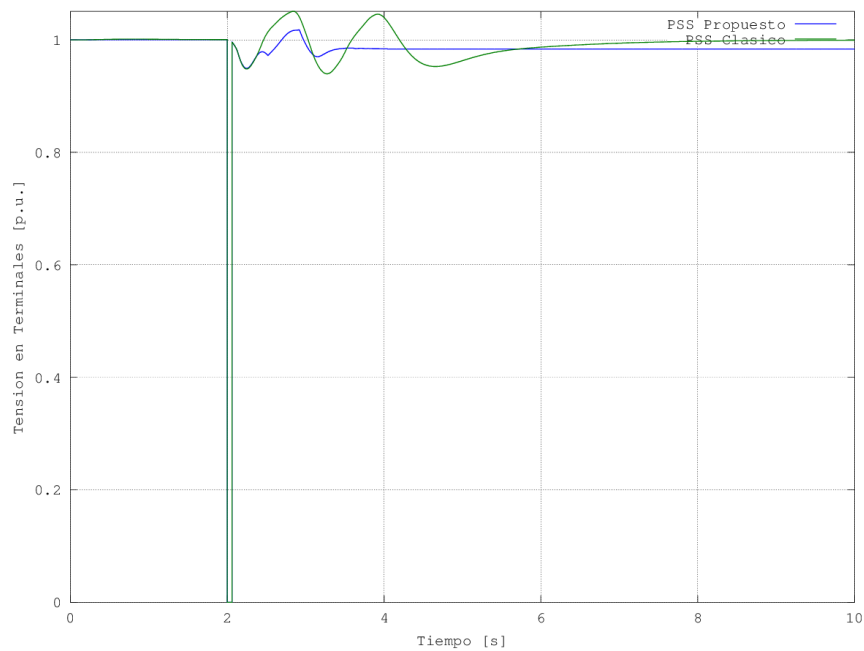


Figura 6.82: Respuesta de la tensión en terminales del generador ante un cortocircuito en terminales del generador

En las figuras 6.83 y 6.84 se muestra la respuesta temporal de la potencia activa y la potencia reactiva en terminales del generador, respectivamente.

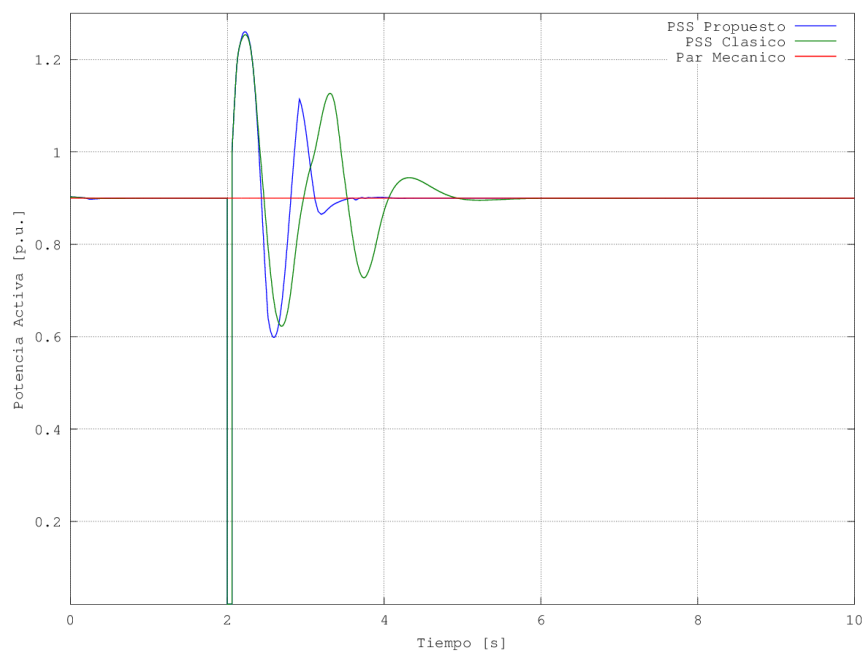


Figura 6.83: Respuesta de la potencia activa ante un cortocircuito en terminales del generador

Debido a que la tensión en los terminales del generador es igual a 0,0. p.u., la potencia activa entregada es igual a cero, tal y como se puede observar en la figura 6.83. Se ha de mencionar que el generador funcionando con el PSS propuesto experimenta en este caso, unos mayores desvíos iniciales en la potencia activa y en la potencia reactiva que en el caso de funcionar con el PSS clásico. Por otro lado, con el PSS propuesto, el régimen permanente se alcanza mucho más rápido y en un menor número de oscilaciones.

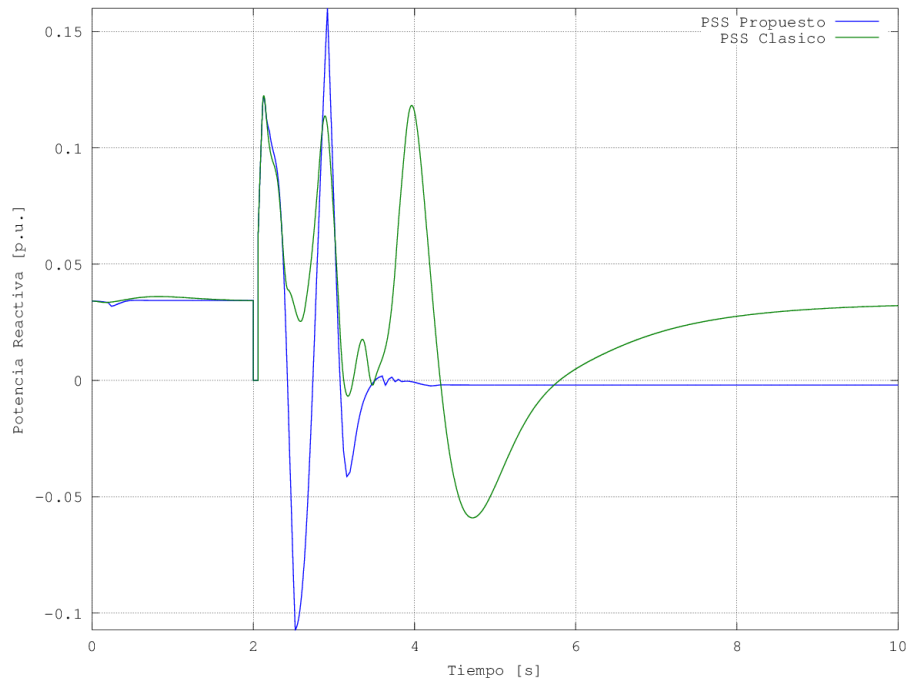


Figura 6.84: Respuesta de la potencia reactiva ante un cortocircuito en terminales del generador

6.5.6. Caso de estudio 6. Tiempos críticos en el despeje de cortocircuitos en terminales del generador

Este caso de estudio consiste en la determinación del tiempo máximo que puede ser aplicado un cortocircuito trifásico en terminales del generador. Dado que el comportamiento de la máquina es diferente dependiendo de su nivel de carga, analizaremos la situación más desfavorable, la cual es cuando el generador se encuentra a plena carga. Una vez definida la situación de operación del generador, para cada estabilizador de potencia se mantendrá el tiempo del cortocircuito hasta que la máquina pierda la estabilidad. Las condiciones iniciales del ensayo se muestran en la tabla 6.27.

Punto de trabajo inicial
Potencia activa $P_e = 1,0$ p.u.
Potencia reactiva $Q_e = 0,07$ p.u.
Tensión terminales $E_t = 1,0$ p.u.
Tensión nudo infinito $E_B = 1,05$ p.u.
Impedancia de la línea $R_E = 0,0$ p.u. $X_E = 0,4$ p.u.

Tabla 6.27: Condiciones iniciales de operación ante un cortocircuito en terminales del generador a plena carga

En las figuras 6.85 a 6.88 se muestra una comparativa entre la respuesta del desvío de velocidad del rotor con el PSS propuesto y la obtenida con el PSS clásico cuando la duración del cortocircuito es de 50 ms, 51 ms, 133 ms y 134 ms, respectivamente. Asimismo, en las figuras 6.89 a 6.92 se muestra la correspondiente comparativa entre la respuesta del ángulo del rotor con el PSS propuesto y el PSS clásico, bajo los mismos tiempos de cortocircuito.

De la figura 6.85 se observa que para una duración del cortocircuito de 50 ms, ambos PSS son capaces de estabilizar el desvío de velocidad del rotor, siendo más rápido el PSS propuesto frente al PSS clásico. A continuación, en la figura 6.86 se muestra que para una duración del cortocircuito de 51 ms, el PSS clásico no es capaz de estabilizar la máquina, siendo su desvío de velocidad oscilatorio creciente, lo cual nos indica claramente una falta de componente de par de amortiguamiento en el sistema. Por otro lado, el PSS propuesto consigue estabilizar el generador en el mismo tiempo que en el caso anterior. En las figuras 6.89 y 6.90 se representan las evoluciones dinámicas del ángulo de carga cuando la duración del cortocircuito es de 50 ms y 51 ms, respectivamente.

En la figura 6.87 se observa que para una duración del cortocircuito de 133 ms, el PSS propuesto continúa siendo capaz de estabilizar el sistema, aunque el tiempo empleado es mayor que en el caso anterior. Por otro lado, como es obvio, el PSS clásico no puede estabilizar el desvío de velocidad del rotor, aunque en este caso el número de oscilaciones es menor que en el caso anterior, produciéndose un desvío creciente de forma monótona en el instante $t=5$ segundos. A continuación, en la figura 6.88 se muestra que para una duración del cortocircuito de 134 ms, el PSS propuesto no tiene capacidad para estabilizar el generador, lo cual se traduce en un conjunto de oscilaciones crecientes que finaliza con la pérdida de sincronismo en el instante de tiempo $t=17$ segundos, situación que indica claramente una insuficiencia en la componente de par de amortiguamiento. Se ha de mencionar que en este caso, el generador funcionando con el PSS clásico, experimenta la inestabilidad mucho antes que en los casos anteriores, presentándose ésta tras la primera oscilación. En las figuras 6.91 y 6.92 se representan las evoluciones dinámicas del ángulo de carga cuando la duración del

cortocircuito es de 133 ms y 134 ms, respectivamente.

En la tabla 6.28 se muestra una comparativa de los tiempos críticos obtenidos con ambos estabilizadores de potencia, en donde se observa que el PSS propuesto soporta mayor tiempo de cortocircuito que el PSS clásico.

Tiempos críticos [ms]	
PSS Clásico	50
PSS Propuesto	133
Mejora [ms]	83

Tabla 6.28: Comparativa de tiempos críticos de cortocircuito en terminales del generador

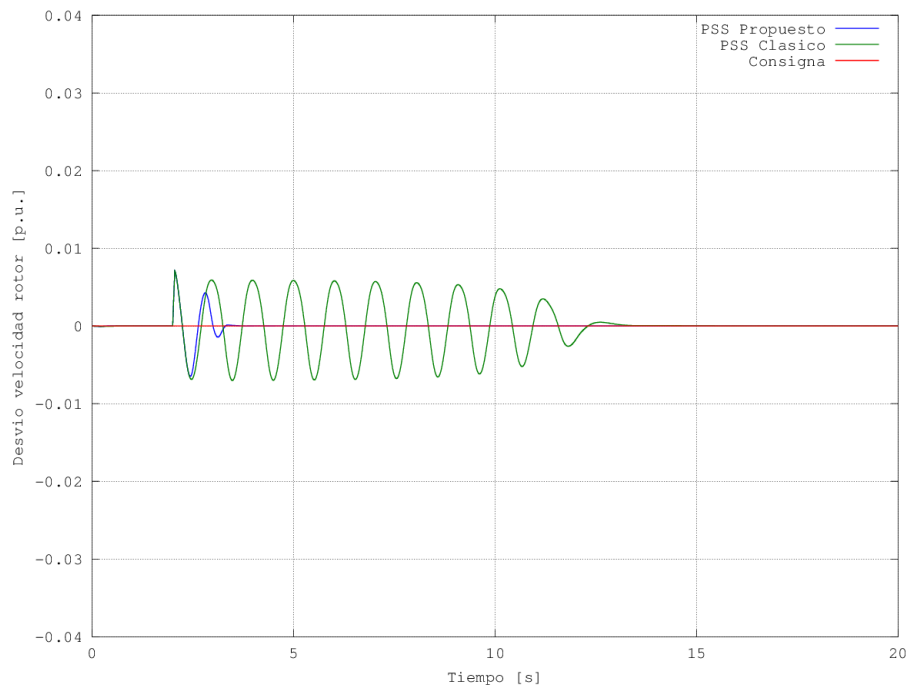


Figura 6.85: Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante un cortocircuito en terminales del generador de duración 51 ms

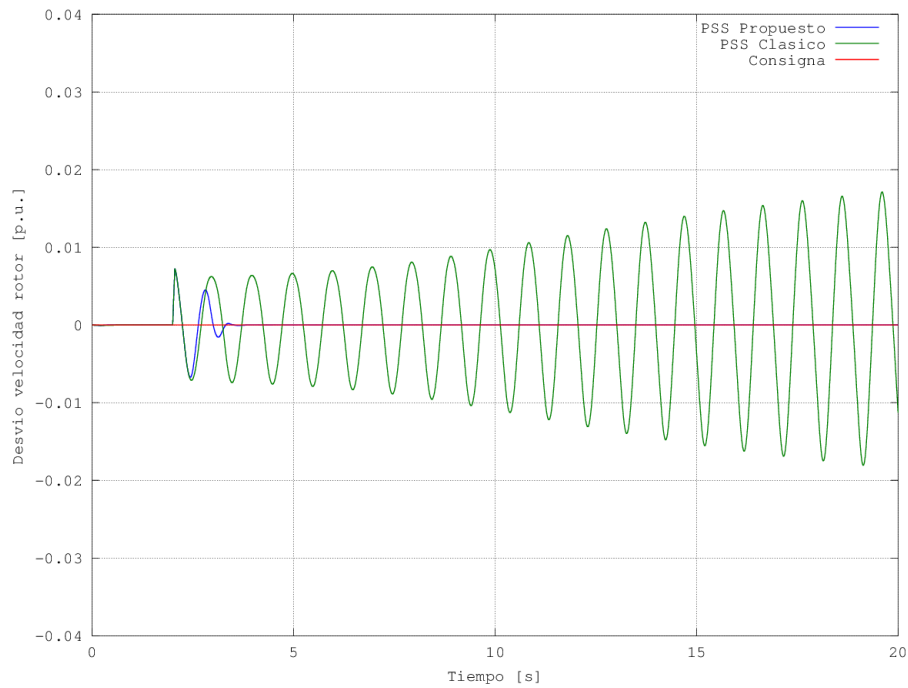


Figura 6.86: Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante un cortocircito en terminales del generador de duración 52 ms

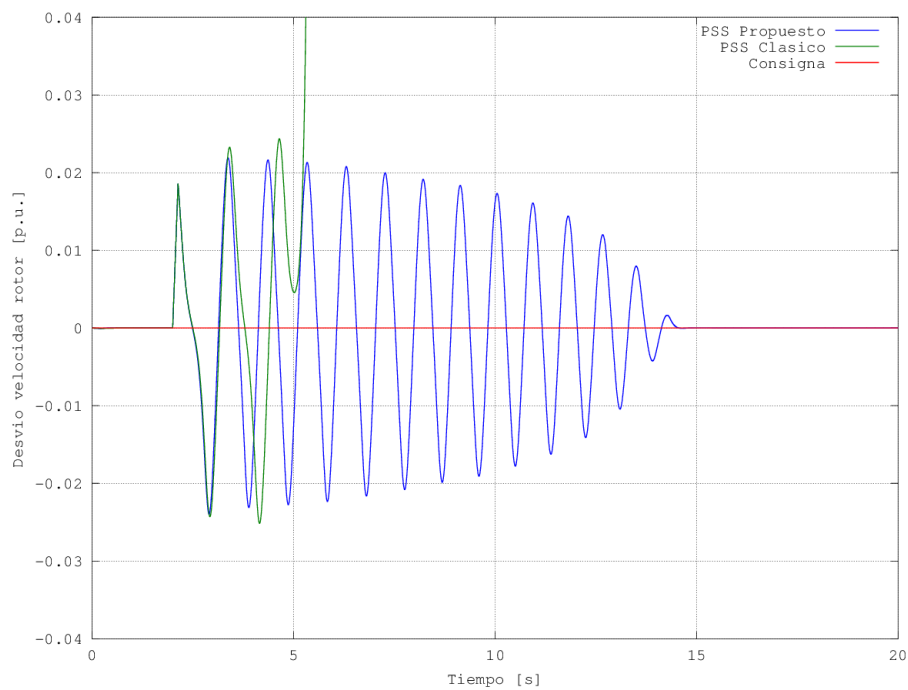


Figura 6.87: Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante un cortocircito en terminales del generador de duración 133 ms

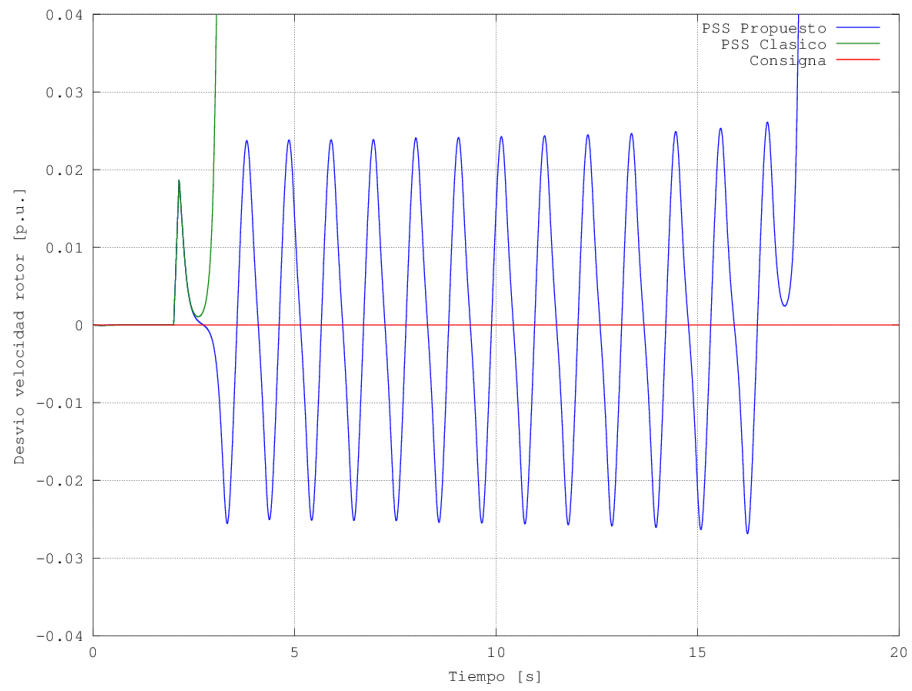


Figura 6.88: Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante un cortocircuito en terminales del generador de duración 134 ms

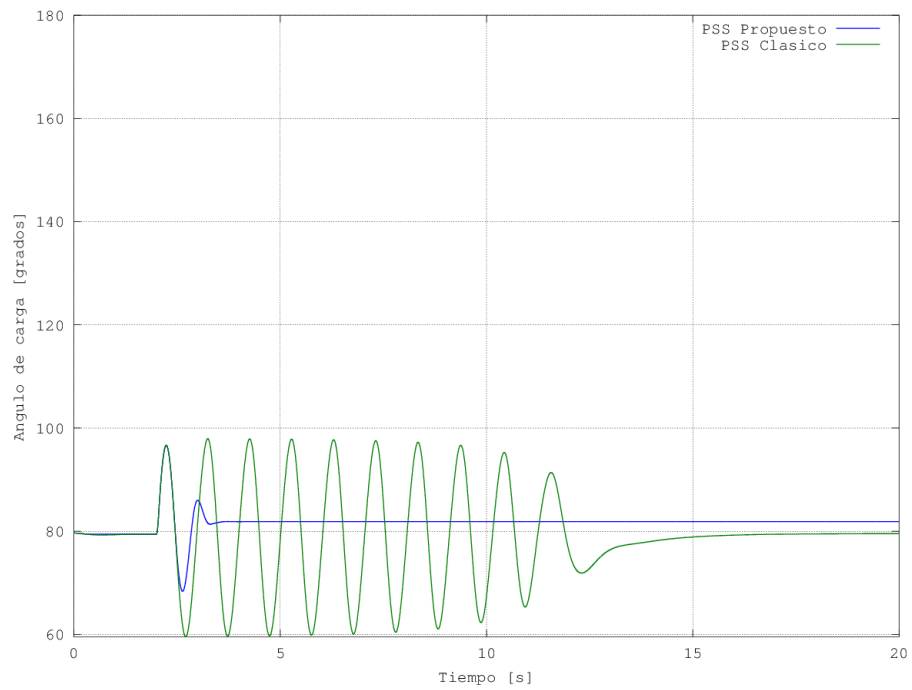


Figura 6.89: Respuesta del ángulo de carga ante un cortocircuito en terminales del generador de duración 51 ms

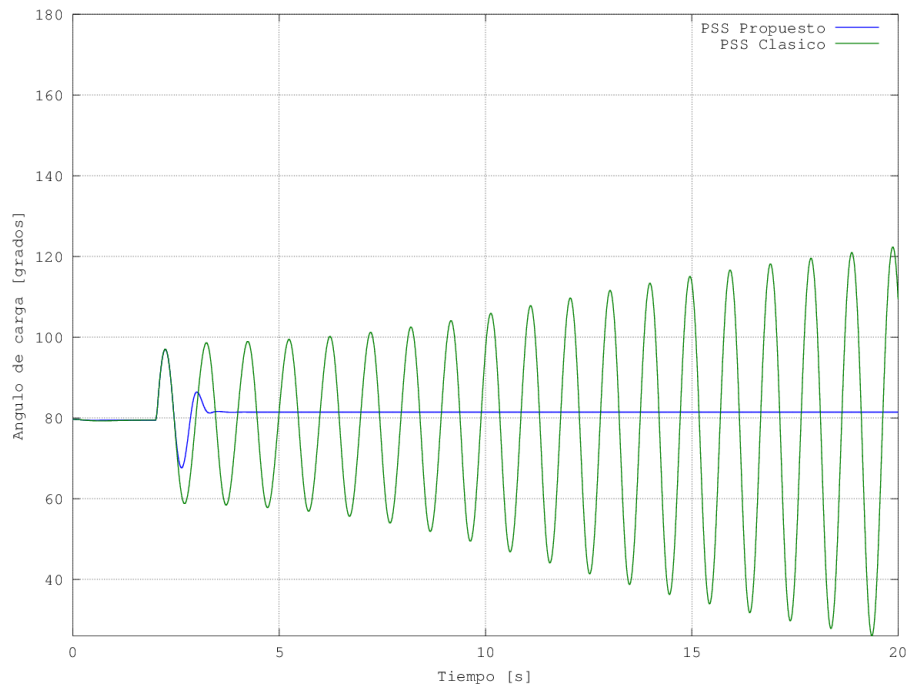


Figura 6.90: Respuesta del ángulo de carga ante un cortocircuito en terminales del generador de duración 52 ms

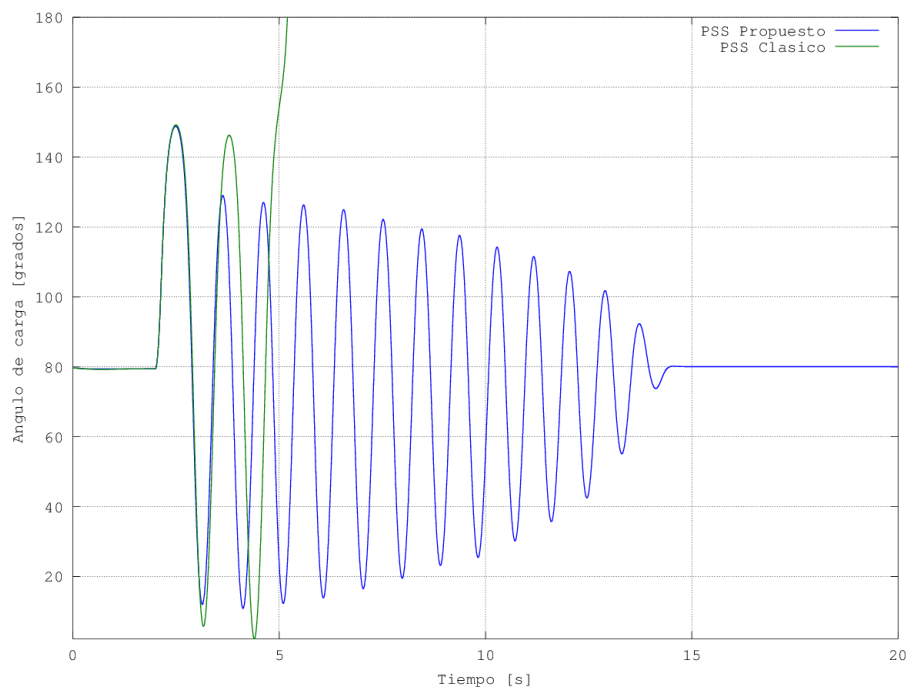


Figura 6.91: Respuesta del ángulo de carga ante un cortocircuito en terminales del generador de duración 133 ms

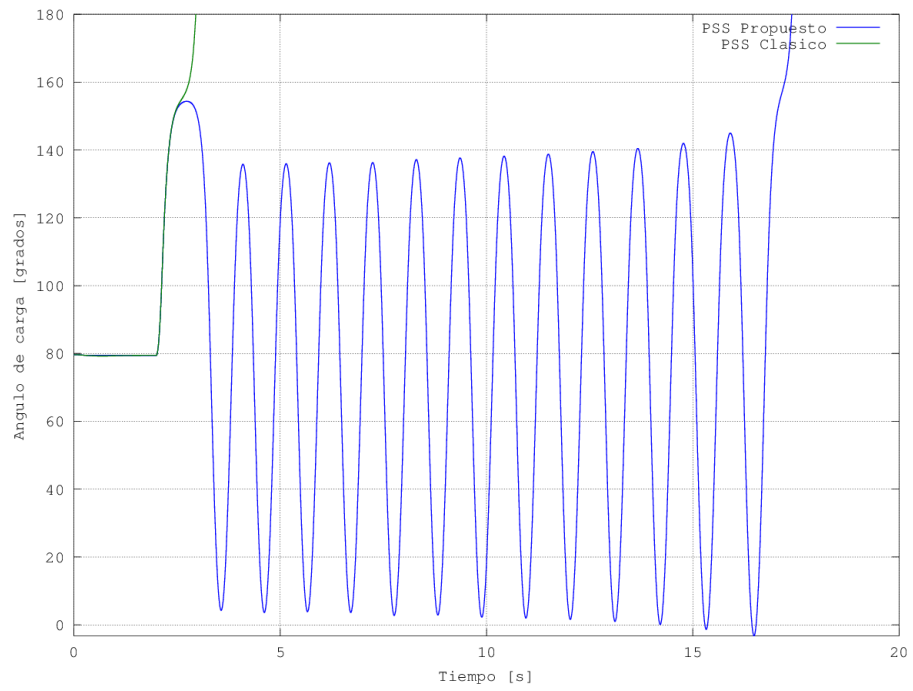


Figura 6.92: Respuesta del ángulo de carga ante un cortocircuito en terminales del generador de duración 134 ms

6.5.7. Caso de estudio 7. Variación del par mecánico en un $\pm 40\%$

Este caso de estudio consiste en modificar bruscamente el par mecánico de entrada, con el objetivo de simular el cierre repentino y posterior apertura de la válvula de regulación de potencia de la turbina. Para ello, en el instante de tiempo $t=2$ segundos se produce un decremento del par mecánico, pasando de 1,0 p.u. a 0,6 p.u., para posteriormente en el instante de tiempo $t=3$ segundos volver a la situación inicial, la cual implica una variación del par mecánico de 0,6 p.u. a 1,0 p.u.

Las condiciones iniciales del ensayo se muestran en la tabla 6.29.

Punto de trabajo inicial
Potencia activa $P_e = 1,0$ p.u.
Potencia reactiva $Q_e = 0,07$ p.u.
Tensión terminales $E_t = 1,0$ p.u.
Tensión nudo infinito $E_B = 1,05$ p.u.
Impedancia de la línea $R_E = 0,0$ p.u. $X_E = 0,4$ p.u.

Tabla 6.29: Condiciones iniciales de operación para una variación de $\pm 0,4$ p.u en el par mecánico

En la figura 6.93 se muestra una comparativa entre la respuesta del desvío de velocidad del rotor con el PSS propuesto y la obtenida con el PSS clásico. Como se puede observar, en el instante de tiempo $t=2$ segundos, debido al decremento aplicado en el par mecánico, el eje de la turbina experimenta inicialmente un desvío negativo de su velocidad. Para a continuación, en $t=3$ segundos, como consecuencia del incremento aplicado en el par mecánico, desviarse la velocidad del rotor en sentido positivo. En el caso del PSS clásico se observa que el desvío de velocidad del rotor posee una característica dinámica oscilatoria creciente, inestable, mientras que en el caso del PSS propuesto se recupera de forma rápida tras dos oscilaciones.

En la figura 6.94 se representa la tensión adicional suministrada por el PSS propuesto y la tensión adicional proporcionada por el PSS clásico, para corregir los respectivos desvíos de velocidad del rotor. En el caso del PSS clásico la acción de control está alternando de forma continuada entre los valores de saturación de 0,05 p.u. y $-0,05$ p.u., lo cual da lugar a la inestabilidad en el desvío de velocidad, tal y como se observa en la figura 6.93. Por otro lado, en un primer momento, el PSS propuesto genera un conjunto de acciones de control enérgicas hasta los valores de saturación de 0,05 p.u. y $-0,05$ p.u., para a partir de $t=4$ segundos ir reduciendo su magnitud hasta alcanzar de forma rápida el estado estacionario.

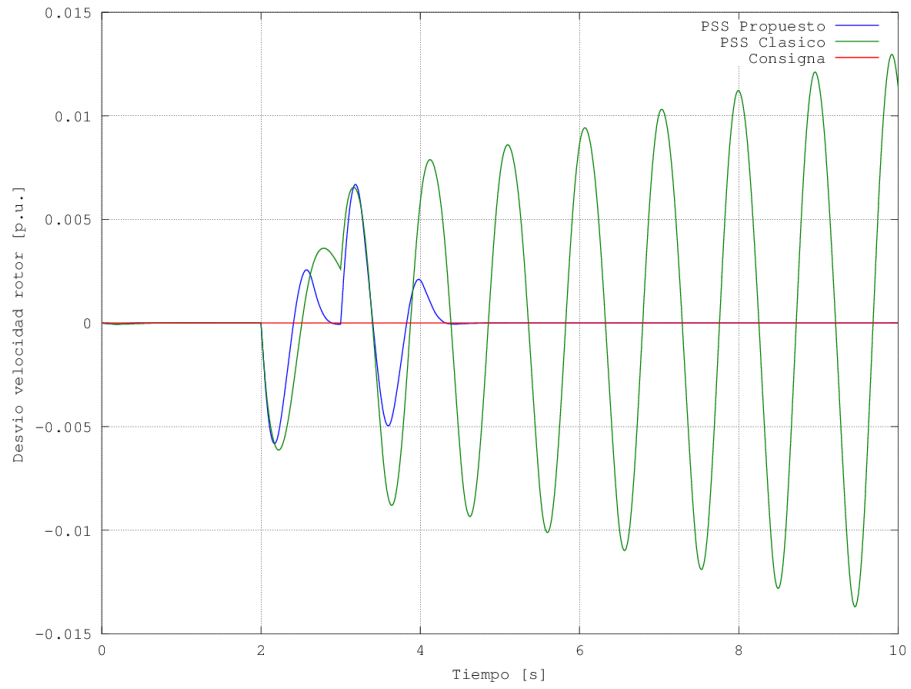


Figura 6.93: Respuesta del desvío de velocidad del rotor ante una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico

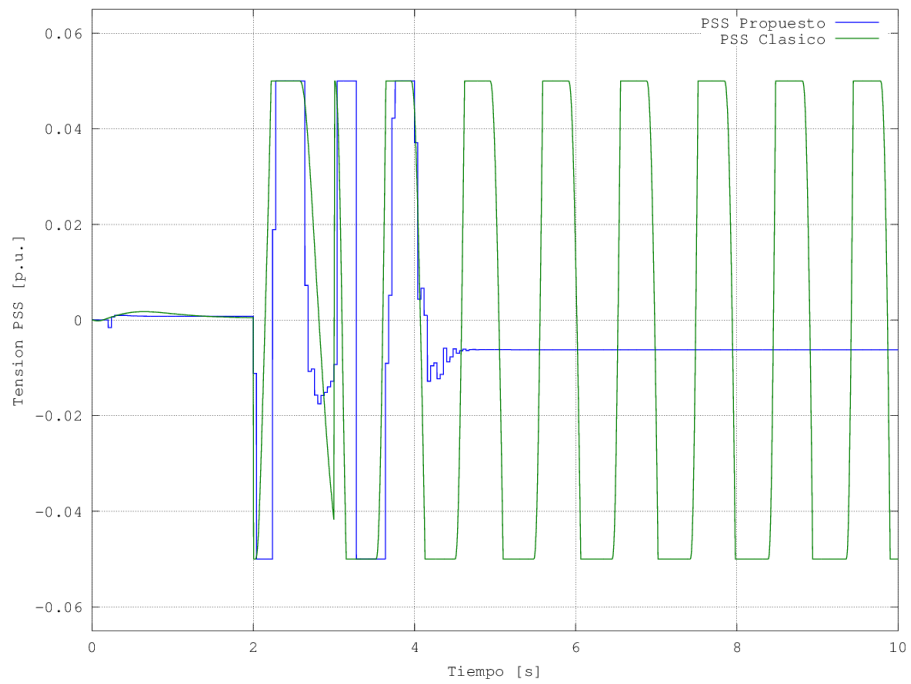


Figura 6.94: Tensión suministrada por el PSS ante una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico

La consecuencia de los resultados anteriores se presenta en la figura 6.95, donde se muestra la comparativa entre la respuesta del ángulo de carga con el PSS propuesto y el PSS clásico. De aquí

se desprende que la evolución dinámica del ángulo de carga se efectúa de forma rápida y estable mediante el PSS propuesto, mientras que en el caso del PSS clásico, dicha evolución se realiza con un carácter inestable oscilatorio creciente.

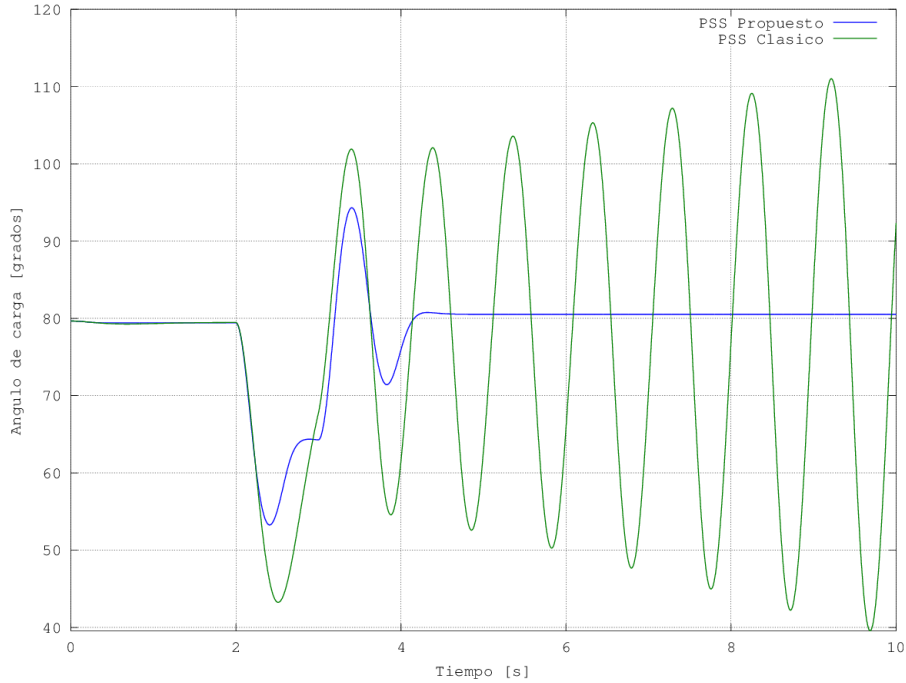


Figura 6.95: Respuesta del ángulo de carga ante una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico

En la tabla 6.30 se muestra una comparativa de los resultados obtenidos con ambos estabilizadores de potencia, en donde se observa que el rendimiento del control efectuado por el PSS propuesto supera al realizado por el PSS clásico.

	Desvío de velocidad del rotor		Ángulo de carga
	Desviación estándar	Tiempo corrección [s]	Tiempo corrección [s]
PSS Clásico	No Aplica	No Corrige	No Corrige
PSS Propuesto	0,001483	2,760	2,732
Mejora [%]	100	100	100

Tabla 6.30: Comparativa de resultados para una variación de $\pm 0,4$ p.u en el par mecánico

El carácter adaptativo que posee el PSS propuesto es la razón principal por la cual mejora el rendimiento en el control. En la figura 6.96 se presenta la evolución del error de estimación a posteriori en todo el horizonte de estudio, a partir del cual varían los parámetros de modelo adaptativo-predictivo del PSS propuesto, tal y como se muestra en las figuras 6.97 y 6.98.

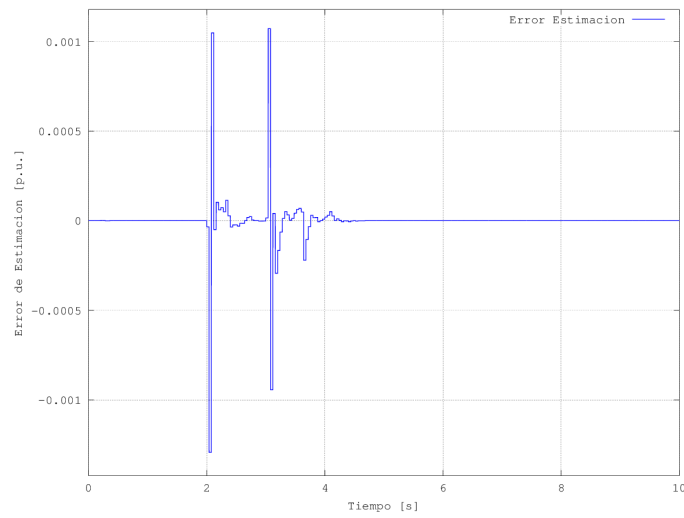


Figura 6.96: Error de estimación a posteriori en el caso de una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico

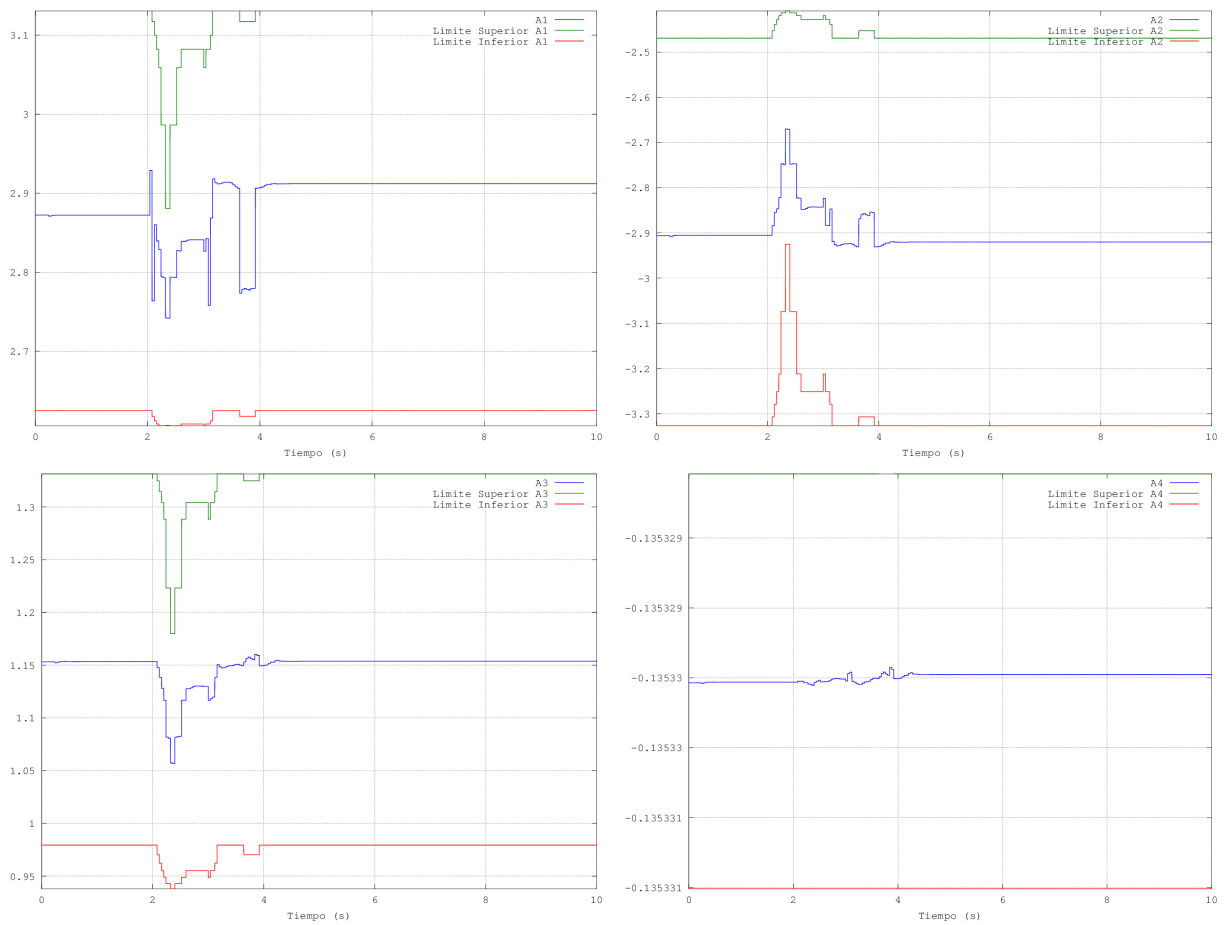


Figura 6.97: Adaptación de los parámetros \hat{a}_1 , \hat{a}_2 , \hat{a}_3 y \hat{a}_4 en el caso de una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico

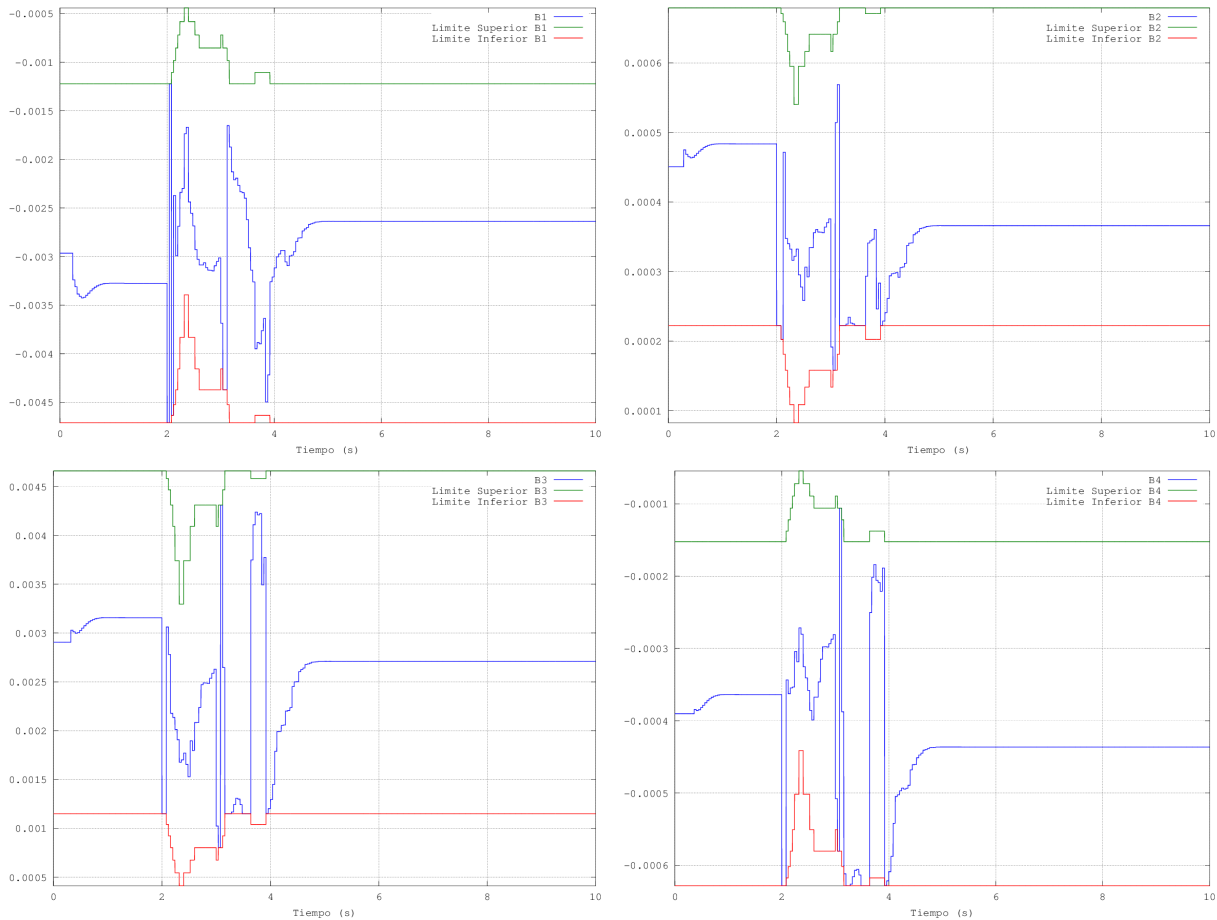


Figura 6.98: Adaptación de los parámetros \hat{b}_1 , \hat{b}_2 , \hat{b}_3 y \hat{b}_4 en el caso de una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico

En las figuras 6.99 a 6.101 se presentan las evoluciones temporales de la tensión de excitación, la tensión del generador en el eje q y la tensión en terminales para ambos estabilizadores de potencia, PSS propuesto y PSS clásico, respectivamente.

De la figura 6.99 se desprende que para el caso del PSS propuesto la tensión de excitación alcanza los valores de saturación de -6 p.u. y 6 p.u., para a partir del instante $t = 4$ segundos, llegar a su valor en régimen permanente de forma rápida. Por otro lado, para el caso del PSS clásico, la evolución de la tensión de excitación está alternando continuamente entre -6 p.u. y 6 p.u.

En las figuras 6.100 y 6.101 se observa que para el caso del PSS clásico, las evoluciones de las tensiones son de carácter inestable oscilatorio creciente, mientras que para el caso del PSS propuesto, las evoluciones son estables.

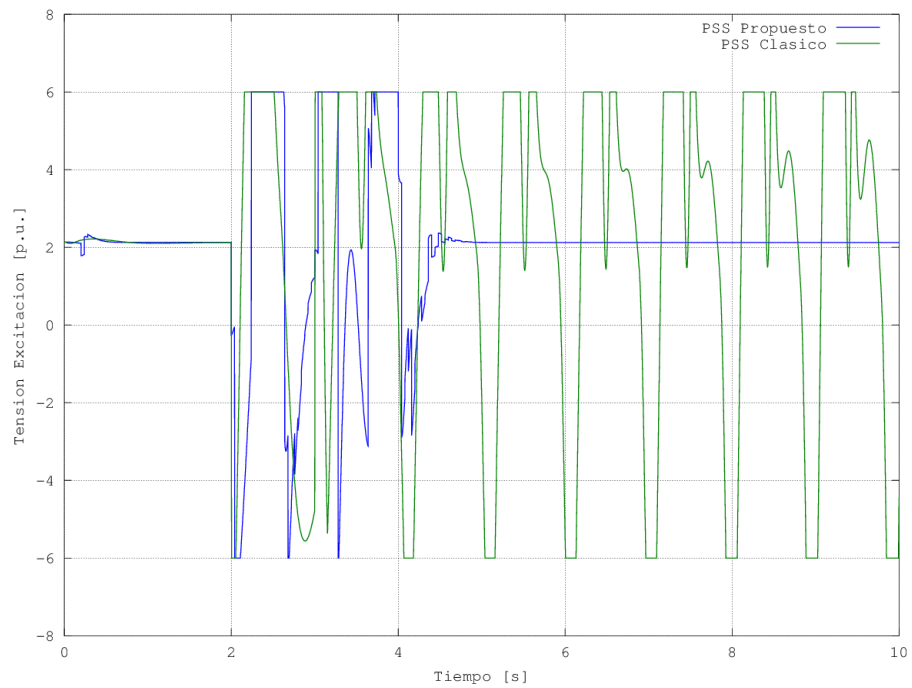


Figura 6.99: Respuesta de la tensión de excitación ante una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico

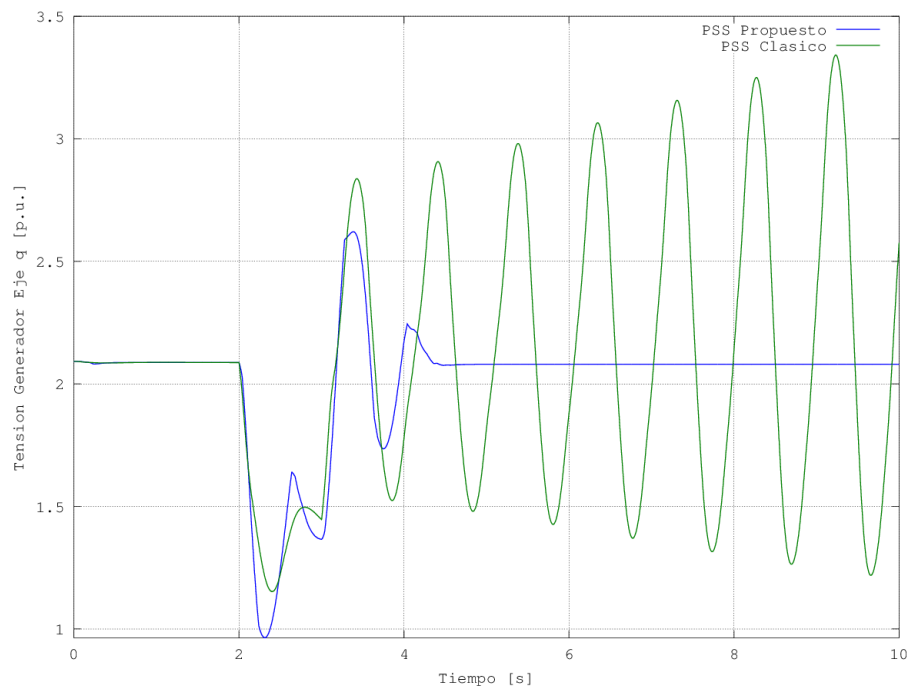


Figura 6.100: Respuesta de la tensión en el eje q del generador ante una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico

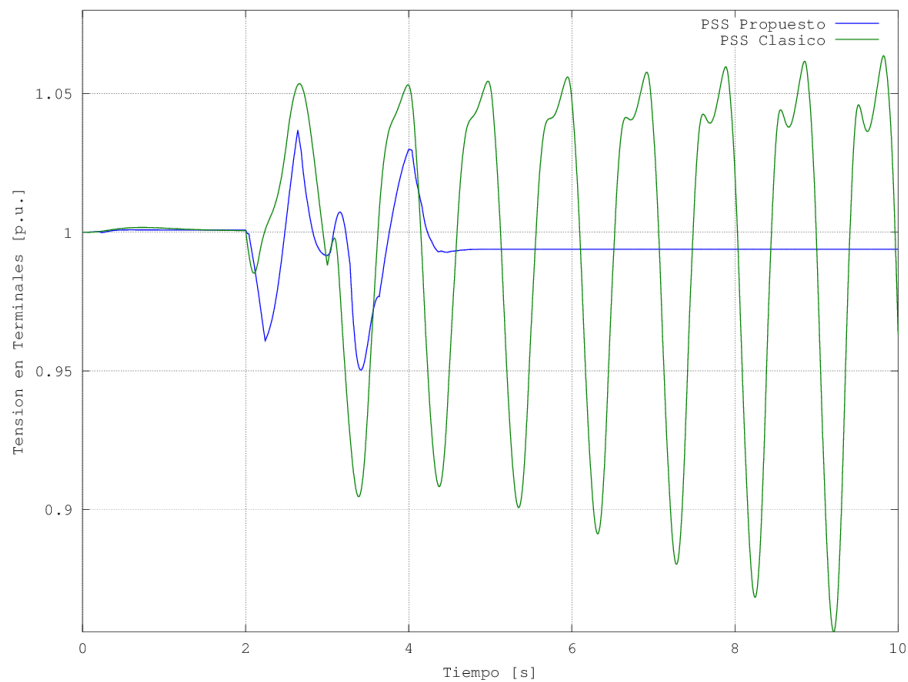


Figura 6.101: Respuesta de la tensión en terminales del generador ante una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico

En las figuras 6.102 y 6.103 se muestra la respuesta temporal de la potencia activa y la potencia reactiva en terminales del generador, junto con la variación del par mecánico, respectivamente.

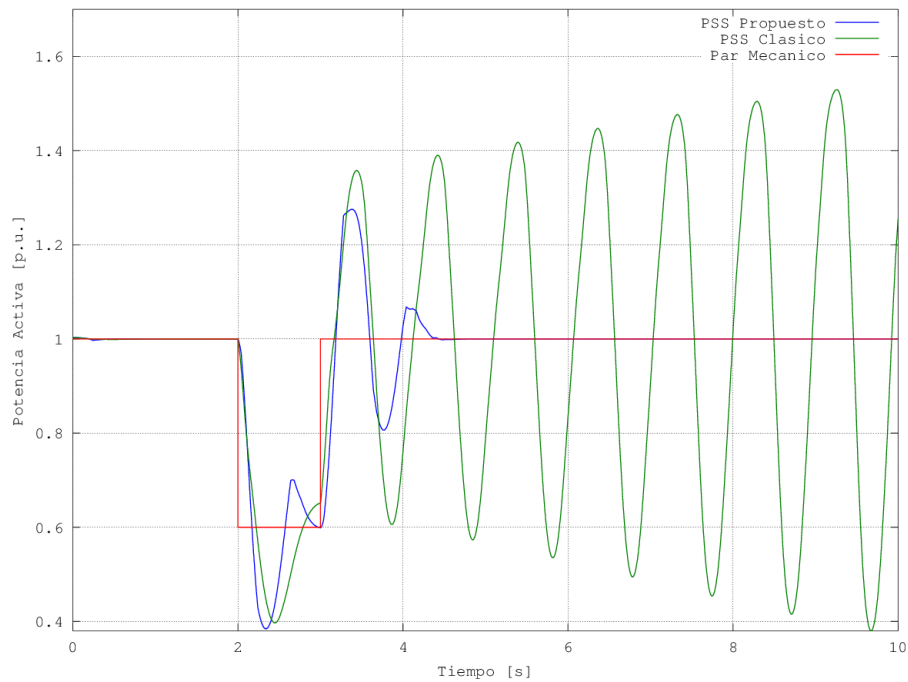


Figura 6.102: Respuesta de la potencia activa ante una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico

Se ha de mencionar que el generador funcionando con el PSS propuesto experimenta un comportamiento estable en la potencia activa y en la potencia reactiva, mientras que en el caso de funcionar con el PSS clásico, dichas potencias poseen un carácter inestable.

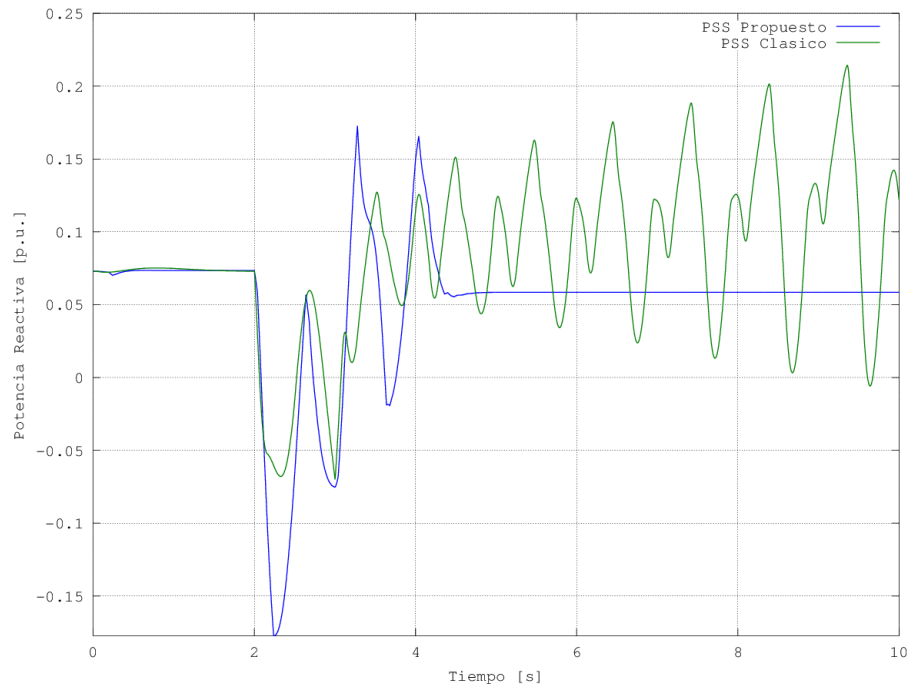


Figura 6.103: Respuesta de la potencia reactiva ante una variación de $\pm 0,4$ p.u. en el par mecánico

6.6. Conclusiones

Este capítulo se inicia analizando el carácter inestable en la operación del generador, a pesar de la actuación del regulador automático de tensión (AVR), cuando sufre el efecto de pequeñas perturbaciones, lo que pone de relieve la necesidad suplementaria de un estabilizador de potencia (PSS) para que la potencia mecánica se transmita de manera satisfactoria y estable a la red eléctrica. El diseño del estabilizador de potencia realizado en este capítulo ha sido comparado en una serie de casos de estudio de interés al diseño de un conjunto de estabilizadores de potencia con parámetros fijos y basados en la teoría clásica de control. Esta comparación experimental ha puesto de relieve, por un lado la capacidad de adaptación del nuevo estabilizador en los distintos dominios de operación y por otro, la robustez añadida por el componente experto del mismo. Asimismo, el rendimiento del nuevo estabilizador de potencia se compara cuantitativamente al de los estabilizadores convencionales ajustados para cada dominio. Todo ello demuestra experimentalmente las considerables ventajas cuantitativas y cualitativas del nuevo diseño sobre los diseños empleados previamente. Los resultados obtenidos se resumen en los siguientes puntos:

- En los casos de estudio relativos a las variaciones del par mecánico ($\pm 10\%$ y $\pm 20\%$), el PSS propuesto corrige el desvío de velocidad del rotor entre un 65 % y un 80 % más rápido que con el PSS clásico. Por otro lado, el ángulo de carga se estabiliza entre un 85 % y un 90 % más

rápido con el PSS propuesto que con el PSS clásico.

- Para el caso de estudio en el que la variación del par mecánico es de un $\pm 40\%$, mientras que el PSS propuesto estabiliza el generador de una forma rápida, el PSS clásico no consigue dicho objetivo.
- Para los casos de estudio relativos a la variación de la impedancia de la línea y la variación de la tensión en el nudo de potencia infinita, el PSS propuesto corrige el desvío de velocidad del rotor un 70 % más rápido que el PSS clásico. Por otro lado, el ángulo de carga se estabiliza un 80 % más rápido con el PSS propuesto que con el PSS clásico.
- Para el caso de estudio en el que se aplican cortocircuitos trifásicos en terminales del generador, que son despejados de una forma correcta (60 ms), el PSS propuesto corrige el desvío de velocidad del rotor y estabiliza el ángulo de carga un 70 % más rápido que con el PSS clásico.
- Partiendo de una situación en la cual el generador se encuentra a plena carga (1,0 p.u.), donde el ángulo del rotor está más cercano a su límite de inestabilidad, el PSS propuesto es capaz de mantener estabilidad en la operación en presencia de un un cortocircuito trifásica en terminales del generador, durante 83 ms más que el PSS clásico. Esta diferencia en el aumento del tiempo de operación estable por parte del nuevo estabilizador, aumenta a medida que el nivel de carga del generador disminuye.

Los resultados obtenidos son excelentes y demuestran como el nuevo estabilizador de potencia adaptativo predictivo experto supera ampliamente, en términos de estabilidad y eficiencia, el rendimiento de los sistemas de estabilización de potencia clásicos.

Capítulo 7

Conclusiones y Líneas Futuras de Investigación

7.1. Conclusiones

Los trabajos de esta Tesis parten de un exhaustivo estudio del estado del arte de los estabilizadores de potencia, tanto de aquellos que se han aplicado industrialmente, como aquellos cuyo diseño ha sido considerado teóricamente en planta piloto o en laboratorio. Las conclusiones al final de los cuatro primeros capítulos se resumen en los siguientes puntos:

- Los estabilizadores de potencia diseñados con técnicas de control convencionales o avanzadas, de las que se derivan estabilizadores con parámetros fijos adolecen de la falta de ajuste cuando la dinámica del sistema eléctrico cambia y, por lo tanto, tiene una eficiencia satisfactoria únicamente local en su operación.
- Los estabilizadores basados en técnicas de control adaptativo encontradas en la literatura adolecen de problemas de estabilidad que impiden de hecho su aplicación en la práctica, incluimos dentro de estas técnicas los llamados sistemas adaptativos con modelo de referencia, reguladores autoajustables, así como, los basados en redes neuronales.
- Los estabilizadores basados en lógica difusa o control borroso, no han tenido tampoco mayor trascendencia práctica adoleciendo de ser asimismo diseñados con parámetros fijos y en consecuencia, carecer de la adaptación necesaria que demandan las distintas circunstancias operativas del sistema eléctrico.

En consecuencia esta Tesis ha puesto en primer lugar de relieve la necesidad de una solución de control adaptativo, pero estable, y capaz de anticiparse de forma predictiva al efecto de las perturbaciones que suelen actuar sobre los sistemas eléctricos.

El control adaptativo predictivo experto es una metodología actualmente de vanguardia en el control de procesos y que ha obtenido resultados satisfactorios en su aplicación a otras áreas industriales, incluyendo la de la energía. Sin embargo, nunca se había considerado su aplicación al

diseño de estabilizadores de potencia. Esta Tesis se ha centrado en dicha aplicación, siendo sus aportaciones más originales las que se recogen en los siguientes puntos:

- Se ha propuesto un nuevo diseño de estabilizador de potencia basado en control adaptativo predictivo experto, utilizando la componente experta para impedir que los parámetros del controlador puedan salir de un espacio de probabilidad paramétrico, añadiendo de esta forma una mayor robustez en la aplicación práctica del mismo.
- El nuevo estabilizador adaptativo predictivo experto considera asimismo distintos dominios de operación en los que utiliza distintas configuraciones acordes con la dinámica del sistema eléctrico, con objeto de maximizar su estabilidad y rendimiento.
- Los resultados obtenidos por el estabilizador de potencia propuesto son excelentes en todo el rango de operación del sistema eléctrico, superando ampliamente, en términos de estabilidad y eficiencia, el rendimiento de los sistemas de estabilización de potencia convencionales.
- Cabe destacar asimismo la simplicidad del diseño, la aplicación y el uso del nuevo estabilizador de potencia que posee las características propias para una aplicación industrial de control optimizado adaptativo.

Todo el desarrollo efectuado en esta Tesis se ha realizado mediante programas de libre distribución. Es de destacar como valor añadido que los resultados obtenidos tienen un carácter genérico, son fácilmente implementables en un microcontrolador y posteriormente aplicables personalizando las características del generador en cualquier central de producción de energía eléctrica.

7.2. Líneas futuras de investigación

Entre las futuras líneas de investigación que abre esta Tesis Doctoral, podemos señalar las siguientes:

- Sería de interés, continuando la investigación presentada en esta Tesis, emplear modelos de sistemas eléctricos con mayor número de nudos, lo cual implicaría la modelización de varios generadores, líneas eléctricas y cargas. Así se tendrían en cuenta nuevos modos de oscilación que en la Tesis no aparecen, como pueden ser las oscilaciones inter-área.
- Para la completa validación del sistema de control propuesto, sería de interés su aplicación práctica, iniciándose los experimentos en máquinas eléctricas de menor potencia y en base a la experiencia adquirida ir extendiéndolo de forma generalizada en las distintas máquinas del sistema eléctrico.

Bibliografía

- [Abdel-Magid et al., 1997] Abdel-Magid, Y. L.; Bettayeb, M. and Dawaoud, M. M. *Simultaneous Stabilisation of Power Systems using Genetic Algorithms*. IEEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution, vol. 144, No 1, pp. 39-44, 1997.
- [Abido y Abdel-Magid, 1998] Abido, M. A. and Abdel-Magid, Y. L. *A Genetic-Based Power System Stabilizer*. Electric Machines and Power Systems, vol. 26, pp. 559-571, 1998.
- [Abido y Abdel-Magid, 1999] Abido, M. A. and Abdel-Magid, Y. L. *Hybridizing Rule-Based Power System Stabilizers with Genetic Algorithms*. IEEE Transactions on Power Systems, vol. 14, No. 2, pp. 600-607, 1999.
- [Abdel-Magid, 2003] Abdel-Magid, Y. L. *Optimal Multiobjective Design of Robust Power System Stabilizers Using Genetic Algorithms*. IEEE Transactions on Power Systems, vol. 18, No. 3, pp. 1-7, 2003.
- [Adapa et al., 1992] Adapa, R.; Trudnowski, D. J.; Pierre, D. A. and Smith, J. R. *Coordination of Multiple Adaptive PSS Units Using a Decentralized Control Scheme*. IEEE Transactions on Power Systems, vol. 7, No. 1, pp. 294-300, 1992.
- [Ahmad y Abdelqader, 2011] Ahmad, A.H. and Abdelqader, A.A. *Power System Stabilizer Design Using Real-Coded Genetic Algorithm*. IEEE Conference on Control, Instrumentation and Automation (ICCIA), pp. 25-31, 2011.
- [AIEE Subcommittee, 1937] AIEE Subcommittee on Interconnections and Stability Factors. *First Report of Power System Stability*. AIEE Transactions, pp. 261-282, 1937.
- [Aldeen y Crusca, 1995] Aldeen, M. and Crusca, F. *Multimachine power system stabiliser design based on new LQR approach*. IEE Proceedings of Generation, Transmission and Distribution, vol. 142, No. 5, pp. 494-502, 1995.
- [Anderson et al., 1990] Anderson, P. M.; Agrawal, B. L. and Van Ness, J. E. *Subsynchronous Resonance in Power Systems*. IEEE Press, 1990.
- [Andreoiu y Bhattacharya, 2002] Andreoiu, A. and Bhattacharya, K. *Lyapunov's Method based Genetic Algorithm for Multi-Machine PSS Tuning*. Power Engineering Society Winter Meeting, vol. 2, pp. 1495-1500, 2002.
- [Asgharian y Tavakoli, 1996] Asgharian, R. and Tavakoli, S. A. *A Systematic Approach to Performance Weights Selection in Design of Robust H infinity PSS Using Genetic Algorithms*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 11, No. 1, pp. 111-117, 1996.

- [Aström, 1983] Aström, K. J. *Theory and applications of adaptive control - A survey*. Automatica, vol. 19, pp. 471-486, 1983.
- [Aström, 1973] Aström, K. J. *On self tuning regulators*. Automatica, vol. 9, No. 2, pp. 185-199, 1973.
- [Aström, 1970] Aström, K. J. *Introduction to Stochastic Control Theory*. Academic Press, New York, 1970.
- [Baek et al., 2009] Baek, S.-M.; Park, J.-W. and Hiskens, I.A. *Optimal Tuning for Linear and Nonlinear Parameters of Power System Stabilizers in Hybrid System Modeling*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, No. 1, pp. 87-97, 2009.
- [Baek et al., 2008] Baek, S.-M.; Park, J.-W. and Venayagamoorthy, G.K. *Power System Control with an Embedded Neural Network in Hybrid System Modeling*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 44, No. 5, pp. 1458-1465, 2008.
- [Barreiros et al., 1998] Barreiros, J. A. L.; Silva, A. S. and Simoes Costa, A. J. A. *A self-tuning generalized predictive power system stabilizer*. Electrical Power and Energy Systems, vol. 20, No. 3, pp. 213-219, 1998.
- [Barton, 2004] Barton, Z. *Robust Control in a Multimachine Power System Using Adaptive Neuro-Fuzzy Stabilisers*. IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution, vol. 151, No. 2, pp. 261-267, 2004.
- [Bollinger y Lalonde, 1977] Bollinger, K. and Lalonde, R. *Tuning Synchronous Generator Voltage Regulators Using On-Line Generators Models*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. 96, No. 1, pp. 32-37, 1977.
- [Bollinger et al., 1982] Bollinger, K. H. S.; Khalil, L. C. C. Li and Norum, W. E. *A Method for On-Line Identification of Power System Model Parameters in the Presence of Noise*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-101, No. 9, pp. 3105-3111, 1982.
- [Busby et al., 1979] Busby, E. L.; Hurley, J. D.; Keay, F. W. and Raczkowski, C. *Dynamic Stability Improvement at Monticello Station - Analytical Study and Field Tests*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-98, No. 3, pp. 889-901, 1979.
- [Chang et al., 1999] Chang, C. S.; Quek, H. B. and Devotta, J. B. X. *Power System Excitation Control Using Master-Slave Fuzzy Power System Stabilisers*. Fuzzy Sets and Systems, vol. 102, pp. 85-94, 1999.
- [Cheng et al., 1986a] Cheng, S. J.; Chow, Y. S.; Malik, O. P. and Hope, G. S. *An Adaptive Synchronous Machine Stabilizer*. IEEE Transactions on Power Systems, vol. 1, No. 3, pp. 101-109, 1986.
- [Cheng et al., 1986b] Cheng, S. J.; Malik, O. P. and Hope, G. S. *Self-tuning Stabiliser for a Multimachine Power System*. IEEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution, vol. 133, No. 4, pp. 176-185, 1986.
- [Cheng et al., 1993] Chen, G. P.; Malik, O. P.; Hope, G. S.; Qin, Y. H. and Xu, G. Y. *An Adaptive Power System Stabilizer Based on the Self-Optimizing Pole Shifting Control Strategy*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 8, No. 4, pp. 639-645, 1993.

- [Cheng y Malik, 1995] Cheng, G. P. and Malik, O. P. *Tracking Constrained Adaptive Power System Stabilizer*. IEEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, vol. 142, No. 2, pp. 149-156, 1995.
- [Chengxiong et al., 1990] Chengxiong, M.; Malik, O.P., Hope, G. S. and Fan, J. *An Adaptive Generator Excitation Controller Based on Linear Optimal Control*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 5, No. 4, pp. 673-678, 1990.
- [Chow et al., 1989] Chow, Q. B.; Kundur, P.; Acchione, P. N. and Lautsch, B. *Improving nuclear generating station response for electrical grid islanding*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol 4, No. 3, pp. 406-413, 1989.
- [Clarke y Gawthrop, 1975] Clarke, D. W. and Gawthrop, P. J. *Self-tuning controller*. Proceedings of IEE-D, vol. 122, pp. 929-934, 1975.
- [Dandeno et al., 1973] Dandeno, P.L.; Aut, R. L. and Schultz, R. P. *Effects of Synchronous Machine Modelling in Large Scale System Studies*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-92, No. 2, pp. 574-582, 1973.
- [Dalela y Radman, 2005] Dalela, B. and Radman, G. *A study of multivariable supplementary power system stabilizers*. Proceedings of the 37th Annual North American Power Symposium, pp. 134-140, 2005.
- [deMello y Concordia, 1969] deMello, F. P. and Concordia, C. *Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-88, No. 4, pp. 316-329, 1969.
- [deMello et al., 1974] deMello, R. W.; Podmore, R. and Stanton, K. N. *Coherency Based Dynamic Equivalents for Transient Stability Studies*. Report EPRI-904, PB-240-797, December 1974.
- [deMello y Laskowski, 1975] deMello, F. P. and Laskowski, T. F. *Concepts of Power System Dynamic Stability*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. 94, No. 3, pp. 827-833, 1975.
- [Dimeo y Lee, 1995] Dimeo, R. and Lee, K. Y. *Boiler-Turbine Control System design using a genetic algorithm*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 10, No. 4, pp. 752-759, 1995.
- [do Bomfim et al., 2000] do Bomfim, A. L. B.; Taranto, G. N. and Falcão, M. D. *Simultaneous Tuning of Power System Damping Controllers Using Genetic Algorithms*. IEEE Transactions on Power Systems, vol. 15, No. 1, pp. 2000-2006, 2000.
- [Elangovan y Lim, 1987] Elangovan, S. and Lim, C.M. *Efficient pole-assignment method for designing stabilisers in multimachine power systems*. IEE Proceedings of Generation, Transmission and Distribution, vol. 134, No. 6, pp. 383-384, 1987.
- [El-Metwally y Malik, 1995] *Fuzzy Logic Power System Stabiliser*. IEEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, vol. 142, No. 3, pp. 277-281, 1995.
- [El-Metwally et al., 1996] El-Metwally, K. A.; Hancock, G. C. and Malik, O. P. *Implementation of a Fuzzy Logic PSS using Micro-Controller and Experimental Test Results*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 11, No. 1, pp. 91-96, 1996.

- [El-Metwally et al., 1997] El-Metwally, K. A.; Rao, N. D.; Malik, O. P. and Ramakrishna, G. *Application of a neural network as an integrated excitation controller*. Electric Power System Research, vol. 42, pp. 121-126, 1997.
- [El-Sherbiny et al., 1997] El-Sherbiny, M. K.; El-Saady, G.; Ibrahim, E. A. and Sharaf, A. M. *Efficient Incremental Fuzzy Logic Controller for Power System Stabilization*. Electric Machines and Power Systems, vol. 25, pp. 429-441, 1997.
- [Evans y Wagner, 1926] Evans, R. D. and Wagner, C. F. *Further Studies of Transmission System Stability*. AIEE Transactions, pp. 51-80, 1926.
- [Fan et al., 1990] Fan, J. Y.; Ortmeyer, T. H. and Mukundan, R. *Power System Stability Improvement with Multivariable Self-Tuning Control*. IEEE Transactions on Power Systems, vol. 5, No. 1, pp. 227-234, 1990.
- [Fan y Xiaokui, 1993] Fan, J. and Xiaokui, L. *An Adaptive Turbogenerator Excitation Controller Based on Artificial Neural Network*. Proceedings of Computer, Communication, Control and Power Engineering TENCON, vol. 5, pp. 27-31, 1993.
- [Farmer y Agrawal, 1983] Farmer, R.G. and Agrawal, B.L. *State-of-the-Art Technique for Power System Stabilizer Tuning*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-103, vol. 3, pp. 699-709, 1983.
- [Ferguson et al., 1960] Ferguson, R.W; Herbst, H. and Miller, R.W. *Analytical Studies of the Brushless Excitation System*. AIEE Transactions, Part III, vol. 79, pp. 1815-1821, 1960.
- [Fleming et al., 1990] Fleming, R.J.; Gupta, M.M and Sun, J. *Improved power systems stabilizers*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 5, No. 1, pp. 23-27, 1990.
- [Flynn et al., 1996] Flynn, D.; Hogg, B. W.; Swidenbank, E. and Zachariah, K. J. *A Self-Tuning Automatic Voltage Regulator Designed For An Industrial Environment*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 11, No. 2, pp. 429-434, 1996.
- [Flynn et al., 1997] Flynn, D.; McLoone, S.; Irwin, G. W.; Brown, M. D.; Swidenbank, E. and Hogg, B. W. *Neural Control of Turbogenerator Systems*. Automatica, vol. 33, No. 11, pp. 1961-1973, 1997.
- [Fosha y Elgerd, 1970] Fosha, C.E. and Elgerd, O.I. *The Megawatt-Frequency Control Problem: A new Approach Via Optimal Control Theory*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-89, No. 4, pp. 563-577, 1970.
- [Fraile Ardanuy, 2000] Fraile Ardanuy, J. *Power System Stabilizer Design using GA*. Information Processing and Management of Uncertainty in Knowledge-Based System, Madrid, 2000.
- [Fraile Ardanuy, 2001] Fraile Ardanuy, J. *Novel Fuzzy Power System Stabiliser*. 7as Jornadas Hispano-Lusas de Ingeniería Eléctrica, vol. II, pp. 341-347, 2001.
- [Fraile Ardanuy y Zufiria, 2005] Fraile Ardanuy, J. and Zufiria, P. J. *Adaptive Power System Stabilizer Using ANFIS and Genetic Algorithms*. 44th IEEE Conference on Decision and Control, pp. 8028-8033, 2005

- [Fraile Mora, 2002] Mora Fraile, Jesús. *Introducción a las Instalaciones Eléctricas (2ª edición)*. Servicio de Publicaciones del Colegio de Ingenieros de Caminos, Canales y Puertos, Madrid, 2002.
- [Fraile Mora, 2004] Mora Fraile, Jesús. *Máquinas Eléctricas (5ª edición)*. McGraw-Hill, Madrid, 2004.
- [Gayek, 1964] Gayek, H.W. *Transfer Characteristics of Brushless Aircraft Generator Systems*. IEEE Transactions on Aerospace, vol. 2, No. 2, pp. 913-928, 1964.
- [Ghandakly e Idowu, 1990] Ghandakly, A. and Idowu, P. *Design of a Model Reference Adaptive Stabilizer for the Exciter and Governor Loops of Power Generators*. IEEE Transactions on Power Systems, vol. 5, No. 3, pp. 887-893, 1990.
- [Gao et al., 1992] Gao, B.; Morison, G. K. and Kundur, P. *Voltage stability evaluation using modal analysis*. IEEE Transactions on Power Systems, vol. 7, No. 4, pp. 1529-1542, 1992.
- [Gosh et al., 1984] Gosh, A.; Ledwich, G.; Malik O. P. and Hope, G. S. *Power System Stabilizer Based on Adaptive Control Techniques*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. 103, No. 8, pp. 1983-1989, 1984.
- [Grefenstette, 1986] Grefenstette, J. J. *Optimization of control parameters for genetics algorithms*. IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, vol.16, No. 1, pp. 122-128, 1986.
- [Grigsby, 2007] Grigsby, Leonard Lee. *Electric Power Engineering Handbook (Second Edition)*. CRC Press, New York, 2007.
- [Gu y Bollinger, 1989] Gu, W. and Bollinger, K. E. *A self-tuning power system stabilizer for wide-range synchronous generator operation*. IEEE Transactions on Power Systems, vol. 4, No. 3, pp. 1191-1199, 1989.
- [Hamid et al., 1996] Hamid, A. T.; Sadeh, J. and Ghazi, R. *Design of Augmented Fuzzy Logic Power System Stabilizers to Enhance Power Systems Stability*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 11, No. 1, pp. 97-103, 1996.
- [Hasanzadeh et al., 2000] Hasanzadeh, I.; Sharifian, I. M. B. B. and Khanmohammadi, S. *A FLN Artificial Neural Network Based Fuzzy Controller for Generator Excitation Control*. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, vol. 2, pp. 702-706, 2000.
- [Hassan et al., 1991] Hassan, M. A. M.; Malik, O. P. and Hope, G. S. *A Fuzzy Logic Stabilizer for a Synchronous Machine*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 6, No. 3, pp. 407-413, 1991.
- [Hassan y Malik, 1993] Hassan, M. A. M. and Malik, O. P. *Implementation and Laboratory Test Results for a Fuzzy Logic Based Self-Tuned Power System Stabilizer*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 8, No. 2, pp. 221-228, 1993.
- [Heffron y Phillips, 1952] Heffron, W. G. and Phillips, R. A. *Effects of Modern Amplidyne Voltage Regulator in Underexcited Operation of Large Turbine Generators*. AIEE Transactions, vol. PAS-71, pp. 692-697, 1952.

- [Hiyama et al., 1996] Hiyama, T.; Miyazaki, K. and Satoh, H. *A Fuzzy Logic Excitation System for Stability Enhancement of Power Systems with Multi-Mode Oscillations*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 11, No. 2, pp. 449-453, 1996.
- [Hiyama et al., 1997] Hiyama, T.; Ueki, Y. and Andou, H. *Integrated Fuzzy Logic Generator Controller for Stability Enhancement*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 12, No. 4, pp. 400-406, 1997.
- [Hiyama y Lim, 1989] Hiyama, T. and Lim, C. M. *Application of Fuzzy Logic Control Scheme for Stability Enhancement of a Power System*. IFAC Power System and Power Plant Control, Seoul, Korea, pp. 313-316, 1989.
- [Hiyama, 1990] Hiyama, T. *Rule-Based Stabilizer for Multi-Machine Power System*. IEEE Transactions on Power Systems. vol. 5, No. 2, 1990.
- [Hoang y Tomsovic, 1996] Hoang, P. and Tomsovic, K. *Design and Analysis of an Adaptive Fuzzy Power System Stabilizer*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 11, No. 2, pp. 455-461, 1996.
- [Holland, 1975] Holland, J. H. *Adaption in Neural and Artificial Systems*. University of Michigan Press, 1975.
- [Hosseinzadeh y Kalam, 1999] Hosseinzadeh, N. and Kalam, A. *A Rule-Based Fuzzy Power System Stabilizer Tuned by a Neural Network*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 14, No. 3, pp. 773-779, 1999.
- [Hsu y Liou, 1987] Hsu, Y. and Liou, K. *Design of Self-Tuning PID Power System Stabilizers for Synchronous Generators*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 2, No. 3, pp. 343-348, 1987
- [Ibrahim et al., 1989] Ibrahim, A. S.; Hogg, B. W. and Sharaf, M. M. *Self-Tuning Automatic Voltage Regulators or a Synchronous Generator*. IEEE Proceedings on Control Theory and Applications, vol. 136, No. 5, pp. 252-260, 1989.
- [Idowu y Ghandakly, 1989] Idowu, P. and Ghandakly, A. *A coordinated adaptive stabilizer for multimachine power systems*. Proceedings of the Twenty-First Annual North-American Power Symposium, pp. 175-184, 1989.
- [IEEE, 1981] IEEE Committee Report. *Excitation System Models for Power System Stability Studies*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-100, pp. 494-509, 1981.
- [IEEE, 1986a] IEEE Task Force. *Current Usage and Suggested Practices in Power System Stability Simulations for Synchronous Machines*. IEEE Transactions on Energy Conversion, VOL. EC-I, No. 1, pp. 77-93, 1986.
- [IEEE, 1986b] *IEEE Standard Definitions for Excitation Systems for Synchronous Machines*, IEEE Standard 421.1, 1986.
- [IEEE, 2006] *IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Excitation System Models for Power System Stability Studies*, IEEE Standard 421.5, 2006.

- [Ju et al., 1996] Ju, P.; Handschin, E. and Reyer, F. *Genetic Algorithm aided controller design with application to SVC*, IEEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, vol. 143, No. 3, pp. 258-262, 1996.
- [Kalman, 1958] Kalman, R.E. *Design of a self-optimizing control system*. Transactions of American Society of Mechanical Engineering, vol. 80, pp. 468-478, 1958.
- [Kanniah et al., 1984] Kanniah, J.; Malik, O. P. and Hope, G. S. *Excitation Control of Synchronous Generators Using Adaptive Regulators Part I - Theory and Simulation Results*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. 103, No. 5, pp. 897-902, 1984.
- [Kitauchi y Taniguchi, 1997] Kitauchi, Y and Taniguchi, H. *Experimental Verification of Fuzzy Excitation Control System for Multi-Machine Power System*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 12, No. 1, pp. 94-99, 1997.
- [Kundur, 1981] Kundur, P. *A Survey of Utility Experiences With Power Plant Response During Partial Load Rejections and System Disturbances*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-100, No. 5, pp. 2471-2475, 1981.
- [Kundur et al., 1981] Kundur, P.; Lee, D. C. and Zein El-Din, H. M. *Power System Stabilizers for Thermal Units: Analytical Techniques and On-Site Validation*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-100, pp. 81-95, 1981.
- [Kundur et al., 1985] Kundur, P.; Lee, D. C.; Bayne, J. P. and Dandeno, P. L. *Impact of Turbine Generator Overspeed Controls on Unit Performance Under System Disturbances Conditions*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-104, No. 6, pp. 1262-1269, 1985.
- [Kundur et al., 1989] Kundur, P.; Klein, M.; Rogers, G. J. and Zywno, M. S. *Application of Power System Stabilizer for Enhancement of Overall System Stability*. IEEE Transaction on Power Systems, vol. 4, No. 2, pp. 614-626, 1989.
- [Kundur, 1994] Kundur, Prahba. *Power System Stability and Control*. The EPRI Power System Engineering Series. McGraw-Hill, New York, 1994.
- [Kundur y Morison, 1997] Kundur, P. and Morison, G. K. *A review of definitions and classification of stability problems in today's power systems, Paper presented at the Panel Session on Stability Terms and Definitios*. IEEE PES Winter Meeting, New York, 1997.
- [Lakshmi y Khan, 2000] Lakshmi, P. and Khan, M. A. *Design of a robust power system stabilizer using fuzzy logic for a multi-machine power system*. Electric Power Systems Research, vol. 47, No. 1, pp. 39-46, 1998.
- [Landau, 1972] Landau, I. D. *A generalization of the hyperstability conditions for model reference adaptive systems*, IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 17, No. 2, pp. 246-247, 1972.
- [Landau, 1974] Landau, I. D. *A survey of model reference adaptive techniques. Theory and applications*. Automatica, vol. 10, No. 4, pp. 353-379, 1974.
- [Larsen y Swan, 1981a] Larsen, E. V. and Swan, D. A. *Applying Power Systems Stabilizers Part I: General Concepts*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. 100, No. 6, pp. 3017-3024, 1981.

- [Larsen y Swan, 1981b] Larsen, E. V. and Swan, D. A. *Applying Power Systems Stabilizers Part II: Performance Objectives and Tuning Concepts*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. 100, No. 6, pp. 3025-3033, 1981.
- [Larsen y Swan, 1981c] Larsen, E. V. and Swan, D. A. *Applying Power Systems Stabilizers Part III: Practical Considerations*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. 100, No. 6, pp. 3034-3046, 1981.
- [Larsson, 2005] Larsson, M. *An Adaptive Predictive Approach to Emergency Frequency Control in Electric Power Systems*. 44th European Control Conference on Decision and Control, pp. 4434-4439, 2005.
- [Lee, 2005] Lee, S. *Optimal decentralised design for output-feedback power system stabilisers*. IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, vol. 152, No. 4, pp. 449-459, 2005.
- [Lefebvre, 1983] Lefebvre, S. *Tuning of Stabilizers in Multimachine Power Systems*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-102, No. 2, pp. 290-299, 1983.
- [Lim y Elangovan, 1985] Lim, C.M and Elangovan, S. *Design of stabilisers in multimachine power systems*. IEE Proceedings of Generation, Transmission and Distribution, vol. 132, No. 3, pp. 146-153, 1985.
- [Madnani et al., 2000] Madnani, S.; Kothari, M. L. and Segal, R. *Radial Basis Function (RBF) Network Adaptive Power System Stabilizer*. IEEE Transactions on Power Systems, vol. 15, No. 2, pp. 1-5, 2000.
- [Malik et al., 1977] Malik, O. P.; Hope, G. S. and El-Ghandakly, A. A. M. *On-Line Adaptive Control of Synchronous Machine Excitation*. Proceedings of IEEE 10th PICA Conference, Toronto, pp. 59-67, 1977.
- [Malik y Hair, 1996] Malik, O. P. and Hair, A. *A Fuzzy Logic Based Power System Stabilizer with Learning Ability*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 11, No. 4, pp. 721-727, 1996.
- [Malik y He, 1997] Malik, O. P. and He, J. *An Adaptive Power System Stabilizer Based on Recurrent Neural Networks*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 12, No. 4, pp. 413-418, 1997.
- [Malik y Shamaollahi, 1997] Malik, O. P. and Shamaollahi, P. *An Adaptive Power System Stabilizer Using On-Line Trained Neural Networks*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 12, No. 4, pp. 382-387, 1997.
- [Malik y Chaturvedi, 2005] Malik, O. P. and Chaturvedi, D. K. *Generalized Neuron-Based Adaptive PSS for Multimachine Environment*. IEEE Transactions on Power Systems, vol. 20, No. 1, pp. 1-8, 2005.
- [Malik y Chaturvedi, 2008] Malik, O. P. and Chaturvedi, D. K. *Neurofuzzy Power System Stabilizer*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 23, No. 3, pp. 1-7, 2008.
- [Mao et al., 1990] Mao, C. X.; Prakash, K. S.; Malik, O. P.; Hope, G. S. and Fan, J. *Implementation and Laboratory Test Results for an Adaptive Power Systems Stabilizer Based on Linear Optimal Control*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 5, No. 4, pp. 1990-1996, 1990.

- [Mao et. al, 1992] Mao, C. X.; Fan, J.; Malik, O. P. and Hope, G. S. *Studies of Real-Time Adaptive Optimal Excitation Controller and Adaptive Optimal Power System Stabilizer*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 7, No. 3, pp. 598-605, 1992.
- [Martín Sánchez, 1974] Martín Sánchez, J.M. *Contribución a los sistemas adaptativos con modelo de referencia a partir de la teoría de la hiperestabilidad*. PhD Thesis. Universidad Politécnica de Catalunya, Barcelona, Spain, 1974.
- [Martín Sánchez, 1976a] Martín Sánchez, J.M. *Adaptive Predictive Control System*. US Patent No. 4,197,576, 1976.
- [Martín Sánchez, 1976b] Martín Sánchez, J.M. *A new solution to adaptive control*. Proceedings of the IEEE, vol. 64, No. 8, pp. 1209-1218, 1976.
- [Martín Sánchez, 2003] Martín Sánchez, J.M. *Adaptive Predictive Expert Control System*. International Patent Application. Application No.: PCT/US00/17836, Priority Date: June, 1999. US Patent No. 6,662,058 B1, 2003.
- [Martín Sánchez y Rodellar, 2005] Martín Sánchez, J.M.; Rodellar, José. *Control Adaptativo Predictivo Experto ADEX. Metodología, Diseño y Aplicación*. Universidad Nacional de Educación a Distancia (UNED), Madrid, 2005.
- [Martín Sánchez (Guest Editor), 2012] Martín Sánchez, J.M. *Special Issue: Industrial Optimized Adaptive Control*. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, vol. 26, No. 10, pp. 879-989, 2012.
- [Masiello y Schweppe, 1975] Masiello, R. D. and Schweppe, F. C. *Multi-machine Excitation Stabilization via System Identification*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. 94, No. 2, pp. 444-454, 1975.
- [Menniti et al., 2000] Menniti, D.; Picardi, C. and Sorrentino, N. *A decentralized adaptive power system stabilizer*. Proceedings. PowerCon 2000. International Conference on Power System Technology, vol. 3, pp. 1185-1190, 2000.
- [Moussa y Yao-nan, 1972] Moussa, H.A.M. and Yao-nan, Y. *Optimal Power System Stabilization Through Excitation and/or Governor Control*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-91, No. 3, pp. 1166-1174, 1972.
- [Mrad et al., 1997] Mrad, F.; Karabi, S. and Copti, B. *A Novel Fuzzy Logic Synchronous Machine Stabilizer*. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, vol. 2, pp. 797-802, 1997.
- [Mishra, 2006] Mishra, S. *Neural-Network-Based Adaptive UPFC for Improving Transient Stability Performance of Power System*. IEEE Transactions on Neural Networks, vol. 17, No. 2, pp. 1-9, 2006.
- [Narendra y Parthasarathy, 1990] Narendra, K. S. and Parthasarathy, K. *Identification and Control of dynamical systems using neural networks*. IEEE Transactions on Neural Networks, vol. 1, No. 1, pp. 4-27, 1990.
- [Nevado et al., 2010] Nevado, A; Martín, I. and Requena, R. *ADEX control of steam temperature in a combined cycle*. IEEE International Energy Conference and Exhibition (EnergyCon), pp. 137-142, 2010.

- [Nevado et al., 2012] Nevado, A.; Martín, I. and Mur, F. *Design and application of a steam temperature optimizer in a combined cycle*. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, vol. 26, No. 10, pp. 919-931, 2012.
- [Noorgard et al., 2000] Noorgard, D.; Ravn, O.; Poulsen, N. K. and Hansen, L. K. *Neural Networks for Modelling and Control of Dynamic Systems. A practitioner's Handbook*. Springer, 2000.
- [Ohtusa et al., 1986] Ohtusa, K.; Yokokawa, S.; Tanaka, H. and Doi, H. *A Multivariable Optimal Control System for a Generator*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. EC-1, No. 2, pp. 88-98, 1986.
- [Ogata, 1998] Ogata, Katsuhiko *Ingeniería de control moderna, 3ª edición*. Prentice-Hall Hispanoamericana, Mexico, 1998.
- [Ozaki et al., 2000] Ozaki, M.; Mizutani, Y.; Magatani, K. and Aoki, H. *A design Method of Multi-Input PSS Using High Speed Genetic Algorithm*. Proceedings of the International Conference on Power System Technology-PowerCon 2000, vol. 3, pp. 1287-1291, 2000.
- [Padiyar, 2004] Padiyar, K. R. *Power System Dynamics: Stability and Control 2nd Edition*. Anshan Limited, UK, 2004.
- [Pahalawatha y Annakkage, 1991] Pahalawatha, N. C. and Annakkage, U. D. *An Optimum Gain Scheduling Power System Stabilizer*. IEEE International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management, Hong-Kong, pp. 211-216, 1991.
- [Park, 1929] Park, R. H. *Two Reaction Theory of Synchronous Machines Generalized Method of Analysis-Part I*. AIEE Transactions, vol. 48, pp. 716-727, July 1929; Part II, vol. 52, pp. 352-255, June 1933.
- [Park et al., 1996] Park, Y.; Hyun, S. and Lee, J. H. *A Synchronous Generator Stabilizer Design Using Neuro Inverse Controller and Error Reduction Network*. IEEE Transactions on Power Systems, vol. 11, No. 4, pp. 1969-1975, 1996.
- [Park y Lee, 1996] Park, Y. and Lee, K. *A Neural Network-Based Power System Stabilizer using Power Flow Characteristics*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 11, No. 2, pp. 435-441, 1996.
- [Parks, 1966] Parks, P. *Lyapunov redesign of model reference adaptive control systems*. IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 11, No. 3, pp. 362-367, 1966.
- [Pérez et al., 1994] Pérez, L.; Pérez, F. J.; Cerezo, J.; Catediano, J. and Martín Sánchez, J. M. *Adaptive predictive control in a thermal power station*. Proceedings of the Third IEEE Conference on Control Applications, vol. 1, pp. 747-752, 1994.
- [Ramakrishna y Malik, 2000] Ramakrishna, G. and Malik, O. P. *Radial Basis Function Based Identifiers for Adaptive PSS in a Multi-Machine Power System*. Power Engineering Society Summer Meeting, vol. 1, pp. 116-121, 2000.
- [Ramakrishna y Malik, 2004] Ramakrishna, G. and Malik, O. P. *Radial basis function identifier and pole-shifting controller for power system stabilizer application*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 19, No. 4, pp. 663-670, 2004.

- [Requena et al., 2012] Requena Pérez, R.; Geddes, A. and Clegg, A. *Adaptive predictive expert control of superheated steam temperature in a coal-fired power plant*. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, vol. 26, No. 10, pp. 932-944, 2012.
- [Rogers, 2000] Rogers, Graham. *Power System Oscillations*. Power Electronics and Power Systems Series. Springer, Boston, 2000.
- [Salem et al., 2000] Salem, M. M.; Zaki, A. M.; Mahgoub, O. A.; Abu-Zahab, E. and Malik, O. P. *On-Line Trained Neuro-Controller with a Modified Error Function*. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, vol. 1, pp. 83-87, 2000.
- [Salem et al., 2002] Salem, M. M.; Malik, O.P.; Zaki, A.M.; Mahgoub, O.A. and El-Zahab, E. A. *Experimental Studies with Simple Neuro-Controller Based Excitation Controller*. IEEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, vol. 149, No. 1, pp. 108-113, 2002.
- [Schleif et al., 1968] Schleif, F.R.; Hunkins, H.D.; Martin, G.E. and Hattan, E.E. *Excitation Control to Improve Powerline Stability*, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-87, No. 6, pp. 1426-1434, 1968.
- [Shamma y Athans, 1990] Shamma, J. S. and Athans, M. *Analysis of Gain Scheduled Control for Nonlinear Plants*. IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 35, No. 8, pp. 898-907, 1990.
- [Sharaf y Lie, 1994] Sharaf, A. M. and Lie, T. *A Hybrid Neuro-Fuzzy Power System Stabilizer*. IEEE World Congress on Computational Intelligence, vol. 3, pp. 1760-1765, 1994.
- [Soliman et al., 2000] Soliman, H. M.; Elshafei, A. L.; Shaltaout, A. A. and Morsi, M. F. *Robust Power System Stabiliser*. IEEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, vol. 147, No. 5, pp. 285-290, 1997.
- [Steinmetz, 1920] Steinmetz, C. P. *Power Control and Stability of Electric Generating Stations*. AIEE Transactions, vol. 24, Part II, pp. 1215, 1920.
- [Taylor, 1994] Taylor, Carson W. *Power System Voltage Stability*. McGraw-Hill, New York, 1994.
- [Wilkins, 1926] Wilkins, R. *Practical Aspects of System Stability*. AIEE Transactions, pp. 41-50, 1926.
- [Van Cutsem and Mailhot, 1997] Van Cutsem, T. and Mailhot, R. *Validation of a fast voltage stability method on the HydroQuebec system*. IEEE Transactions on Power Systems, 12, 282, 1997.
- [Van Cutsem and Vournas, 1998] Van Cutsem, T. and Vournas, C. *Voltage Stability of electric Power Systems*. Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, The Netherlands, 1998.
- [Van Ness et al., 1980] Van Ness, J. E.; Brasch, F. M.; Landgren, G. L. and Naumman, S. I. *Analytical Investigation of Dynamic Inestability Occuring at Powerton Station*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-99, No. 4, pp. 1386-1395, 1980.
- [Venkateswara Reddy et al., 2011] Venkateswara Reddy, A.; Vijay Kumar, M.; Gurralla, G. and Sen, I. *New approach for the design of pole placement power system stabilizers*. International Conference on Clean Electric Power (ICCEP), pp. 324-327, 2011.

- [Watson y Manchur, 1973] Watson, W. and Manchur, G. *Experience with Supplementary Damping Signals for Generator Static Excitation Systems*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-92, No.1, pp. 199-203, 1973.
- [Whitaker et al., 1958] Whitaker, H. P.; Yarmon, Y. and Kezer, A. *Design of Model-Reference Adaptive Control Systems for Aircraft*. Instrumentation Laboratory, M.I.T., Report R-164, September 1958.
- [Wu y Hsu, 1988] Wu, Chi-Jui and Hsu, Yuan-Yih Yih. *Design of self-tuning PID power system stabilizer for multimachine power systems*. IEEE Transactions on Power Systems, vol. 3, No. 3, pp. 1059-1064, 1988.
- [Wu y Malik, 2006] Wu, Bin and Malik, O. P. *Multivariable Adaptive Control of Synchronous Machines in a Multimachine Power Systems*. IEEE Transactions on Power Systems, vol. 21, No. 4, pp. 1772-1781, 2006.
- [Xia y Heydt, 1983] Xia, D. and Heydt, G. T. *Self-Tuning Controller for Generator Excitation Control*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. 102, No. 6, pp. 1877-1885, 1983.
- [Xu et al., 1998] Xu, X.; Mathur, R.M.; Jiang, J.; Rogers, G.J. and Kundur, P. *Modeling of Generators and Their Controls in Power System Simulations Using Singular Perturbations*. IEEE Transactions on Power Systems, vol. 13, No. 1, pp. 109-114, 1998.
- [Yao-nan et al., 1970] Yao-nan Y.; Vongsuriya, K and Wedman, L.N. *Application of an Optimal Control Theory to a Power System*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-89, No. 1, pp. 55-62, 1970.
- [Yao-nan y Moussa, 1972] Yao-nan Y. and Moussa, H. A. M. *Optimal Stabilization of a Multi-Machine System*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-91, No. 3, pp. 1174-1182, 1972.
- [You et al., 2003] You, R.; Eghbali, H. J. and Nehrir, M. H. *An Online Adaptive Neuro-Fuzzy Power System Stabilizer for Multimachine Systems*. IEEE Transactions on Power Systems, vol. 18, No. 1, pp. 1-7, 2003.
- [Yousef y El-Serbiny, 2004] Yousef, A.M. and El-Sherbiny, M.K. *Improvement of synchronizing and damping torque coefficients based LQR power system stabilizer*. International Conference on Electric, Electronic and Computer Engineering, pp. 753-758, 2004.
- [Yu y Siggers, 1971] Yu, Y. N. and Siggers, C. *Stabilization and Optimal Control Signals for a Power System*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-90, No. 4, pp. 1469-1481, 1971.
- [Zadeh, 1965] Zadeh, L. A. *Fuzzy Sets*. Information and Control, vol. 8, No. 3, pp. 338-353, 1965.
- [Zhang et al., 1993] Zhang, Y.; Malik, O. P.; Hope, G. SH. and Chen, G. P. *An artificial neural network based adaptive power system stabilizer*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 8, No. 1, pp. 71-77, 1993.
- [Zhang et al., 1994] Zhang, Y.; Malik, O. P.; Hope, G. SH. and Chen, G. P. *Application of an Inverse Input/Output Mapped ANN as a Power System Stabilizer*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 9, No. 3, pp. 433-441, 1994.

- [Zhang y Coonick, 2000] Zhang, P. and Coonick, A. H. *Coordinated Synthesis of PSS Parameters in Multi-Machine Power Systems Using the Method of Inequalities Applied to Genetic Algorithms*. IEEE Transactions on Power Systems, vol. 15, No. 2, pp. 811-816, 2000.
- [Zhang y Lin Luo, 2009] Zhang, S.; Lin Luo, F. *An Improved Simple Adaptive Control Applied to Power System Stabilizer*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, No. 2, pp. 369-375, 2009.
- [Zhao y Malik, 2009] Zhao, P. and Malik, O. P. *Design of an Adaptive PSS Based on Recurrent Adaptive Control Theory*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 24, No. 4, pp. 884-892, 2009.
- [Zolotas et al., 2007] Zolotas, A.C.; Chaudhuri, B.; Jaimoukha, I.M. and Korba, P. *A Study on LQG/LTR Control for Damping Inter-Area Oscillations in Power Systems*. IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 15, No. 1, pp. 151-160, 2007.
- [Zufirira et al. 1999] Zufirira, P. J.; Fraile Ardanuy, J.; Riaza, R. y Alonso, J.I. *Neural Adaptive Control of non-linear plants via a multiple inverse model approach*. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, vol. 13, No. 4, pp. 219-239, 1999.