



UNIVERSITAT POLITÈCNICA
DE CATALUNYA
BARCELONATECH

Control adaptativo por modelo de referencia con síntesis de controlador mínima en sistemas con incertidumbre y sujetos a perturbaciones

Ciro Mauricio Larco Barros

ADVERTIMENT La consulta d'aquesta tesi queda condicionada a l'acceptació de les següents condicions d'ús: La difusió d'aquesta tesi per mitjà del repositori institucional UPCommons (<http://upcommons.upc.edu/tesis>) i el repositori cooperatiu TDX (<http://www.tdx.cat/>) ha estat autoritzada pels titulars dels drets de propietat intel·lectual **únicament per a usos privats** emmarcats en activitats d'investigació i docència. No s'autoritza la seva reproducció amb finalitats de lucre ni la seva difusió i posada a disposició des d'un lloc aliè al servei UPCommons o TDX. No s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a UPCommons (*framing*). Aquesta reserva de drets afecta tant al resum de presentació de la tesi com als seus continguts. En la utilització o cita de parts de la tesi és obligat indicar el nom de la persona autora.

ADVERTENCIA La consulta de esta tesis queda condicionada a la aceptación de las siguientes condiciones de uso: La difusión de esta tesis por medio del repositorio institucional UPCommons (<http://upcommons.upc.edu/tesis>) y el repositorio cooperativo TDR (<http://www.tdx.cat/?locale-attribute=es>) ha sido autorizada por los titulares de los derechos de propiedad intelectual **únicamente para usos privados enmarcados** en actividades de investigación y docencia. No se autoriza su reproducción con finalidades de lucro ni su difusión y puesta a disposición desde un sitio ajeno al servicio UPCommons No se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a UPCommons (*framing*). Esta reserva de derechos afecta tanto al resumen de presentación de la tesis como a sus contenidos. En la utilización o cita de partes de la tesis es obligado indicar el nombre de la persona autora.

WARNING On having consulted this thesis you're accepting the following use conditions: Spreading this thesis by the institutional repository UPCommons (<http://upcommons.upc.edu/tesis>) and the cooperative repository TDX (<http://www.tdx.cat/?locale-attribute=en>) has been authorized by the titular of the intellectual property rights **only for private uses** placed in investigation and teaching activities. Reproduction with lucrative aims is not authorized neither its spreading nor availability from a site foreign to the UPCommons service. Introducing its content in a window or frame foreign to the UPCommons service is not authorized (*framing*). These rights affect to the presentation summary of the thesis as well as to its contents. In the using or citation of parts of the thesis it's obliged to indicate the name of the author.

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

Programa de Doctorat:

AUTOMÀTICA, ROBÒTICA I VISIÓ

Tesi Doctoral

Control adaptativo por modelo de referencia con síntesis de controlador mínima en sistemas con incertidumbre y sujetos a perturbaciones

Ciro Mauricio Larco Barros

Director: **Ramon Costa Castelló**

Co-Director: **Josep M. Olm Miras**

Agosto de 2021

Dedicatoria

Este trabajo lo dedico a mis *padres*, quienes con su inteligencia y cariño, estuvieron día a día dándome fortaleza, confianza y apoyo, para que este trabajo se plasme.

Dedico a mis *hermanas*, quienes siempre estuvieron pendientes y dándome ayuda cuando la necesitaba, haciendo suyo este sueño.

Dedico de manera especial a mi *esposa*, quien me permitió volar lejos y estar pendiente a cada instante. Siempre confío en mí y con su paciencia me permitió realizar un sueño anhelado.

Le dedico a mi *hija* este trabajo y espero sea una motivación, para que ella pueda alcanzar esas metas que se ha propuesto.

Dedico también a todas esas personas, que silenciosamente me apoyaron y empujaron hacia adelante, haciendo más fácil el llevar adelante este trabajo y que seguramente también estarán orgullosos, unos desde acá y otros desde el cielo...

Agradecimiento

Quiero agradecer a **Ramón**, mi director, quien me dio ayuda desde que me conoció y con quién enfrenté cada adversidad en este trabajo.

Solo un amigo y una persona con un corazón gigante podía hacer lo que hizo por mí, fue mi guía y busco siempre lo mejor en lo científico y personal, nunca me dejo desfallecer en los instantes más complicados.

Admiro su temple y carisma característico, como su forma de guiarme en cada paso que daba, hasta llegar a ver la luz al final del túnel.

A **Josep**, mi codirector, dejo mi sentido agradecimiento, pues se unió al trabajo propuesto sin dudar, dando sus conocimientos y desarrollos sin egoísmos, buscando cada vez encontrar nuevos conocimientos. Siempre estaba dándome su ayuda, buenos consejos, su positivismo y sobre todo el mantener la fe en mí.

Agradezco a la **SENESCYT**, quienes con su beca de estudios permitieron el desarrollo de este trabajo.

Agradezco a la **Universidad de Cuenca**, la institución donde trabajo, y donde nunca dudaron en permitirme realizar mis estudios doctorales.

Agradezco a la **Universidad Politécnica de Cataluña**, quienes me acogieron como estudiante doctoral y me dieron todo su ayuda a través de todos sus profesores y personal administrativo. Agradezco también a las instituciones españolas e internacionales que se sumaron y me dieron su apoyo.

Resumen

En este trabajo de investigación se presenta una técnica no lineal denominada Síntesis de Controlador Mínima MCS, una variante al Control Adaptativo por Modelo de Referencia MRAC, la cual tiene como principal ventaja la de requerir muy poca información del dispositivo a controlar, que puede ser implementada en tiempo continuo ó discreto, y que garantiza que si los parámetros de la planta son constantes o que varían más lentamente que las ganancias adaptativas, el error entre las características deseadas y las de funcionamiento tiendan a cero en estado estacionario, garantizando condiciones estables de funcionamiento y robustez ante variación paramétrica. La velocidad de seguimiento y el rechazo de perturbaciones es otra característica inherente de la técnica. Se presentan los desarrollos matemáticos de la técnica de MCS, partiendo del Control Adaptativo por Modelo de Referencia, para obtener su presentación básica, su modelado en tiempo continuo, para luego llegar a tiempo discreto, y se evalúan de manera matemática y experimental en los sistemas a ser controlados (sistemas que presentan problemas de incertidumbre paramétrica y/o presencia de perturbaciones), para plantear una alternativa de desarrollo a los sistemas de control automático actuales. Con este propósito, los sistemas con incertidumbre y sujetos a perturbación a evaluarse serán dos, por un lado, un sistema de control de Laboratorio denominado “Roto-Imán” y por otro lado un Inversor Monofásico basado en LCL (dispositivo muy usado actualmente para la incorporación de energía eléctrica proveniente de fuentes renovables a las redes eléctricas). La metodología que se sigue es la de implementar los algoritmos adaptativos y evaluarlos en tiempo continuo mediante el modelo matemático de la planta Roto-Imán, para luego llevarlos a tiempo discreto y observar su funcionamiento tanto en simulación como de forma real en el Laboratorio, teniendo en cuenta que el Roto-Imán tiene un vector de estados de una dimensión. Estas experiencias serán escaladas al Inversor basado LCL, cuyo vector de estados es de dimensión tres. Los resultados del control adaptativo implementado para controlar el Inversor monofásico basado en LCL se verán a través de los modelos matemáticos promediados y conmutados, que fueron desarrollados para el efecto en Matlab/Simulink. Los resultados obtenidos en las dos plantas con el control adaptativo permiten visualizar las prestaciones de MCS, su robustez frente a la incertidumbre en los parámetros, en el modelado de la misma y también frente a perturbaciones periódicas. A estos diseños adaptativos se le incorporará proyección paramétrica para evitar el crecimiento a la deriva de las ganancias adaptativas, y un controlador basado en el Principio del Modelo Interno que mejore las capacidades de seguimiento de referencias y rechazo de perturbaciones de esta clase. La tesis está dividida en nueve capítulos que van describiendo desde los aspectos básicos hasta irse adentrando en aspectos más complejos, y mostrando a la vez como estos han sido resueltos, sus implementaciones y los resultados obtenidos de la técnica de Síntesis de Controlador Mínima. Los resultados obtenidos tanto en el ámbito matemático como en la planta real son comparados con otras técnicas desarrolladas para la planta Roto-Imán y el Inversor basado en LCL; y en base a ello, se observan sus ventajas y desventajas, para luego presentar los avances logrados en la técnica. Decir además que se ha buscado que las explicaciones sean detalladas y de fácil comprensión a lo largo de todos los capítulos de la tesis, enriqueciendo esta descripción con referencias a

múltiples artículos científicos y textos, que permitan orientar de mejor forma y profundizar en los temas de acuerdo a los intereses y requerimientos de cada lector.

Abstract

In this research work, a non-linear technique called Minimum Controller Synthesis (MCS) is presented. This is a variant of the Model Reference Adaptive Control (MRAC), which has the main advantage of requiring very little information from the device to be controlled. It can be implemented in continuous or discrete time, and that guarantees that if the parameters of the plant are constant or vary more slowly than the adaptive gains, the error between the desired characteristics and those of operation tend to zero in steady state. This guarantees stable conditions of performance and robustness to parametric variation. The tracking speed and the rejection of disturbances are other inherent characteristics of the technique. The mathematical development of the MCS technique is presented, starting from the MRAC to obtain its basic presentation, its modeling in continuous time, and then arrive at discrete time. Then, they are evaluated mathematically and experimentally in the systems to be controlled (with parametric uncertainty and/or disturbances) in order to propose an alternative development to current automatic control systems. For this purpose, the following two systems with uncertainty and subject to disturbances were evaluated: a Laboratory control system called “Roto-Magnet” and a Single-Phase Inverter based on an LCL (a device widely used nowadays to the incorporation of electrical energy from renewable sources to electrical networks). The methodology used is to implement the adaptive algorithms and evaluate them in continuous time through the mathematical model of the Roto-Magnet plant. Then, we take them to discrete time and observe their operation both in simulation and experimentally in the Laboratory, taking into account that the Roto-Magnet has a vector of dimension one. These experiments were scaled to the LCL based Inverter, whose state vector is dimension three. The results of the adaptive control implemented to control the LCL-based single-phase inverter can be seen through the averaged and switched mathematical models that were developed in Matlab/Simulink. The results obtained in the two plants with the adaptive control allow visualizing the performance of MCS, its robustness in the face of the uncertainty in the parameters, in its modeling and also in the face of periodic disturbances. These adaptive designs incorporated parametric projection to avoid the drift of the adaptive gains, and a controller based on the Principle of the Internal Model which improves the reference tracking and disturbance rejection capabilities. The thesis is divided into nine chapters that describe from the basics to more complex aspects, and at the same time show how these have been solved, their implementations and the results obtained from the Minimum Controller Synthesis technique. The results obtained both in the mathematical field and in the real plants are compared with other techniques developed for the Roto-Magnet plant and the Inverter based on LCL. Based on this, its advantages and disadvantages are highlighted in order to present the advances made in the technique. Finally, the explanations have been sought to be detailed and easy to understand throughout all the chapters of the thesis, enriching this description with references to multiple scientific articles and texts, which allow better orienting and deepening the topics according to the interests and requirements of each reader.

Índice general

Índice general	XI
1. Introducción	1
1.1. Breve descripción del trabajo de Investigación	1
1.2. Objetivos de Investigación	2
1.2.1. Objetivo General	2
1.2.2. Objetivos Específicos	3
1.3. Contenido del documento	4
2. Estado del Arte	7
2.1. Introducción	7
2.2. Técnicas de Estabilidad y Desempeño para el Roto-imán	8
2.3. Técnicas de Estabilidad para el Inversor basado en LCL	15
2.3.1. Asignación de Polos	15
2.3.2. Realimentación de Estados	15
2.3.3. Compensación de Admitancia	16
2.3.4. Filtro Notch	16
2.3.5. Amortiguamiento Pasivo	18
2.3.6. Amortiguamiento Activo	19
2.3.7. Doble Lazo de Control	19
2.3.8. Control Deadbeat	20
2.3.9. Control en Modo Deslizante	20
2.4. Técnicas de Desempeño para el Inversor basado en LCL	20
2.4.1. Controlador Proporcional Integral	21
2.4.2. Controlador Resonante	22
2.4.3. Controlador Resonante con Compensación de Armónicos	24
2.4.4. Control Repetitivo	25
2.4.5. Técnicas Adaptativas	28
2.5. Análisis del Estado de Arte	31
3. Aplicaciones estudiadas y soluciones tradicionales para el Inversor LCL	35
3.1. Introducción	35
3.2. Inversor basado en LCL	36
3.2.1. Esquema Nominal	37
3.2.2. Modelo Matemático	37
3.2.3. Planta Nominal	38

3.2.4.	Impedancia de Red	39
3.2.4.1.	Representación del punto de conexión del Inversor	39
3.2.4.2.	Valor de la Inductancia de Red L_s	40
3.2.5.	Modelo Matemático considerando L_s	41
3.2.6.	Familia de Plantas	42
3.2.7.	Estructura de Control	44
3.3.	Problemas del Inversor basado en LCL y soluciones tradicionales propuestas	45
3.3.1.	Controlador Loop Shaping	46
3.3.2.	Controlador H_∞	48
3.3.2.1.	Función de Pesado de la Incertidumbre	48
3.3.2.2.	Función de Pesado para el Rendimiento	52
3.3.2.3.	Función de Pesado para la señal de Control y otras señales	54
3.3.2.4.	Planta Generalizada o Aumentada	54
3.3.2.5.	Obtención del Controlador H_∞	56
3.3.3.	Controlador μ -Síntesis	58
3.4.	Simulación de Controladores	60
3.4.1.	Simulación Controlador Loop Shaping	61
3.4.2.	Simulación Controlador H_∞	62
3.4.3.	Simulación Controlador μ -Síntesis	63
3.5.	Análisis de Estabilidad Robusta	65
3.5.1.	Análisis de Estabilidad Robusta del Controlador Loop Shaping	65
3.5.1.1.	Incertidumbre establecida a partir de valores constantes para L_i, C_f, L_g del filtro LCL y la variación L_s	65
3.5.1.2.	Incertidumbre establecida por la tolerancia de L_i, C_f, L_g del filtro LCL y la variación L_s	67
3.5.2.	Análisis de Estabilidad Robusta del Controlador H_∞	68
3.5.2.1.	Incertidumbre establecida a partir de valores constantes para L_i, C_f, L_g del filtro LCL y la variación L_s	68
3.5.2.2.	Incertidumbre establecida por la tolerancia de L_i, C_f, L_g del filtro LCL y la variación L_s	69
3.5.3.	Análisis de Estabilidad Robusta del Controlador μ -Síntesis	70
3.5.3.1.	Incertidumbre establecida a partir de valores constantes para L_i, C_f, L_g del filtro LCL y la variación L_s	70
3.5.3.2.	Análisis de estabilidad robusta del Controlador μ -Síntesis con incertidumbre establecida por la tolerancia de L_i, C_f, L_g del filtro LCL y la variación L_s	71
3.5.4.	Conclusiones de los resultados obtenidos del análisis de estabilidad robusta	72
4.	Síntesis de Controlador Mínima	75
4.1.	Introducción	75
4.2.	Estado del arte de MCS	75
4.3.	Algoritmos de control de MRAC y MCS en tiempo continuo	76
4.3.1.	Algoritmo de control MRAC	76
4.3.2.	Algoritmo de control MCS en tiempo continuo	78
4.3.3.	Robustez del Algoritmo de MCS en tiempo continuo	79
4.4.	Algoritmo de control MCS en tiempo discreto	86
4.4.1.	Problema del retardo	89

4.5.	MCS con acción Integral	90
4.6.	MCS con acción integral y limitación de ganancias adaptativas	93
4.6.1.	MCSI con proyección paramétrica	96
4.6.2.	MCS con proyección paramétrica en tiempo discreto	98
4.6.2.1.	DTMCSI-PP en tiempo discreto	98
4.7.	Análisis de los algoritmos de MCS	102
5.	Implementación de MCS para el Roto-Imán y el Inversor basado en LCL	103
5.1.	Introducción	103
5.2.	Condiciones de Implementación de MCS para el Roto-Imán	103
5.2.1.	Características de la Planta Roto-imán	104
5.2.2.	Forma Canónica Controlable del Roto-imán	105
5.2.3.	Modelo de Referencia para la Planta Roto-Imán	106
5.2.4.	Modelos de Simulación de MCS para la planta Roto-imán en tiempo continuo	106
5.2.4.1.	Planta Roto-imán sin perturbación	107
5.2.4.2.	Planta Roto-imán con perturbación	111
5.2.5.	Modelos de Simulación de MCS para la planta Roto-imán en tiempo discreto	116
5.2.5.1.	Planta Roto-imán en tiempo discreto	116
5.2.5.2.	Planta Roto-imán con perturbación en tiempo discreto	118
5.2.5.3.	Experimentación Práctica de MCS en tiempo discreto en la planta Roto-imán	119
5.2.6.	Atenuación de perturbaciones periódicas mediante MCS	120
5.2.6.1.	Seguimiento y/o rechazo de perturbaciones periódicas	120
5.2.6.2.	Perfil de la referencia y parámetros de control utilizados	121
5.2.6.3.	Experimentación práctica de la atenuación de perturbaciones periódicas mediante MCS en tiempo discreto	122
5.2.7.	Incertidumbre Paramétrica de la Planta Roto-imán con MCS en tiempo discreto	124
5.2.7.1.	Variación Paramétrica de la Planta Roto-imán	124
5.2.7.2.	Experimentación práctica de la incertidumbre paramétrica de la Planta Roto-imán con MCS en tiempo discreto	126
5.3.	Condiciones de Implementación de MCS para el Inversor basado en LCL	131
5.3.1.	Forma Canónica Controlable del Inversor basado en LCL	131
5.3.1.1.	Controlabilidad	133
5.3.1.2.	Observabilidad	134
5.4.	Modelo de Referencia para el Inversor basado en LCL	134
5.5.	Normalización del Inversor basado en LCL	138
5.6.	Observador de Estados de Orden Completo	139
5.7.	Modelos de Simulación de MCS para el Inversor basado en LCL	145
5.7.1.	Modelos de Simulación de MCS en Tiempo Continuo para el Inversor basado en LCL	145
5.7.1.1.	Modelo de Simulación Matemático	145
5.7.1.2.	Modelo de Simulación Promediado	159
5.7.1.3.	Variación de L_s con MCS en tiempo continuo	162
5.7.1.4.	Modelo de Simulación Conmutado	165
5.7.1.5.	Modelo de Simulación Conmutado con Filtrado Antialiasing	169
5.7.2.	Modelos de Simulación de MCS en Tiempo Discreto para el Inversor basado en LCL	169

5.7.2.1.	Modelo de Simulación Matemático con MCS en tiempo discreto . . .	169
5.7.2.2.	Modelo de Simulación Promediado con MSC en tiempo discreto . . .	178
5.7.2.3.	Valores de \tilde{C}_e iguales	180
5.7.2.4.	Variación de L_s con MSC en tiempo discreto	182
5.7.2.5.	Modelo de Simulación Conmutado con MSC en tiempo discreto . . .	185
6.	MCS clásico con Proyección Paramétrica	191
6.1.	Introducción	191
6.2.	MCS clásico con proyección paramétrica en tiempo continuo para el Roto-imán	191
6.3.	MCSI clásico con proyección paramétrica en tiempo continuo para el Roto-imán	197
6.4.	Experimentación práctica de MCSI clásico con proyección paramétrica en tiempo discreto en la planta Roto-imán	204
6.5.	MCS clásico con proyección paramétrica en tiempo continuo para el Inversor basado en LCL	208
6.6.	MCSI clásico con proyección paramétrica en tiempo continuo para el Inversor basado en LCL	212
7.	MCS clásico con Modelo Interno	219
7.1.	Introducción	219
7.2.	MCS clásico con Modelo Interno en tiempo continuo para el Roto-imán	219
7.2.1.	MCS clásico con control resonante en tiempo continuo para el Roto-imán	219
7.2.2.	MCS clásico con control proporcional resonante en tiempo continuo para el Roto-imán	229
7.2.3.	MCS clásico con control resonante con compensación de armónicos en tiempo continuo para el Roto-imán	231
7.2.4.	MCS clásico con control repetitivo en tiempo discreto para el Roto-imán	233
8.	Conclusiones	237
8.1.	Introducción	237
8.2.	Contribuciones de la Tesis	237
8.2.1.	Estado del arte	237
8.2.2.	Estudio de Inversor basado en LCL	238
8.2.3.	MCS	239
8.2.4.	Implementación de MCS para el Roto-imán y el Inversor basado en LCL	239
8.2.4.1.	MCS en tiempo continuo para el Roto-imán	239
8.2.4.2.	MCS en tiempo discreto para el Roto-imán	239
8.2.4.3.	MCS en tiempo continuo para el Inversor LCL	240
8.2.4.4.	MCS en tiempo discreto para el Inversor LCL	241
8.2.5.	MCS clásico con proyección paramétrica	242
8.2.6.	MCS clásico con Modelo Interno	242
8.3.	Propuestas de trabajos futuros	243
8.4.	Publicaciones derivadas de la Tesis	243
8.4.1.	Revisión de control adaptativo por modelo de referencia con síntesis de controlador mínima y aplicación al control de velocidad de un motor DC	244
8.4.2.	Atenuación de perturbaciones periódicas mediante control MRAC con síntesis de controlador mínima	244
8.4.3.	Rechazo de perturbaciones periódicas usando MRAC con síntesis de controlador mínima	245

8.4.4. Control Adaptativo por Modelo de Referencia para un Inversor basado en LCL con Síntesis de Controlador Mínima	246
8.4.5. Validación experimental del algoritmo de MCSI en tiempo continuo con ganancias adaptativas limitadas	247
Bibliografía	249

Capítulo 1

Introducción

1.1. Breve descripción del trabajo de Investigación

En la actualidad y tras muchos años de investigación contamos con varias técnicas matemáticas lineales y no lineales, que han demostrado sus ventajas y desventajas, a la hora de ser implementadas como técnicas de control en lazo cerrado, tanto en tiempo continuo como discreto, con el objetivo de modificar la dinámica de un proceso a controlar, y alcanzar unas características esperadas de funcionamiento del sistema, obteniéndose así una dinámica deseada o buscada, en condiciones de estabilidad y robustez.

Estas técnicas han sido implementadas en una diversidad de dispositivos y procesos de control, con éxito y logrando tener sistemas automáticos con mejores prestaciones y haciendo viables más retos planteados por la humanidad, permitiendo un mayor desarrollo e innovación en las actividades que a diario presenta la sociedad moderna en la que vivimos. Muchos de estos sistemas de control implementados en los dispositivos, se han ido perfeccionando con el tiempo, gracias al avance de las matemáticas y otras ciencias, siendo inimaginables en este momento vivir si en ellos, o quizás no lo veríamos bien o lo tomaríamos como un retroceso si perdieran tan solo una característica de las que ya poseen, cuando lo habitual es que cada vez tengan más características que faciliten o simplifiquen nuestras necesidades, lo que muestra, que los sistemas de control automáticos también cambian algunos de los paradigmas de la sociedad.

Pero quizás, una de las mayores dificultades a la que se enfrentan los diseñadores e implementadores de estos sistemas de control, es no contar con el modelo matemático exacto del dispositivo a controlar, pues normalmente estos modelos tienen limitaciones en términos no modelados, no linealidades, incertidumbre paramétrica, entre otras, que llevan a tener un modelo inexacto. A esto se suma la presencia de perturbaciones y/o ruidos en los dispositivos a controlar, que normalmente son complejos de modelar. Otro problema que puede darse a la hora de la implementación de un sistema de control, es tener dificultades en la medición de algunas señales del sistema necesarias para el funcionamiento. Algunos de los sistemas a ser controlados, también pueden presentar problemas de estabilidad, haciéndose necesaria primero una técnica de control que lo estabilice y luego otras para obtener las prestaciones esperadas, lo que hace visualizar que las técnicas de control deben tener la característica adicional de poder coexistir entre ellas.

Teniendo en cuenta estas dificultades reales, la investigación se enfoca cada vez más en buscar nuevas técnicas de control o en mejorar las ya existentes, teniendo como meta facilitar el modelado y su

implementación, que en lo posible no dependan de las características de los sistemas a controlar; que tengan bajos costes, alcancen las consignas deseadas en tiempos muy cortos, sean robustos, que garanticen la estabilidad del sistema, y en lo posible inmunes a las perturbaciones y al ruido.

En este trabajo de investigación se presenta una técnica no lineal denominada Síntesis de Controlador Mínima **MCS**, una variante al Control Adaptativo por Modelo de Referencia **MRAC**, la cual tiene como principal ventaja la de requerir muy poca información del dispositivo a controlar, que puede ser implementada en tiempo continuo ó discreto, y que garantiza que si los parámetros de la planta son constantes o que varían más lentamente que las ganancias adaptativas, el error entre las características deseadas y las de funcionamiento, tiendan a cero en estado estacionario, garantizando condiciones estables de funcionamiento y robustez ante variación paramétrica. La velocidad de seguimiento y el rechazo de perturbaciones, es otra característica inherente de la técnica.

En este trabajo se presentarán los desarrollos matemáticos de la técnica de MCS, partiendo del Control Adaptativo por Modelo de Referencia, para obtener su presentación básica, su modelado en tiempo continuo, para luego llegar a tiempo discreto, y se evaluarán de manera matemática y experimental en sistemas a ser controlados (sistemas presentan problemas de incertidumbre paramétrica y/o presencia de perturbaciones), para plantear una alternativa de desarrollo a los sistemas de control automático actuales.

También se compararán, los resultados obtenidos con otras técnicas lineales implementadas en los sistemas descritos, y los resultados obtenidos con MCS, para poder valorar las prestaciones de la técnica, como las ventajas de implementación.

Por otro lado se mostrarán los desarrollos e innovaciones realizadas en esta investigación a la técnica de Control Adaptativo por Modelo de Referencia con Síntesis de Controlador Mínima.

1.2. Objetivos de Investigación

A continuación se describen tanto el objetivo general como los objetivos específicos, que se plantean desarrollar en este trabajo de investigación.

1.2.1. Objetivo General

Esta tesis se plantea como objetivo el desarrollo y evaluación de un Control Adaptativo por Modelo de Referencia con Síntesis de Controlador Mínima, para sistemas que tienen incertidumbre y que están sujetos a perturbaciones, que permita estabilizar al sistema y a la vez ser capaz de seguir señales de referencia y rechazar perturbaciones, características que serán mejoradas mediante la adición de un controlador basado en Modelo Interno.

Con este propósito, los sistemas con incertidumbre y sujetos a perturbación a evaluarse, serán dos, por un lado un sistema de control de Laboratorio denominado “Roto-Imán” y por otro lado un Inversor Monofásico basado en LCL (dispositivo muy usado actualmente para la incorporación de energía eléctrica proveniente de fuentes renovables a las redes eléctricas).

El sistema Roto-Imán presenta una perturbación magnética constante en su eje, lo cual afecta a la velocidad establecida en su consigna. Tiene la ventaja de poder implementar algoritmos de control en tiempo discreto enfocados al seguimiento de referencias y rechazo de perturbaciones, permite probarlos y obtener resultados de forma rápida y fiable. En tanto que el Inversor basado en LCL, es un sistema inestable si se consideran los componentes puros en su estructura, y también tiene el inconveniente de

que debe acoplarse la impedancia de red en función del punto de conexión del inversor, buscando que el factor de potencia sea unitario, para que exista una máxima transferencia de potencia. Además el Inversor en su salida debe proporcionar una señal de corriente alterna de acuerdo a los estándares establecidos, que permita la directa conexión a las redes de suministro eléctrico, lo que implica un correcto seguimiento de su referencia y el rechazo a perturbaciones.

La metodología que se seguirá es la de implementar los algoritmos adaptativos y evaluarlos en tiempo continuo mediante el modelo matemático de la planta Roto-Imán, para luego llevarlos a tiempo discreto y observar su funcionamiento tanto en simulación como de forma real en el Laboratorio, teniendo en cuenta que el Roto-Imán tiene un vector de estados de primer orden. Estas experiencias serán escalas al Inversor basado LCL, cuyo vector de estados es de tercer orden. Los resultados del control adaptativo implementado para controlar el Inversor monofásico basado en LCL se verán a través de los modelos matemáticos promediados y conmutados, que se desarrollarán para el efecto en Matlab/Simulink. Los resultados obtenidos en las dos plantas con el control adaptativo, permitirán visualizar las prestaciones de MCS, su robustez frente a la incertidumbre en los parámetros, en el modelado de la misma y también frente a perturbaciones periódicas. A estos diseños adaptativos se le incorporará un controlador basado en el Principio del Modelo Interno, que mejore las capacidades de seguimiento de referencias y rechazo de perturbaciones de esta clase.

Esta propuesta de control adaptativo basada en Síntesis de Controlador Mínima se torna en una alternativa innovadora para controlar el Inversor basado en LCL, debido a que este tipo de controlador no requiere el conocimiento de los parámetros de la planta, lo que permite adaptar la impedancia de red eléctrica, mitigando uno de los problemas de los inversores.

En concreto, se pretende implementar un Control Adaptativo por Modelo de Referencia con Síntesis de Controlador Mínima que además incorpore un controlador basado en el Principio del Modelo Interno, para sistemas con incertidumbre y sujetos a perturbaciones periódicas.

1.2.2. Objetivos Específicos

Se han planteado varios objetivos específicos para este trabajo de investigación, y son detallados a continuación, evidenciando la metodología y la estrategia a seguir, con el afán de cumplir con lo planteado en el objetivo general.

Objetivo Específico 1

Realizar una revisión de la literatura y presentarla en este documento, describiendo el estado del arte de las metodologías usadas para la estabilización, seguimiento de referencia y el rechazo de perturbaciones, de los sistemas Roto-Imán e Inversor monofásico basado en LCL. También se revisarán las técnicas adaptativas del MRCA/MCS utilizadas.

Objetivo Específico 2

Diseñar controladores que permitan estabilizar a las plantas que van a ser evaluadas, e incorporar otros que permitan el seguimiento y rechazo de perturbaciones, buscando que estos controladores sean los comúnmente utilizados en la literatura revisada. Debido a la variación paramétrica en las plantas a estudiarse, deberán ser consideradas técnicas de control y métricas robustas.

Objetivo Específico 3

Realizar un análisis conceptual de un Control Adaptativo por Modelo de Referencia con Síntesis de Controlador Mínima, para sistemas sometidos a perturbaciones, y observar sus prestaciones de forma

experimental en la planta “Roto-Imán”.

Objetivo Específico 4

Formulación del MCS estándar para los Inversores basados en LCL, su arquitectura, así como la realización de una simulación conceptual. A partir de esta se realizará una simulación conmutada para observar su operación en condiciones similares a la realidad.

Objetivo Específico 5

Desarrollar la formulación de una MSC con Modelo Interno, para así establecer su arquitectura y por simulación conceptual validar su funcionamiento.

1.3. Contenido del documento

La tesis está dividida en nueve capítulos que van describiendo desde los aspectos básicos hasta irse adentrando en aspectos más complejos, y mostrando a la vez como estos han sido resueltos, sus implementaciones y los resultados obtenidos de la técnica de Síntesis de Controlador Mínima. Los resultados en el ámbito matemático como en la planta real, son comparados con otras técnicas desarrolladas para la planta “Roto-Imán” y el Inversor basado en LCL; y en base a ello, se observan sus ventajas y desventajas, para luego presentar los avances logrados en la técnica.

En el capítulo 1, se da una breve descripción del trabajo de investigación, junto con los objetivos general y específicos planteados, mostrándose además una presentación de los contenidos del documento, con el objetivo de guiar y dar un camino claro, de acuerdo al interés total o parcial que genere este trabajo en el lector, y así facilitar su forma de abordarlo.

En el capítulo 2, se muestra el estado del arte de MCS y de las técnicas de estabilidad y de desempeño utilizadas tanto en el Inversor LCL como en el Roto-Imán. En el capítulo 3, dentro de las técnicas revisadas, se escogen las más comúnmente usadas para el filtro LCL, y se desarrollan con el objetivo de que en los capítulos posteriores se las puedan comparar con MCS. Por otro lado, se estudia la influencia de la impedancia de red para el caso del Inversor monofásico basado en LCL, y su inclusión en el modelo matemático. Esta inclusión de la impedancia de red y otras variaciones paramétricas en los dispositivos reales del filtro, generan una familia de plantas, siendo necesario considerar técnicas y métricas robustas, para así determinar la estabilidad y tener resultados mediante simulación del comportamiento del inversor.

En el capítulo 4, se revisa la técnica de Control Adaptativo por Modelo de Referencia y cómo a partir de ciertas consideraciones se obtiene un controlador MCS en tiempo continuo y discreto, demostrando a la vez su convergencia y robustez. Se establecen modelos matemáticos del Roto-Imán en tiempo continuo y discreto, para validar el funcionamiento de los algoritmos, para después proceder a implementar el algoritmo de MCS en tiempo discreto en la planta Roto-Imán, y así obtener resultados experimentales que permitan observar el desempeño de MCS frente a otras técnicas. También en este capítulo se describe MCS con proyección paramétrica de las ganancias.

Con la técnica de MCS validada en el Roto-Imán, en el capítulo 5, se presenta la implementación del algoritmo de MCS en tiempo continuo y discreto, para un Inversor monofásico basado en LCL, comenzando por establecer las condiciones iniciales de implementación, luego se propone un modelo de referencia, la normalización del sistema, un observador de estados y se muestran los resultados obtenidos en el modelado matemático conceptual, promediado y conmutado del Inversor basado en LCL, que se desarrollaron para este propósito.

En el capítulo 6 se muestra la implementación de un MCS clásico con proyección paramétrica en las plantas Roto-Imán e Inversor LCL. En tanto que en el capítulo 7, se implementa MCS junto con un controlador basado en Modelo Interno, para así mejorar el seguimiento de la referencia y el rechazo de perturbaciones, exponiendo aquí la forma de hacerlo, sus ventajas y desventajas.

En el capítulo 8 y 9, se describen las contribuciones de este trabajo de investigación, planteando trabajos futuros, junto con una breve descripción de las publicaciones científicas que se han derivado de la tesis.

Se ha buscado que este trabajo tenga una estructura de contenidos, que dependiendo del interés del lector se revisen todos los contenidos o parte de ellos. Si los conocimientos en el área son básicos, es recomendable revisar todos los capítulos en la secuencia establecida. Si se tiene conocimientos en MCS, se recomienda revisar los capítulos 5, 6, 7 y 8. Si el interés es concreto en la implementación de MCS para un Inversor monofásico basado en LCL, se recomienda la lectura del capítulo 5. En tanto que si se busca como se implementa el Modelo Interno junto con MCS, es recomendable revisar el capítulo 4 y 7. Para los que quieran profundizar sus conocimientos en MCS, es recomendable revisar los capítulos 6 y 7. A los interesados en realizar nuevos desarrollos y mejorar la técnica se recomienda iniciar por la revisión de los capítulos 8 y 9.

Las explicaciones a lo largo de todos los capítulos de la tesis son detallados y de fácil comprensión, con referencias a múltiples artículos científicos y textos, que permitan orientar de la mejor forma a cada lector.

Capítulo 2

Estado del Arte

2.1. Introducción

Normalmente los sistemas a controlar presentan problemas de incertidumbre y están sujetos a perturbaciones, siendo una necesidad el buscar alternativas de control que puedan atacar estos problemas, teniendo en mente que estos sistemas de control sean de fácil implementación, de alto desempeño y que tengan bajos costes. Para identificar las técnicas de control existentes en la literatura, que se enfocan y permiten solucionar los problemas de incertidumbre y de perturbaciones, se escogieron dos equipos que presentan estos inconvenientes, uno de laboratorio y otro que es muy utilizado por las energías renovables, estos son, el **Roto-imán** y el **Inversor basado en LCL**, que en adelante se les denominará *Plantas* y que estarán presentes a lo largo de los diferentes capítulos.

El **Roto-imán** es un equipo de laboratorio que ha sido diseñado con el objetivo de tener perturbaciones en su eje, las mismas que generan una variación de velocidad con respecto a su consigna, por lo que es necesario incorporar algoritmos de control, que estabilicen la planta y otros que permitan mitigar o eliminar la perturbación. Varios artículos científicos están presentes en la literatura, donde se muestran las técnicas utilizadas alrededor de esta planta, principalmente basadas en el Principio del Modelo Interno [1]. Así también, bajo el concepto de *Generación Distribuida*, cada vez más fuentes de energías renovables son incorporadas a la redes de distribución eléctrica, a través de *Inversores de Potencia*, los mismos que deben cumplir estrictas normas de calidad energía, y que tengan la posibilidad de ser conectados en cualquier punto de la red, lo cual involucra, el poder manejar diferentes impedancias de las líneas eléctricas. El **Inversor basado en LCL**, nombre que adquiere el inversor de potencia por el filtro que incorpora, es uno de los más usados, dadas sus características técnicas y de funcionamiento, pero presenta problemas de estabilidad dada su configuración y de variación paramétrica por la impedancia variable de las líneas eléctricas, debido a su punto de conexión. Varias alternativas de control han sido implementadas, buscando cada vez más atacar todas estas condiciones de desempeño y robustez.

La literatura científica revisada alrededor de esta problemática de incertidumbre paramétrica, estabilidad y perturbaciones, será presentada en este capítulo. En la primera sección, se mostrarán las **Técnicas de Estabilidad y Desempeño** utilizadas para corregir los problemas de perturbación del Roto-imán, comenzando por mostrar su principio de funcionamiento, sus bloques internos y su modelado. En la segunda sección, se incluirá lo concerniente a las **Técnicas de Estabilidad**, y en la tercera sección, se expondrá lo referente a las **Técnicas de Desempeño**, aplicadas al Inversor basado en LCL, con el objetivo de mostrar los logros alcanzados en cada arista del problema. Una subsección especial revisará

las técnicas adaptativas utilizadas para el Inversor LCL, como la aplicación de MCS a inversores. Al final de esta recopilación y revisión de literatura científica, se presentará un análisis de la misma.

2.2. Técnicas de Estabilidad y Desempeño para el Roto-ímán

La idea inicial y la concepción del primer equipo de Laboratorio denominado **Roto-ímán**, son descritas en [2], siendo su principal objetivo el desarrollo de una planta de bajo coste para la educación de grado y posgrado, enfocada al aprendizaje del Principio del Modelo Interno **IMP** (del inglés, Internal Model Principle). Sus autores dan a conocer la idea de cómo generar la perturbación constante en su eje, la misma que consiste en un sistema mecánico constituido por dos imanes permanentes, ubicados en los extremos de una barra de soporte, que se introduce de forma perpendicular en el eje de un motor de corriente continua. A la vez, dos electroimanes son ubicados en la base del sistema, a los costados de la barra soporte, y a una pequeña distancia, lo cual es regulable para generar diferentes grados de perturbación, como se ilustra en la Figura 2.1.

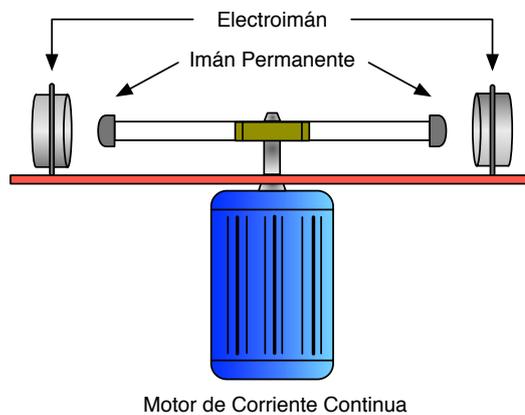


Figura 2.1: Equipo de pruebas de Laboratorio - Roto-ímán.

El campo magnético de los imanes permanentes es afectado por el campo magnético de los electroimanes externos, teniendo así una perturbación constante en su salida, que genera un torque de perturbación Γ_p , el cual provoca una variación en la velocidad angular del eje ω , como se muestra en la Figura 2.2.

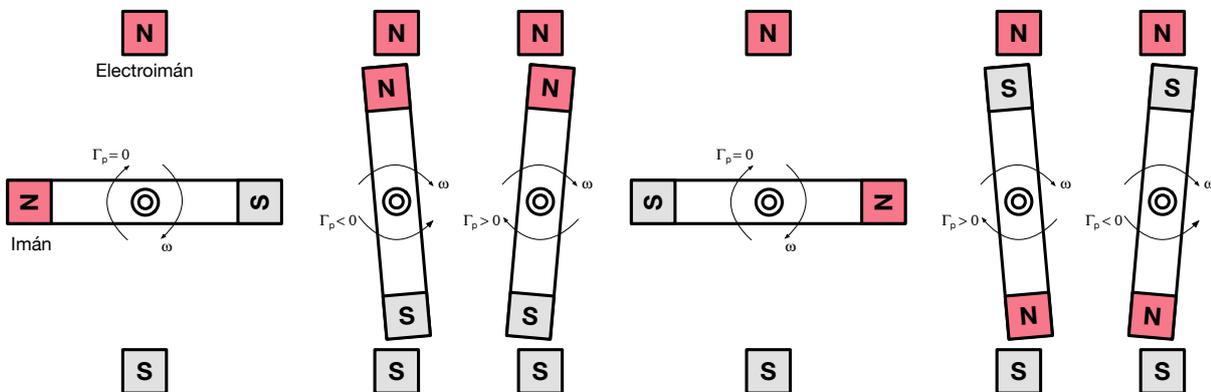


Figura 2.2: Perturbación - Esquema de interacción de los imanes permanentes y electroimanes.

Otro aspecto que se describe en [2], es el diagrama de bloques de lazo cerrado de la planta Roto-ímán, que se lo ha reproducido en la Figura 2.3, describiendo sus partes y los elementos utilizados para la implementación del prototipo.

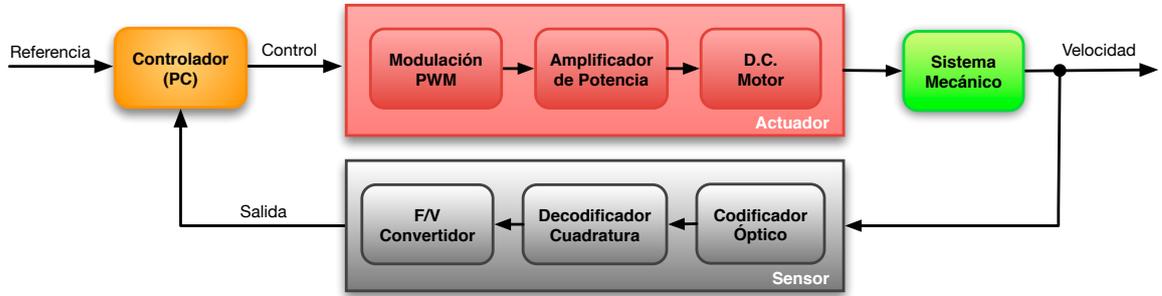


Figura 2.3: Diagrama de bloques del prototipo Roto-ímán.

Para eliminar la perturbación presente en el eje, que provoca a su vez un cambio en la velocidad angular del motor, objeto de control, se implementa un Controlador Repetitivo **CREP** para demostrar el principio de modelo interno, el mismo se describe primero en tiempo continuo y luego su implementación en tiempo discreto, bajo la estructura Plug In (Figura 2.4), buscando que este sea estable y robusto, y que la consigna de velocidad angular sea la establecida.

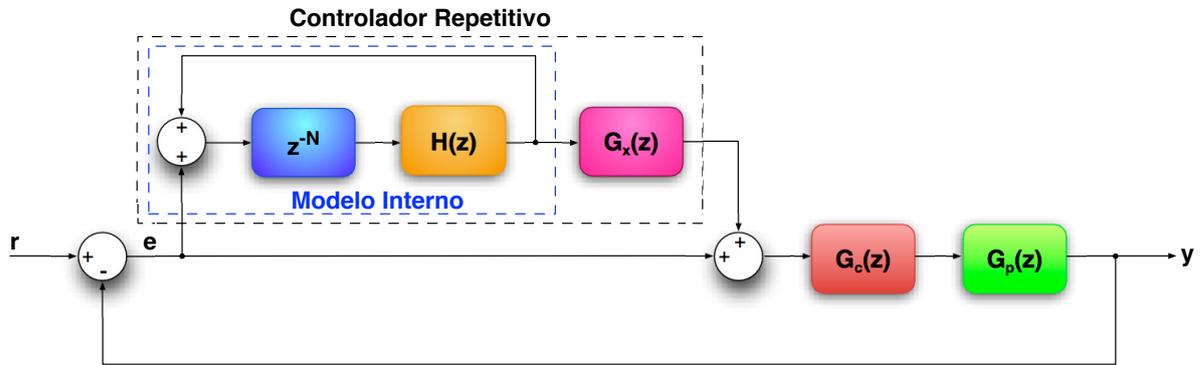


Figura 2.4: Controlador Repetitivo - Estructura Plug In en un Lazo de Control

Para ello, se realiza un análisis de estabilidad, donde se determina que una condición suficiente para la estabilidad del lazo de control, es que:

$$\left| \left(1 - \frac{G_o(z)G_x(z)}{1 + G_o(z)} \right) H(z) \right|_{z=e^{j\omega T_s}} < 1, \quad \forall \omega \in \left[0, \frac{\pi}{T_s} \right], \quad (2.1)$$

siendo, $G_o \triangleq G_c G_p$ y T_s el periodo de muestreo. Bajo el contexto del teorema de *Pequeña Ganancia*, se derivan dos condiciones adicionales de estabilidad:

$$|H(z)|_{z=e^{j\omega T_s}} < 1, \quad \forall \omega \in \left[0, \frac{\pi}{T_s} \right], \quad (2.2)$$

y que:

$$\left| \left(1 - \frac{G_o(z)G_x(z)}{1 + G_o(z)} \right) \right|_{z=e^{j\omega T_s}} < 1, \quad \forall \omega \in \left[0, \frac{\pi}{T_s} \right], \quad (2.3)$$

por lo que, $G_x(z)$ debe ser diseñada para cumplir con esta condición. Una alternativa común, es escoger a $G_x(z) = k_r((G_o)/(1 + G_o))^{-1}$, sin embargo, para plantas de fase no mínima, como la que se tiene, esta metodología podría generar cancelaciones prohibidas, y el sistema puede presentar problemas de estabilidad interna. Por lo que se propone en el artículo utilizar otra opción, que consiste en cancelar los ceros de fase mínima y compensar por los de fase no mínima [3]. Así, se tiene que:

$$G_x(z) = k_r \frac{D(z)N^-(z^{-1})}{N^+(z)b_{max}}, \quad (2.4)$$

donde, $(N(z)/D(z)) := (G_o(z)/1 + G_o(z))$, $N(z) := N^-(z)N^+(z)$. Las raíces de $N^-(z) = 0$, son los ceros de fase no mínima, en tanto que las raíces de $N^+(z) = 0$, son los ceros de fase mínima, y $b_{max} = \max_{\omega} |N^-(z)N^-(z^{-1})|_{z=e^{j\omega T_s}}$. Esto hace que cambia (2.3), a:

$$\left| 1 - k_r \frac{N^-(z^{-1})N^-(z)}{b_{max}} \right|_{z=e^{j\omega T_s}} < 1. \quad (2.5)$$

Por lo tanto, como $N^-(z^{-1})N^-(z)$ tiene una fase nula, k_r debe pertenecer a $(0, 1)$ para cumplir la condición, siendo el valor que se elija para k_r , un equilibrio entre la robustez y la respuesta transitoria. Dado que la planta, en su identificación por modelos ARMAX, con un tiempo de muestro, $T_s = 0.005s$, resulta ser:

$$G_p(z) = \frac{0.004225z^{-2} + 0.008491z^{-3} + 0.00581z^{-4}}{1 - 0.9749z^{-1} - 0.4759z^{-2} + 0.4694z^{-3}}. \quad (2.6)$$

Se determina que la planta en tiempo discreto es estable, por lo que se propone como controlador de lazo cerrado un Controlador Proporcional **P**, que se lo denomina como G_c , con un valor proporcional igual a 1, $G_c(z) = 1$. En cuanto a $H(z)$, se implementan dos tipos, el primero con un valor igual a 1, $H(z) = 1$; y el segundo con un filtro pasa bajo de fase nula, del tipo de Respuesta Finita al Impulso **FIR** (del inglés, Finite Impulse Response), siendo el utilizado:

$$H(z) = q_1z + q_0 + q_1z^{-1}, \quad (2.7)$$

considerando, una ganancia unitaria para el filtro, es decir: $q_0 + 2q_1 = 1$. Con todas estas características descritas, se observan varios ensayos del controlador implementado, con diferentes valores de K_r y q_0 , observándose una efectiva eliminación de la perturbación, y estabilidad del sistema.

El modelado y la simulación mediante leyes físicas del Roto-imán, es presentado en [4]. En este artículo, se incluye la deducción de las ecuaciones de comportamiento, la descripción de una aplicación interactiva basada en Easy JAVA Simulations, que permiten analizar el comportamiento de la planta en diferentes configuraciones y el diseño de un controlador repetitivo. Este artículo, es ampliado en [5], bajo el mismo enfoque educativo. En esta versión, se presenta un Controlador Resonante **CRES** y un controlador

repetitivo, basados en el IMP, siendo estos evaluados en el Roto-imán, el mismo que ahora es parte de un laboratorio virtual/remoto. Estos controladores basados en el IMP, son comparados con un clásico controlador Proporcional Integral Derivativo **PID**, el cual tiene un rendimiento limitado para el rechazo de perturbaciones no constantes. En [5] se enfoca primero en realizar la implementación de un control resonante, basada en la cancelación adaptativa hacia adelante **AFC** (del inglés, Adaptive Feed-forward Cancellation).

Partiendo de la expansión en series de Fourier de señales periódicas con periodo (T_p) en tiempo continuo,

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k e^{jw_k t}, \quad (2.8)$$

donde $w_k = 2k\pi/T_p$ y al aplicar la Transformada de Laplace a (2.8), se obtiene:

$$S(s) = \frac{a_0}{s} + \sum_{k=1}^{\infty} R_k(s), \quad (2.9)$$

siendo:

$$R_k(s) = \frac{\text{Re}(a_k)s + \text{Im}(a_k)w_k}{s^2 + w_k^2}. \quad (2.10)$$

La estrategia del control resonante consiste en introducir en la función de transferencia de lazo abierto un generador truncado de (2.9), es decir tan solo m de los posibles infinitos k , que permitirá el seguimiento o rechazo de señales hasta el orden m , de acuerdo al IMP. Esto puede causar problemas con el retraso de fase que puede introducir (2.10), por lo que el uso de ceros adecuados obtenidos en la técnica AFC, es la solución utilizada. Así:

$$R_k(s) = g_k \frac{s \cos(\phi_k) + w_k \cos(w_k)}{s^2 + w_k^2}, \quad (2.11)$$

donde, g_k es una ganancia positiva real, y ϕ_k es el cambio de fase de $R_k(s)$ en w_k . La estructura mostrada en la Figura 2.5 es la utilizada para la implementación.

El controlador del lazo interno $G_c(s)$ debe estabilizar a la planta y a la vez, proveer de un buen margen de fase y de ganancia a la función de transferencia del lazo interno $P(s)$, que viene dada por:

$$P(s) = \frac{G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)}, \quad (2.12)$$

y así tener estabilidad y robustez. En el lazo externo se tiene al controlador resonante $G_{res}(s)$:

$$G_{res}(s) = K_0(s) + \sum_{k=1}^m R_k(s), \quad (2.13)$$

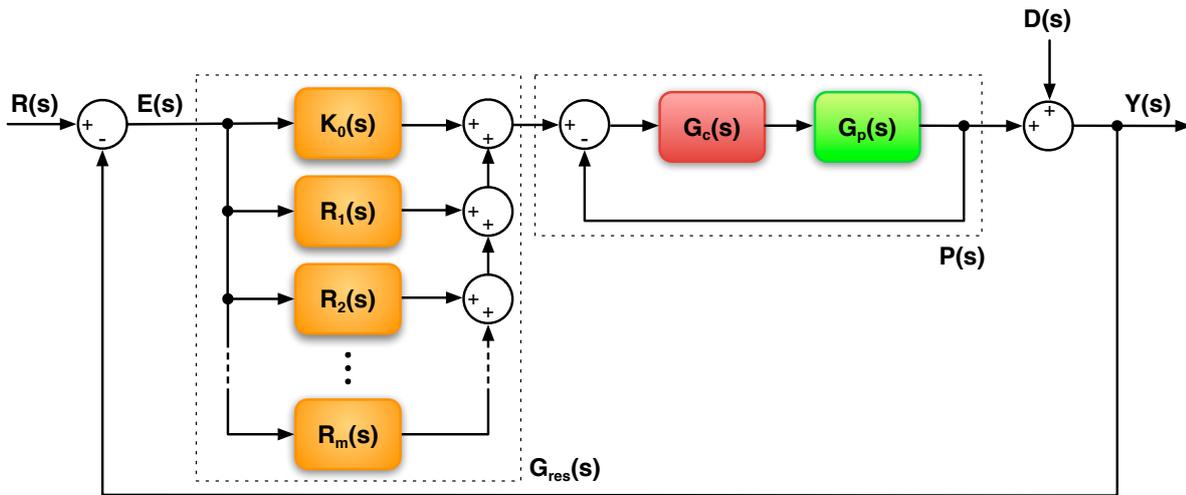


Figura 2.5: Control Resonante - Diagrama de bloques del AFC

que está constituido por $K_0(s)$, normalmente un Controlador Proporcional Integral **PI**, y un número finito de resonadores $R_k(s)$ del tipo AFC, mostrados en (2.11), con $k = 1, 2, \dots, m$ y $\phi_k = -\angle P(j\omega_k)$, donde el resonador $R_k(s)$ es un elemento con fase no mínima, si el $\angle P(j\omega) < 0$, lo cual es habitual. Por último se recomienda que, las ganancias g_k se ajusten para garantizar la estabilidad en bucle cerrado, teniendo como norma dar ganancias altas a las frecuencias bajas y ganancias bajas a las frecuencias altas, aunque otros perfiles pueden ser de interés en casos específicos.

Luego en este artículo, se expone el desarrollo de un controlador repetitivo, bajo las mismas características y con las mismas condiciones de estabilidad expuestas en [2]. Además se expone que para plantas de fase mínima, $G_x(s)$ se puede implementar de la forma:

$$G_x(s) = \frac{k_r}{P(s)}. \quad (2.14)$$

Por otro lado, en la sección comparativa del artículo, se establece que tanto el control resonante como el repetitivo, buscan disminuir la fase lo más posible, siendo la meta eliminar la fase de la planta, para así tener una alta ganancia junto con una fase nula, con el objetivo de garantizar la robustez. Por su puesto, bajo estas condiciones se simplifica el análisis de estabilidad. En este contexto, el control resonante, realiza esta cancelación solo en las frecuencias armónicas elegidas, a través de los ceros de $R_k(s)$, mientras que en el control repetitivo aplica en todas las frecuencias a través de $G_x(s)$.

Dentro del conjunto de simulaciones mostradas, se inicia por mostrar la planta en lazo abierto, donde se mira la perturbación constante en la velocidad. Se aplica a la planta el controlador PID, el cual busca eliminar la perturbación, pero no logra hacerlo, lo cual, de acuerdo a las características del controlador era de esperarse. Luego se aplica el controlador resonante a la planta y se observa su efectividad, dado que elimina en gran medida la perturbación, esto con $k = 2$ controladores resonantes o resonadores, aunque se puede aumentar el número de resonadores, ya que el sistema cuenta con un máximo permitido de $k = 3$. Por último, se observa la simulación del controlador repetitivo, donde se evidencia mayor efectividad al casi eliminar por completo la perturbación. De estas simulaciones, se desprende que los controladores basados en IMP, son efectivos en la eliminación de perturbaciones.

En [6], se muestra la última versión del Roto-imán (ó en inglés, Roto-Magnet), manteniendo su objetivo de creación (un equipo de laboratorio creado para experimentar algoritmos de control que permitan eliminar perturbaciones constantes en el tiempo). En la sección de la obra sobre el Roto-imán, se da a conocer la técnica para la obtención de la función de transferencia de esta nueva versión, la misma que relaciona el voltaje de ingreso y la velocidad angular ω , expresada en rev/s . Esta técnica de identificación consiste en generar un lazo cerrado, entre la función de la planta y un controlador proporcional (con una ganancia unitaria), y así evitar la alta ganancia que presenta la configuración de lazo abierto, del amplificador de potencia y el motor de corriente continua. De esta forma se determina (2.12) y al conocer que $G_c(s) = 1$, se obtiene $G_p(s)$. La función de transferencia de lazo cerrado $P_s(s)$ se obtiene al proporcionar a la referencia del sistema, una onda cuadrada simétrica con valor positivo ($+ 4 rev/s$) y negativo ($- 4 rev/s$), la misma que cruza por cero, lo que genera una inversión de giro cada $0.25s$.

Luego la respuesta del sistema a esta onda, se aproxima a una función de transferencia de primer orden, con lo que se obtiene la función de transferencia de lazo cerrado:

$$P_s(s) = \frac{0.9417}{0.02665s + 1} \frac{rev/s}{V}, \quad (2.15)$$

y se determina que:

$$G_p(s) = \frac{k}{\tau s + 1} = \frac{16.152}{0.457s + 1} \frac{rev/s}{V}, \quad (2.16)$$

con lo que, los parámetros de la función de primer orden serían: $k = 16.152 rev/(V \cdot s)$ y $\tau = 0.457s$. A esta planta $G_p(s)$ en tiempo continuo, se la pasa a tiempo discreto, considerando que el motor funcionará a $4 rev/s$ y que se realizarán $N = 250$ muestras por periodo, por lo que:

$$\bar{T} = T_p/N = 1/(\omega N) = 1ms, \quad (2.17)$$

y bajo estas características, se obtiene la función de transferencia en tiempo discreto:

$$G_p(z) = G_p(z, \bar{T}) = \frac{k(1 - e^{-\bar{T}/\tau})}{z - e^{-\bar{T}/\tau}} = \frac{0.0353}{z - 0.9978}. \quad (2.18)$$

Con esta información se muestra una implementación de un controlador repetitivo estándar para esta planta, para lo cual se utiliza un controlador $G_c(z)$, que provee estabilidad y robustez:

$$G_c(z) = \frac{1.8z - 1.796}{z - 1}. \quad (2.19)$$

En tanto que $H(z)$, es un filtro FIR de fase nula de primer orden:

$$H(z) = 0.25z + 0.5 + 0.25z^{-1}. \quad (2.20)$$

Al ser la planta de fase mínima, se utiliza un $G_x(z) = k_r G_o^{-1}(z)$, con una ganancia $k_r = 0.7$. En las simulaciones y los resultados prácticos se observa un correcto funcionamiento y desempeño del controlador repetitivo. Algo interesante que deja ver el artículo, es un análisis de los armónicos presentes en la perturbación del Roto-imán, esto por su puesto sin la presencia del controlador repetitivo.

Un desarrollo completo de una estrategia utilizada para cuando el período de muestreo es variable se presenta en [7]. Aquí, se utiliza al Roto-Imán para experimentar los desarrollos de la estrategia de diseño, que consiste en compensar los cambios paramétricos causados por el ajuste del período de muestreo. Adicionalmente se analiza la estabilidad del controlador digital repetitivo, que funciona bajo un período de muestreo variable en el tiempo. Al final se muestran los desarrollos teóricos, y los resultados experimentales obtenidos, donde se observa un correcto desenvolvimiento de la estrategia,

Luego en [8], se presenta un análisis de estabilidad de un controlador digital repetitivo que funciona bajo un período de muestreo variable en el tiempo, utilizando para ello desigualdades de matrices lineales LMI (del inglés, Linear Matrix Inequality). Los desarrollos teóricos se ilustran junto con los resultados prácticos realizados en el Roto-imán, mostrando un correcto funcionamiento.

Una réplica del Roto-imán, es mostrada en [9], donde se propone un control basado en un observador resonante de variación de parámetros lineal LPV (del inglés, Linear Parameter Varying), para el rechazo periódico de la señal, y que puede manejar los cambios en la frecuencia de la señal de perturbación. El observador integra un modelo interno de la perturbación que se basa en su descomposición armónica. De esta manera, la frecuencia de la señal de perturbación constituye un parámetro que se puede ajustar de acuerdo con las variaciones de la señal. La estimación de la perturbación resultante es utilizada por la ley de control, que cancela el término de perturbación periódica mientras controla una tarea de seguimiento específica. Los resultados experimentales, muestran que el control basado en el observador resonante LPV propuesto, rechaza con éxito las perturbaciones periódicas en condiciones de frecuencia variable.

En [10], una metodología de estimación adaptativa de parámetros variables en el tiempo para sistemas no lineales, es ejecutada en el Roto-imán. El método propuesto puede estimar directamente los parámetros desconocidos que varían en el tiempo. Por otro lado se proponen varias leyes adaptativas nuevas impulsadas por la información derivada de los errores de estimación de parámetros, que logran una tasa de convergencia más rápida que los algoritmos convencionales de descenso de gradiente. También se estudia la robustez de los esquemas de estimación adaptativa desarrollados contra las perturbaciones limitadas. La metodología es evaluada mediante simulación y experimentación, los mismos que revelan que los métodos propuestos, pueden lograr un mejor rendimiento de estimación que varios otros algoritmos de estimación.

Por último, en [11] se hace uso de un estimador y el ampliamente utilizado controlador PID, con el objetivo mejorar la capacidad del mismo para rechazar perturbaciones externas y manejar no linealidades severas. Para ello, se presenta un estimador simple de la dinámica desconocida de la planta, que solo necesita de un filtro paso bajo en la entrada y salida, y de algunas operaciones algebraicas sencillas para su construcción, y con esto se garantiza una convergencia exponencial del mismo. Se presentan resultados de simulaciones numéricas y experimentales, realizadas en el Roto-imán, para mostrar la validez del conjunto estimador y control PID, observándose el correcto funcionamiento y el seguimiento de la señal de referencia, con un error muy pequeño.

2.3. Técnicas de Estabilidad para el Inversor basado en LCL

Para garantizar la estabilidad en lazo cerrado de los Inversores basados en LCL, varias son las técnicas de control utilizadas, desarrollándose estas en régimen de referencia estacionario y síncrono. Las herramientas utilizadas para observar la estabilidad son mayoritariamente el *Lugar Geométrico de las Raíces* y el *Diagrama de Bode*. Estas técnicas de estabilización serán descritas a continuación.

2.3.1. Asignación de Polos

Una de las técnicas utilizadas para la estabilización de la planta es la Asignación de Polos, donde el objetivo es ubicar los polos de lazo cerrado por anticipado sobre el semi plano izquierdo de “s”, de acuerdo a las características deseadas. Partiendo de la ecuación característica y la ecuación deseada se obtienen los parámetros del controlador, considerando para ello también el criterio de estabilidad de Routh. En [12] se propone la ubicación de estos polos en:

$$D_r(s) = (s^2 + 2\xi_r w_r s + w_r^2)(s + m\xi_r w_r) \quad (2.21)$$

donde w_r es la frecuencia de resonancia, ξ_r el amortiguamiento deseado y m es un factor que establece la distancia entre los polos oscilatorios dominantes, y el polo no dominante. Se propone aquí un valor de m de 4 ó 5. Junto con un controlador resonante se evalúa y se muestran los resultados obtenidos. En [13] se propone que la ubicación de polos sea en:

$$D_r(s) = (s^2 + 2\xi_r w_r s + w_r^2)(s + 1/\tau) \quad (2.22)$$

donde $1/\tau \geq 10\xi_r w_r$. El sistema de control es completado con un controlador Proporcional Resonante con Compensación de Armónica **PR-HC**, que se analiza en las técnicas de desempeño. En el ámbito de tiempo discreto se hace una propuesta en [14]. Una optimización de asignación de polos y ceros se realiza en [15] y una estrategia de ubicación de ceros se muestra en [16]. En estos artículos no se considera la variación de L_s .

2.3.2. Realimentación de Estados

En el espacio de estados el método utilizado para la estabilización del Inversor basado en LCL es la Realimentación de Estados, para lo cual se establece primero la ubicación de polos en lazo cerrado, para luego obtener las constantes de realimentación.

En [17] para estabilizar el sistema se realiza una realimentación de estados en el ámbito discreto y luego se combina con un controlador Proporcional Resonante **PR**, para seguir la señal de referencia de acuerdo al modelo interno y un PR-HC, para eliminar los armónicos 3, 5 y 7. Para obtener las constantes de realimentación se supone variación de L_s y se utilizan desigualdades matriciales lineales, alcanzándose así un mayor margen de estabilidad.

En régimen de referencia síncrono $\alpha\beta$, una realimentación de estados se realiza en [18], donde se establece la ubicación de polos en:

$$\begin{aligned} s_{1,2} &= -\xi_r w_r \pm j w_r \sqrt{1 - \xi_r^2} \\ s_3 &= -m\xi_r w_r. \end{aligned} \quad (2.23)$$

A partir de esta ubicación de polos, se obtienen los valores de realimentación, y junto a un controlador repetitivo para el seguimiento de señal y rechazo de perturbaciones, el sistema de control se implementa.

En [19] se sustituye el controlador repetitivo por un controlador resonante y se comparan los resultados obtenidos, siendo mejor el desempeño con el controlador repetitivo. Es establecida una metodología para que la ubicación de polos sea robusta en [20]. En [21] se utiliza un estimador de estados, el cual proporcionará los estados a ser realimentados, con las ganancias establecidas anteriormente. Esta realimentación es realizada junto con un controlador resonante. Un complemento a esto se realiza en [15], donde el estimador es sustituido por un observador de estados, y el controlador resonante se sustituye por un PR-HC con amortiguamiento, que va desde el armónico 3 hasta el armónico 11.

2.3.3. Compensación de Admitancia

En este método se determina primero la Admitancia entre la entrada y la salida del Inversor basado en LCL, la cual depende del voltaje proveniente de la fuente de energía renovable V_{dc} y del voltaje en el punto de conexión, por lo cual se tendrán dos admitancias:

$$Y(s) = Y_1(s) + Y_2(s), \quad (2.24)$$

donde Y_1 es la admitancia deseada y es la que no distorsiona la corriente de salida, en tanto que Y_2 es la admitancia no deseada y es la que será compensada al sistema en forma negativa, para así evitar sus efectos deterioren la corriente de salida. Estas admitancias son determinadas en [22] y se establece que la función de transferencia de la admitancia a ser compensada es:

$$G_{comp}(s) = -Y_2(s) = \frac{1}{H_v(s)V_{dc}F_mG_i(s)}, \quad (2.25)$$

siendo $H_v(s)$ la ganancia de la función de transferencia del sensor de voltaje, V_{dc} el voltaje de la fuente renovable, F_m la ganancia de la Modulación por Ancho de Pulso **PWM** (del inglés, Pulse With Modulation) y $G_i(s)$ la función de transferencia del controlador que se utiliza para seguir la referencia, que en este caso es un controlador PR-HC con amortiguamiento, que se lo llama controlador cuasi-proporcional resonante. La compensación de admitancia propuesta junto con un PR-HC está diseñado para lograr una alta ganancia a la frecuencia fundamental y rechazo de armónicos en las frecuencias seleccionadas, manteniendo un margen de estabilidad suficiente. Esta técnica es desarrollada en [23]-[24]-[25]-[26], donde se muestra cada una de las partes que intervienen, los conceptos utilizados, así como también los resultados obtenidos en una pila de combustible.

2.3.4. Filtro Notch

Para compensar de una forma directa el pico de resonancia de la planta se implementa un filtro Notch sintonizado en la frecuencia de resonancia; de esta manera se genera un pico de resonancia inverso. En [27] la función de transferencia planteada es:

$$G_{nf}(s) = k_{nf} \frac{s^2 + w_r^2}{s^2 + 2\xi_r w_r s + w_r^2} \quad (2.26)$$

donde K_r es la ganancia del filtro, w_r es la frecuencia de resonancia de la planta y ξ_r el amortiguamiento deseado. En la Figura 2.6.(a) se muestra el diagrama de Bode de un filtro Notch, con amortiguamiento deseado $\xi_r = 0,9$ y $K_r = 1$. En la Figura 2.6.(b) se muestra el diagrama de Bode de la planta nominal y el filtro Notch, para observar como debe ser sintonizado de forma exacta y obtener el efecto deseado.

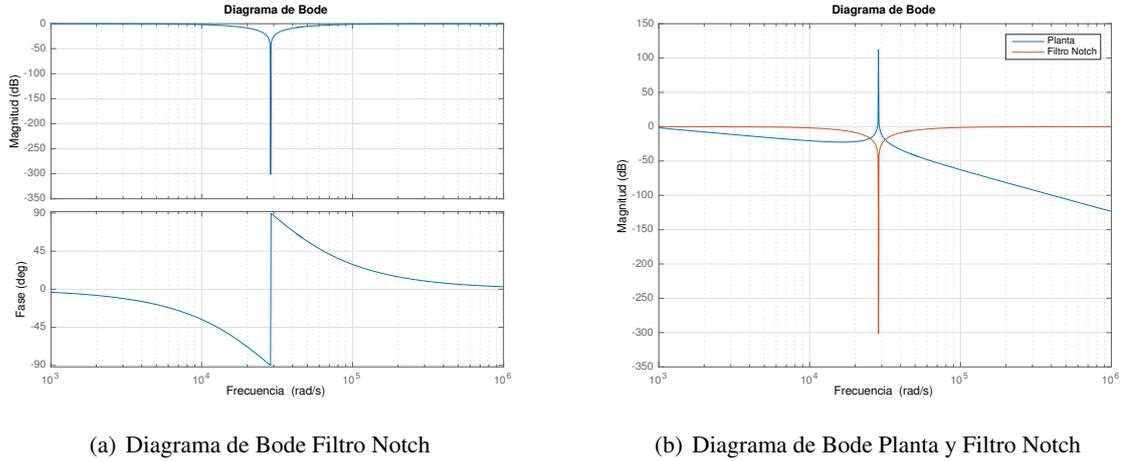


Figura 2.6: Filtro Notch

En [28], partiendo del Filtro Bi-Cuadrático:

$$G_{bq}(s) = \frac{s^2 + 2D_p w_p s + w_p^2}{s^2 + 2D_z w_z s + w_z^2}, \quad (2.27)$$

se obtiene un filtro Notch, para lo cual se coloca w_p y w_z con valores iguales y los valores de D_p y D_z se van escogiendo para lograr el amortiguamiento deseado, teniendo en cuenta la robustez del sistema. Un análisis completo del filtro Notch para tiempo discreto se desarrolla en [29], donde una función de transferencia genérica se propone:

$$G_{nf}(z) = \frac{a_2 z^2 + a_1 z + a_0}{b_2 z^2 + b_1 z + b_0}, \quad (2.28)$$

y muestra también como obtener cada uno de sus parámetros. En [30] se establece un Notch Filter en tiempo discreto basado en la función de transferencia genérica (2.28). En [31] a partir de la función de transferencia (2.27), se desarrolla una discretización mediante la aplicación de la transformada de Tustin. El sistema de control se complementa con un controlador repetitivo para el seguimiento de señales de referencia y rechazo de perturbaciones. Basándose en la función de transferencia (2.27), en [32] se eleva a la potencia n , donde $n = 1, 2, 3, \dots$, con el objetivo de suavizar el pico de resonancia.

El inconveniente que presenta el Filtro Notch es la no coincidencia de su pico inverso con el de la planta cuando se produce una variación de parámetros en la planta o una variación de L_s , lo cual degrada su funcionamiento y pone en riesgo la estabilidad del sistema.

2.3.5. Amortiguamiento Pasivo

Desde el punto de vista matemático, para poder evitar el pico de resonancia de la planta es necesario contar con una amortiguación en su función de transferencia. Varias posibilidades se estudian, siendo la opción más utilizada la de incluir una resistencia R_d , en serie con la inductancia del lado del inversor L_i ó en serie con el condensador C_f , como se muestra en la Figura 2.7.

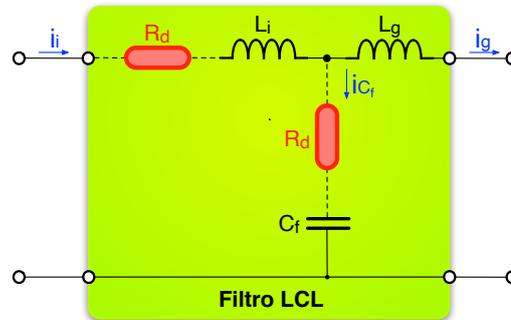
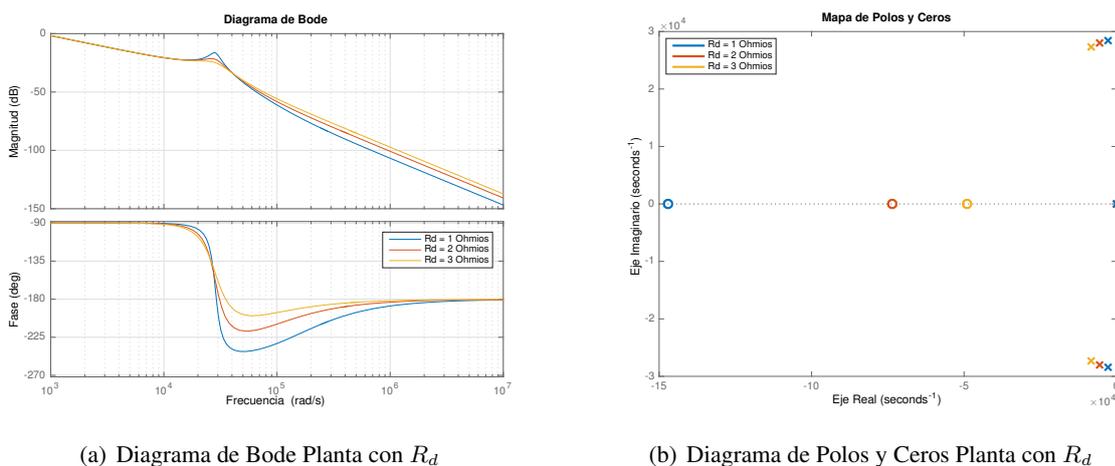


Figura 2.7: Amortiguamiento Pasivo - Posibilidades de inclusión de R_d de forma física

La función de transferencia de la planta nominal con la inclusión de R_d en serie al capacitor C_f se convierte en:

$$\frac{I_g(s)}{V_{dc} d(s)} = \frac{R_d C_f s + 1}{L_i L_g C_f s^3 + (L_i + L_g) R_d C_f s^2 + (L_i + L_g) s}. \quad (2.29)$$

La altura del pico de resonancia es dependiente del valor de R_d , como se observa en la Figura 2.8.(a), y de esta forma, los polos conjugados que se encontraban en el eje imaginario, se desplazan al semi plano izquierdo, como se muestra en la Figura 2.8.(b), eliminándose la estabilidad crítica, y resultando así un sistema estable en lazo abierto.



(a) Diagrama de Bode Planta con R_d

(b) Diagrama de Polos y Ceros Planta con R_d

Figura 2.8: Amortiguamiento Pasivo - Variación de R_d

El controlador de estabilización (normalmente un controlador PI) incrementará esta distancia de los polos al eje imaginario, y mediante una técnica de desempeño, se podrá seguir señales de referencia y rechazar

perturbaciones. Esta técnica, que pasa por incluir R_d físicamente en el filtro LCL, toma el nombre de **Amortiguamiento Pasivo** (en inglés, Passive Damping) [33]-[34]. Sin embargo su utilización genera una pérdida de potencia en la resistencia [35], y por ende esta forma de amortiguamiento es ineficiente. Otras alternativas de amortiguamiento se muestran en [36].

2.3.6. Amortiguamiento Activo

En esta arquitectura la resistencia R_d se incluye de forma virtual lo cual se denomina **Amortiguamiento Activo** (en inglés, Active Damping), y tiene por objeto realizar una compensación por realimentación al sistema de control, habiendo varias alternativas de incorporación de R_d como se puede observar en la Figura 2.9.

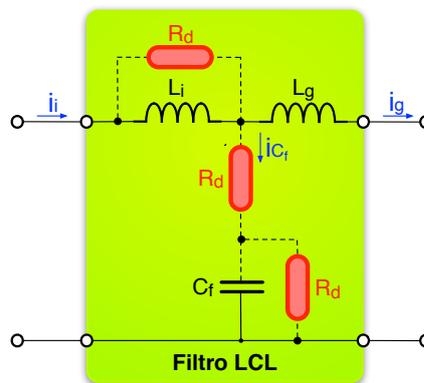


Figura 2.9: Amortiguamiento Activo - Posibilidades de inclusión de R_d virtual

Para ello, si la resistencia R_d está en serie al condensador C_f , será necesario medir la corriente en el condensador i_{C_f} , para poder a través de realimentación incluir el término de Amortiguación a la función de transferencia [37]-[38]-[39]. Esta compensación también se puede realizar en paralelo al condensador [40]-[41], para lo cual será necesario la medición del voltaje en el condensador.

Si se desea incluir R_d en paralelo a la inductancia L_i , será necesario medir la corriente i_i , e incluir en el diagrama de control esta compensación [42]. Los valores de R_d son mostrados en [43]. En el ámbito discreto una metodología de Amortiguamiento Activo basado en el voltaje del condensador se desarrolla en [44]. Para evitar utilizar el sensor adicional, en [45] se aplica la técnica de Sensor-Less.

Una comparativa entre el amortiguamiento pasivo y activo se presenta en [46]-[47], donde se pueden observar sus ventajas y desventajas. También se puede observar que estas técnicas de amortiguamiento pierden efectividad al existir cambios en los parámetros de la planta.

2.3.7. Doble Lazo de Control

Otra forma de estabilizar al sistema es el doble lazo de control, que consiste en realimentar la corriente del condensador mediante un controlador proporcional por un lazo interior y mediante un lazo exterior se realimenta la corriente a controlar, que puede ser la corriente del lado de inversor i_i o la corriente del lado de la red i_g . Esta realimentación se realiza mediante un controlador proporcional integral. Se puede observar este método implementado en [48]-[49]-[50]. Para obtener las constantes K_p , K_i y K_c de los controladores que garanticen la estabilidad del sistema, se utiliza el lugar geométrico de las raíces. Una variante a este método se observa en [51], donde se realiza un doble lazo de corriente: los lazos

interno y externo se construyen con i_i e i_g respectivamente, y luego estas se multiplican por funciones de pesado.

2.3.8. Control Deadbeat

Este es un tipo de control que resulta ser un caso especial de control de asignación de polos, consiste en la colocación de todos los polos de bucle cerrado en el origen, y bajo esta característica se lo denomina Control Deadbeat.

En [52]-[53] un control de corriente Deadbeat se usa para un inversor monofásico. En [54] un controlador Deadbeat para un Inversor trifásico basado en LCL se presenta en régimen de referencia síncrono $\alpha\beta$. En [55] y [56] un control predictivo Deadbeat se propone en régimen de referencia síncrono dq . La aplicación de un Control Deadbeat en una turbina de viento se muestra en [57].

2.3.9. Control en Modo Deslizante

El Control de Modo Deslizante **SMC** (del inglés, Sliding Mode Control), una técnica de control muy utilizada, que permite obtener controladores robustos y con excelentes prestaciones, y que es adecuada para sistemas con estructura variable, por lo que también es aplicada para el control de inversores basados en LCL.

En [58], se presenta el desarrollo del control de modo deslizante discreto para convertidores PWM trifásicos con filtro LCL. Se realiza en el espacio de estado en tiempo discreto, y se utiliza una estructura de retroalimentación directa. Se muestra el diseño y se analiza una trayectoria de estado de referencia. El SMC integral discreto considera coordenadas dq . Se muestran resultados de simulación y experimentales, que evidencian un correcto funcionamiento.

En [59] se presenta un SMC y un método de diseño, de un inversor como fuente de voltaje **VSI** (del inglés, Voltage Source Inverter) monofásico con filtro LCL, con retroalimentación de corriente continua. El SMC propuesto es mucho más simple ya que se basa en una nueva superficie deslizante que solo requiere un sensor de corriente de red. Las consideraciones teóricas y los resultados analíticos se verifican mediante simulaciones con un inversor conectado a la red. Los resultados muestran una respuesta dinámica rápida, es muy robusto a la perturbación, un error de seguimiento muy pequeño.

Un SMC discreto es aplicado en [60] a un inversor basado en LCL conectado a la red. Las simulaciones que se realizan bajo un voltaje de red totalmente distorsionado, y se observa que el controlador pudo inyectar la corriente de referencia a la red, siendo esta sinusoidal.

En [61] se muestra el diseño y la implementación de un SMC de primer orden para un VSI que funciona a una frecuencia de conmutación fija. El diseño no incluye ninguna acción integral o resonante en la función de conmutación y se obtienen buenos resultados en términos de robustez, error de seguimiento en estado estable, respuesta transitoria rápida y bajo THD.

2.4. Técnicas de Desempeño para el Inversor basado en LCL

Para el seguimiento de la señal de referencia y rechazo de perturbaciones, varias estrategias de control han sido utilizadas, tanto en régimen de referencia estacionario como síncrono y que se detallan a continuación.

2.4.1. Controlador Proporcional Integral

Una de las técnicas más utilizadas es el controlador Proporcional Integral **PI**, dada a su efectividad en muchos problemas de control, como también por su simplicidad y fácil implementación. Este controlador ha sido implementado tanto en régimen de referencia estacionario como también en régimen de referencia síncrono vectorial.

En **Régimen de Referencia Estacionario**, el controlador PI convencional, también llamado regulador de comparación de rampa de corriente, es válido tanto para sistemas monofásicos como trifásicos, siendo implementado con su función de transferencia característica:

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.30)$$

donde la parte integral del controlador PI minimiza los errores en baja frecuencia, mientras que la ganancia proporcional y la asignación del cero se relaciona con la estabilidad. Pero de acuerdo al principio del modelo interno (el cual establece que para tener un correcto seguimiento de la señal de referencia esta deberá incluirse en el lazo de control), este controlador no podrá tener un buen seguimiento a una señal de referencia sinusoidal con cero error de estado estacionario (tanto en amplitud y fase) y también tendrá una pobre capacidad para rechazar perturbaciones. Sin embargo, el controlador PI puede lograr una rápida respuesta y buen rechazo de armónicos, cuando se combina con una alta frecuencia de conmutación en el inversor. Para una frecuencia de conmutación baja, es necesario un compromiso entre el seguimiento de referencia y estabilidad. Existen varios documentos con esta técnica, donde se puede observar que al no poder alcanzar con satisfacción los requerimientos de desempeño se adiciona un lazo de seguimiento de fase **PLL** (del inglés, phase-locked loop) o se realiza una corrección por pre-alimentación [62].

Mediante la aplicación de la transformada de Park [63], un régimen de referencia estacionario puede ser convertido en un régimen de referencia síncrono. La transformada de Park como tal es un cambio de coordenadas, desde un sistema trifásico estacionario ($f_{abc} = [f_a f_b f_c]^T$) a un sistema coordenadas giratorio sobre los ejes $dq0$ ($f_{dq0} = [f_d f_q f_0]^T$), pudiendo eliminarse la componente f_0 , si el sistema es balanceado. Después de esta transformación los valores de las tres fases de CA se transfieren a componentes de CC en régimen síncrono, de manera que el error de estado estacionario puede ser eliminado en comparación con el régimen de referencia estacionario.

En el **Régimen de Referencia Síncrono**, el controlador PI mejora la estabilidad a expensas del tiempo de respuesta y el rechazo de armónicos, en tanto que el error de estado estacionario puede ser eliminado. La técnica puede ser ampliada para lograr un buen rendimiento en condiciones de red distorsionadas o desequilibradas. El inconveniente de este controlador es la exigencia de un PLL para la transformación, y el desempeño es dependiente de las características de PLL. Su aplicación es observada en [64] donde son utilizados dos controladores PI, una para la componente “d” y otro para la componente “q”, teniéndose buenos resultados en el seguimiento de referencia tanto en amplitud y fase. Un completo diagrama es mostrado en [65]. Se observa la aplicación de este controlador en energías renovables en [66] para una planta fotovoltaica, en [67] para una pila de combustible y en [68] para un sistema híbrido de pila de combustible y turbina de viento. En [69] se presenta una aplicación monofásica en tiempo discreto. En tanto que para un sistema desbalanceado se muestra en [70]. Basados en el trabajo [71] (donde se ha demostrado que es posible llevar a cabo el control vectorial de corriente en un sistema de coordenadas arbitrarias) un controlador síncrono trabajando en coordenadas estacionarias $\alpha\beta$ con componentes CA es presentado en [72].

2.4.2. Controlador Resonante

Basado en IMP, en [73] se propone el Controlador Resonante, el cual puede introducir una ganancia infinita en la frecuencia w_o y lograr cero error de estado estacionario. El controlador puede ser implementado tanto en régimen de frecuencia estacionario como síncrono, y también puede ser usado en sistemas monofónicos y trifásicos, lo cual lo hace simple y más versátil desde el punto de vista de implementación. En sistemas trifásicos las fases se controlan de forma individual, lo que da un rendimiento más sólido en presencia de desequilibrio. La función de transferencia del controlador resonante se presenta en (2.31), donde K_r es la ganancia del controlador resonante, mientras w_o es la frecuencia de la red eléctrica a seguir:

$$G_{PR}(s) = \frac{K_r}{1 + (s/w_o)^2} \quad (2.31)$$

Esta ganancia infinita, permite al controlador seguir perfectamente a la señal de referencia y lograr error de estado estacionario cero, en tanto que, presenta un cambio de fase de 0° a -180° en su frecuencia de resonancia w_o , como puede observarse en su diagrama de Bode en la Figura 2.10, lo cual puede causar inestabilidad en el sistema.

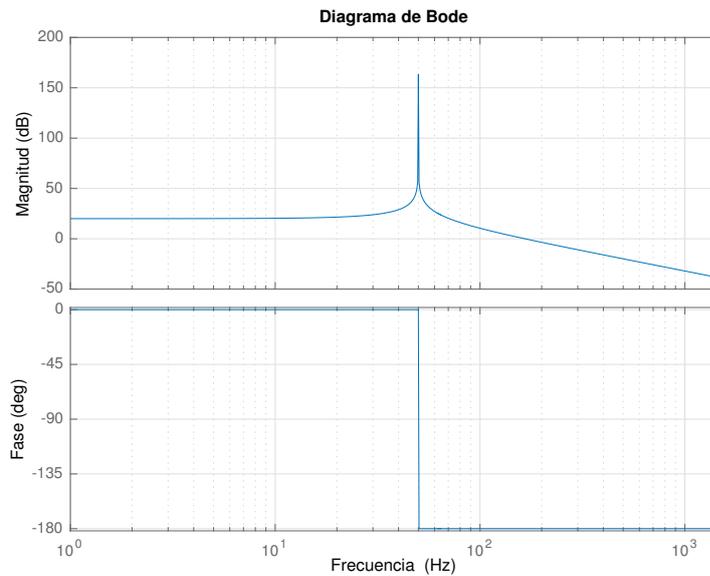


Figura 2.10: Controlador Resonante

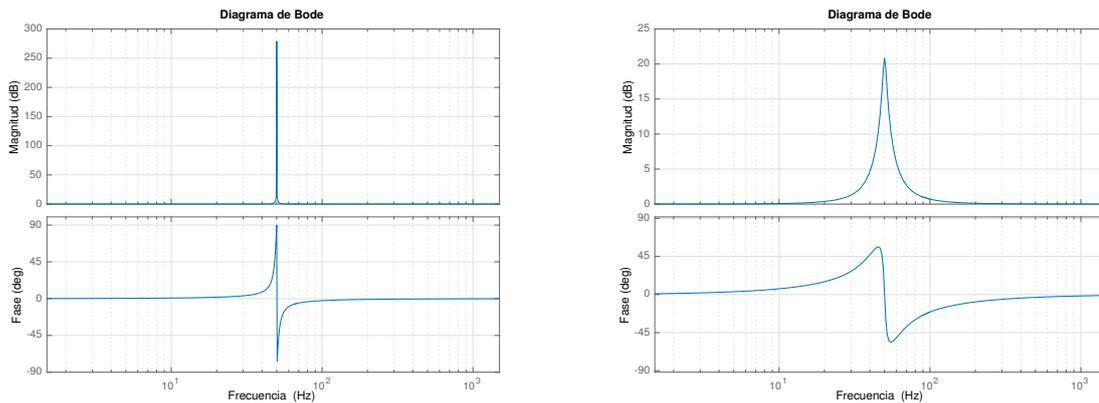
Una nueva versión denominada controlador proporcional resonante **PR**, se presenta en [74], en donde con el objetivo de modificar la fase del controlador, la función de transferencia (2.31) se modificada con la inclusión de un cero en el resonador, y además, se le adiciona un término, que es una ganancia proporcional, K_p , obteniéndose:

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2K_r s}{s^2 + w_o^2}. \quad (2.32)$$

Su diagrama de Bode se muestra en la Figura 2.11.(a), donde se observa una ganancia infinita en la frecuencia de resonancia, y una ganancia unitaria en el resto de frecuencias, observándose además un cambio de fase de 90° to -90° en w_o . En el mismo documento, se presenta otra opción de controlador proporcional resonante, con el objetivo de no tener un pico de resonancia infinito, para así evitar problemas de estabilidad, y por otro lado variar el ancho del impulso, para que si se presenta un desajuste entre la frecuencia de red y la frecuencia del controlador, no lleve a la degradación de su funcionamiento. En esta alternativa se incorpora un amortiguamiento en el denominador de la función de transferencia anterior:

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2K_r w_c s}{s^2 + 2w_c s + w_o^2}, \quad (2.33)$$

donde w_c es el amortiguamiento. Su diagrama de Bode se presenta en la Figura 2.11.(b), donde puede observarse que la ganancia es finita y que además la fase tiene un cambio menor, en la frecuencia de red. Esta disminución de la ganancia en contrapartida genera una pérdida de prestaciones, por lo que se deberá buscar el equilibrio.



(a) Controlador Resonante - Fun. Trans. (2.32)

(b) Controlador Resonante - Fun. Trans. (2.33)

Figura 2.11: Variantes del Controlador Resonante

El uso de esta técnica se observa en [75], donde se determina el valor de K_p y K_r , también se realiza una variación de la inductancia de red, y además muestran la similitud con un controlador PI, por lo que K_p determina el ancho de banda y el margen de fase, en tanto que K_r elimina el error de estado estacionario. Una metodología similar es empleada en [76]-[77], donde se parte de un controlador PI, y luego los valores de la ganancia proporcional e integral del PI son sustituidos por la ganancia proporcional y resonante del PR respectivamente. En régimen de referencia síncrono, también se aplica el PR en [78] para “ $\alpha\beta$ ”. Una propuesta en tiempo discreto de este controlador se muestra en [79], donde se parte de un sistema en el dominio de “s” y mediante la aplicación de la transformada de Tustin se pasa al dominio “z”. Luego se plantea una metodología para corregir el error de transformación. Una variante digital se utiliza en [80], donde en el denominador del controlador resonante se usa la transformada “z” de un seno o coseno, y en el numerador un cero es ubicado en $-k_1/k_2$:

$$C_{PR}(z) = \frac{k_2 z + k_1}{z^2 - 2z \cos wT + 1} \quad (2.34)$$

También se detalla la metodología para encontrar el valor de k_1 y k_2 , así como los resultados obtenidos.

2.4.3. Controlador Resonante con Compensación de Armónicos

Basados en el controlador resonante, y con el objetivo de eliminar armónicos, se incorpora a este tres resonadores adicionales, ubicados en el tercero, quinto y séptimo armónico de la frecuencia de red. Este controlador es presentado en [81], donde se propone como la función de transferencia a incorporar al controlador resonante:

$$G_{HC}(s) = \sum_{h=3,5,7} K_{r_h} \frac{s}{s^2 + (w_o h)^2}. \quad (2.35)$$

Con esta modificación el controlador pasa a denominarse controlador proporcional resonante con compensación armónica **PR-HC**, en su diagrama de Bode, Figura 2.12.(a) se observan los diferentes impulsos, tanto en la frecuencia de red, como también en sus armónicos 3, 5 y 7. En la Figura 2.12.(b), se observa la función de sensibilidad de la Planta Nominal y el controlador PR-HC.

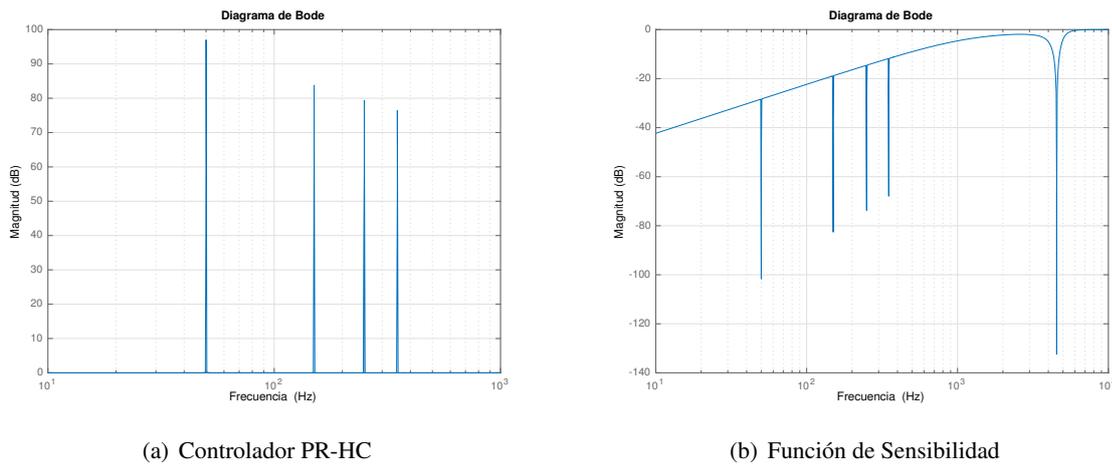


Figura 2.12: Controlador Proporcional Resonante con Compensación de Armónicos

En [51] se plantea un controlador con amortiguamiento, donde la compensación de armónicos va desde el armónico 3 hasta el armónico 11:

$$G_{PRHC}(s) = K_p \left[1 + \sum_{h=1,3,5\dots} \frac{2K_r w_c s}{s^2 + 2w_c s + (w_o h)^2} \right] \quad (2.36)$$

Una comparativa de lazos de realimentación con controlador PR-HC se realiza en [82]. En [83] se implementa otra estructura de controlador en la cual se cuenta con amortiguamiento tanto en numerador como en el denominador de los resonadores. Para el régimen de referencia síncrono “dq” se presenta una alternativa de PR-HC en [84], donde la compensación va desde el armónico 3 hasta el armónico 13, con una variación en el resonador. Aplicaciones prácticas se pueden observar en [85] donde un PR-HC es aplicado en una planta fotovoltaica y turbina de viento. La simulación e implementación

de un PR-HC en una fuente fotovoltaica de 100KW es realizada en [86]. Más aplicaciones de este controlador se mencionaron en la sección de estabilidad, debido a que son utilizadas conjuntamente con esas técnicas.

2.4.4. Control Repetitivo

El Control Repetitivo es una técnica de control lineal que al igual que el controlador resonante, utiliza el IMP para seguir referencias y rechazar perturbaciones [87]-[88]. En tareas de seguimiento de referencias periódicas, el controlador repetitivo utiliza en cada momento los valores del error del periodo anterior para acumular información y reducir el error de seguimiento en el régimen permanente. Para el caso de rechazo de perturbaciones periódicas el funcionamiento es análogo, pero aquí la información se utiliza para compensar la perturbación.

El controlador repetitivo desde el punto de vista matemático es equivalente a tener una combinación de controladores resonantes de ganancia infinita en su frecuencia fundamental y en todas sus frecuencias armónicas. Con el mismo objetivo que del PR-HC, el Controlador Repetitivo se utiliza para el control del Inversor basado LCL, para lo cual es centrado en la frecuencia de la red eléctrica, para permitir el seguimiento de la señal de referencia, con ganancia infinita y así lograr error estacionario cero. En tanto que debido a la característica de generar picos de resonancia en las frecuencias armónicas la frecuencia de red, permite eliminar los armónicos presentes.

El control repetitivo bajo un esquema de bloques puede ser implementado en el dominio de “s”, como se observa en la Figura 2.13.(a). Sin embargo, dada la dificultad de implementar retardos en tiempo continuo, es habitual implementar el Control Repetitivo en tiempo discreto utilizando la misma configuración, tal y como se presenta en Figura 2.13.(b).

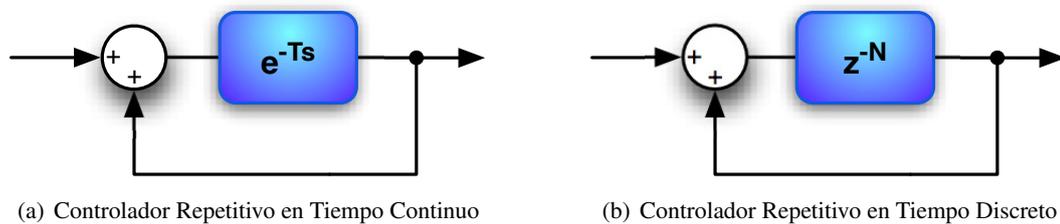


Figura 2.13: Control Repetitivo - Modelo Interno

A partir del diagrama de bloques discreto, su función de transferencia viene dada por:

$$G_{REP}(z) = \frac{z^{-N}}{1 + z^{-N}}, \quad (2.37)$$

donde:

$$N = \frac{T_p}{T_s}, \quad (2.38)$$

siendo T_p el periodo de la señal de red, T_s la frecuencia de muestreo y N es el número de muestras tomadas en un ciclo de la frecuencia de red.

En la Figura 2.14, se presenta el diagrama de Bode de un Controlador Repetitivo centrado en la frecuencia de la red eléctrica (50 Hz), donde la presencia de una elevada ganancia puede verse, así como también en sus frecuencias armónicas. Esto lo hace más atractivo en comparación al controlador resonante con compensación de armónicos, puesto que el controlador repetitivo puede eliminar más armónicos y también dar seguimiento a la señal de referencia bajo una única estructura.

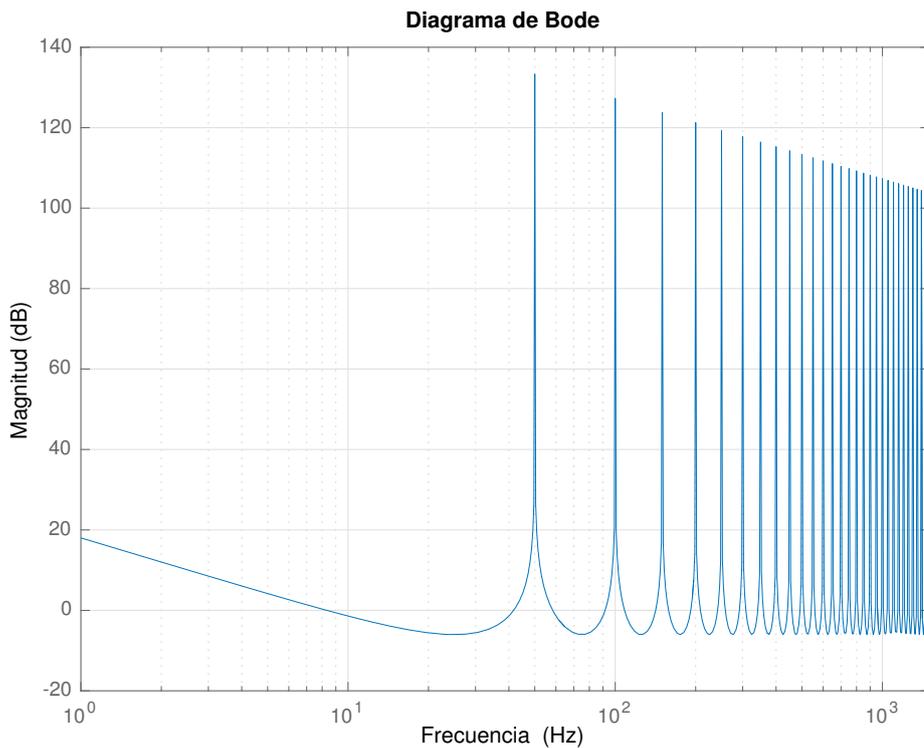


Figura 2.14: Diagrama de Bode de un Controlador Repetitivo

Para evitar elevadas ganancias, en aquellas frecuencias en que existe incertidumbre en el comportamiento de la planta, lo que puede comprometer la estabilidad del sistema de lazo cerrado, se introduce un filtro pasa bajos de preferencia FIR.

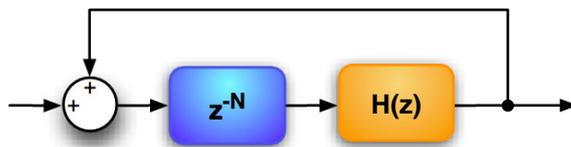


Figura 2.15: Controlador Repetitivo - FIR

Este filtro FIR debe tener fase nula con ganancia unitaria dentro de la banda pasante deseada y que luego atenúe fuera de esta [89]. La estructura del controlador repetitivo resultante se muestra en la Figura 2.15, donde $H(z)$ es el filtro FIR.

En la Figura 2.4 se mostró una estructura de Control Repetitivo dentro de un lazo cerrado de control,

donde $G_x(z)$ contiene un modelo inverso del sistema de bucle cerrado, $G_c(z)$ es el controlador que estabiliza la planta y $G_p(z)$ es la función de transferencia de planta. En la Figura 2.16 se muestra la estructura de tan solo el controlador repetitivo en su estructura Plug In.

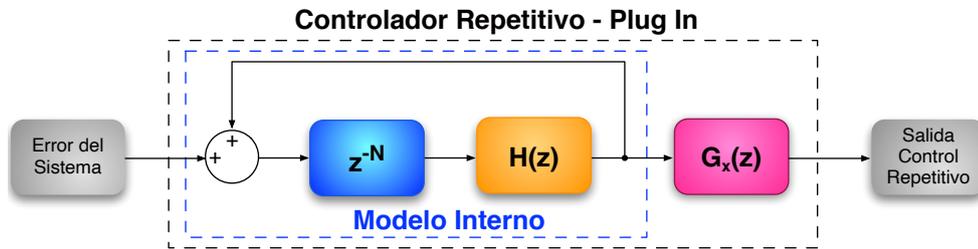


Figura 2.16: Controlador Repetitivo - Estructura Plug In

La aplicación del controlador repetitivo en el Inversor basado en LCL ha sido llevada a cabo en diferentes artículos. En [18], junto con una técnica de estabilización se logra un buen performance. En [90] son mostrados los valores de los armónicos obtenidos, siendo estos muy inferiores a los que establece la regulación de generación distribuida. En [91] para evitar obtener $G_x(z)$, se simplifica su diseño estableciendo que: $G_x(z) = z^k K_r$. También se ejecuta una variación de la inductancia del Filtro LCL del lado de la red eléctrica L_g en un $\pm 50\%$, para observar su estabilidad y se muestra los resultados obtenidos.

Otra alternativa se presenta en [92]:

$$G_{REP}(z) = \frac{z^{-N} G_x(z)}{1 - H(z) z^{-N}}, \quad (2.39)$$

donde $G_x(z)$ es el compensador del controlador repetitivo, $H(z)$ podría ser un filtro pasa bajo o una constante menor que uno, siendo $H(z) = 0.95$, la opción finalmente escogida. Este controlador se aplica a un sistema trifásico junto con una técnica de estabilización. En [93] se utiliza un controlador repetitivo con la estructura mostrada en la Figura 2.15, al cual se le agrega una ganancia K_r (se analiza su efecto), y también se expone la forma de obtener el filtro FIR, determinándose que este sea: $H(z) = 0.25z - 0.5 + 0.25z^{-1}$. Utilizando un doble lazo de control se realiza una simulación de la variación de la inductancia red L_g para observar la estabilidad del sistema.

El controlador repetitivo de armónicos impares **OHRC** [94], permite tener ganancias infinitas en la frecuencia en la que está centrado el controlador y en sus armónicos impares. Su función de transferencia es:

$$G_{OHRC}(z) = -\frac{z^{-N/2}}{1 - z^{-N/2}}. \quad (2.40)$$

El OHRC se implementa en [95]-[96], junto con un controlador resonante, con el propósito de obtener un error de seguimiento cero en estado estacionario y con un buen desempeño dinámico.

Un inconveniente que presenta el Control Repetitivo es la variación de la frecuencia de red con respecto a la frecuencia en la que está centrado el controlador repetitivo, lo cual deteriora su funcionamiento y genera pérdida de desempeño, por lo cual alternativas de variación de periodo de muestreo se tratan en [97]-[98].

2.4.5. Técnicas Adaptativas

Otra técnica utilizada para la estabilización del Inversor basado en LCL es el **Control Adaptativo**, técnica no lineal muy utilizada en otros ámbitos de control cuando existen variaciones paramétricas de la planta. Las técnicas de Control Adaptativo utilizadas para la estabilización del Inversor basado en LCL se describen a continuación.

En [99] un **Control Adaptativo de Programación de Ganancia** (en inglés, **Gain Scheduling**) se implementa con el objetivo de proveer estabilidad al sistema a través de la variación de la ganancia. Para ello el método propuesto estima instantáneamente la impedancia de la red L_s , y al mismo tiempo observa la frecuencia de resonancia w_r . En consecuencia, el algoritmo cambia la ganancia del controlador de corriente a través del método de Programación de Ganancia, para garantizar la estabilidad del sistema en el cambio de ganancia que experimenta la planta en la frecuencia de resonancia. La eficacia del método propuesto es verificada por simulaciones. Se realiza un amortiguamiento pasivo con R_d en serie al condensador C_f , se analiza la variación de la inductancia de la red eléctrica L_s , y la variación de la frecuencia de resonancia w_r . Con la presencia de R_d se observa buenas prestaciones de estabilidad, y al eliminarse R_d es notoria la pérdida de prestaciones. Este controlador se ejecuta en el régimen de referencia síncrono dq .

El diagrama genérico en paralelo de un **Controlador Adaptativo por Modelo de Referencia MRAC**, se muestra en la Figura 2.17. En él se distinguen varios bloques adicionales al controlador que estabiliza el proceso en lazo cerrado. Ahora bien, al variar los parámetros del proceso o cuando estos son desconocidos, es muy complicado tener un controlador fijo para estabilizar al sistema, por lo cual se hace uso de otros elementos para lograr este objetivo.

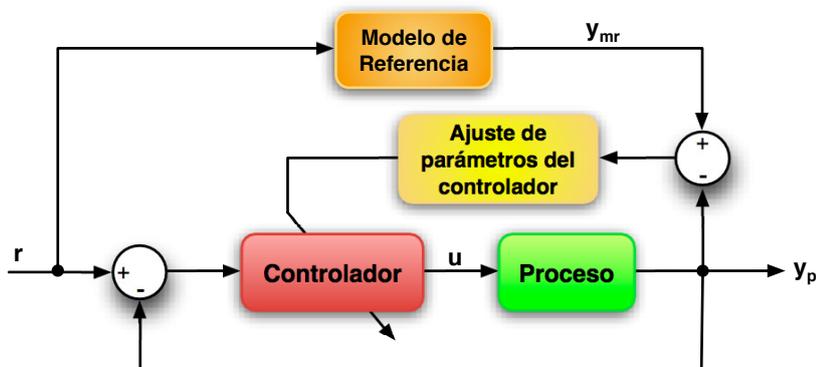


Figura 2.17: Control Adaptativo por Modelo de Referencia - Diagrama Genérico

En el bloque Modelo de Referencia se estructura la respuesta deseada a una señal de entrada del proceso. La diferencia de la salida del Modelo de Referencia y_{mr} y la del Proceso y_p es consignada en el bloque de Ajuste de Parámetros del Controlador, en el cual se calculará los valores de los parámetros adecuados para el Controlador para que el error entre y_{mr} y y_p tienda a cero, y así tener en la salida la dinámica deseada. De esta forma podemos tener un controlador ajustable y no fijo, es por esto que se representa así en el diagrama. Dependiendo de las características del problema a resolver, otras entradas pueden también ser proporcionadas al mecanismo de adaptación o ajuste, tales como la señal referencia o la salida del proceso, así como las variables de estado en el caso de estar disponibles. El diseño de la ley de control u por un lado debe generar la salida deseada, pero también garantizar la estabilidad del sistema. Para ello se hace uso de: Modelos de Sensibilidad, Teoría de Lyapunov e Hiperestabilidad de Popov.

En [100] se desarrolla en tiempo discreto un **MRAC**, con el objetivo de mantener estable el Inversor basado en LCL, considerando una gran variación de la inductancia de red L_s y perturbaciones en el voltaje de red. Este ha sido desarrollado bajo el régimen de referencia síncrono $\alpha\beta$, y la corriente que se controla es la que circula por la inductancia del lado del inversor i_i .

El sistema es modelado en espacio de estados, considerando que las inductancias del Filtro LCL, tienen componente resistiva. Los estados son: la corriente del lado de Inversor i_i , el voltaje del condensador V_{C_f} y la corriente del lado de la red eléctrica i_g . El primer objetivo para el diseño es proporcionar las mismas características de amortiguación y estabilidad del convertidor conectado a la red independiente de la impedancia de la red y de su posible variación. El segundo objetivo es garantizar el rechazo de perturbaciones provenientes del voltaje de red V_s , así como también el seguimiento de la señal de referencia. El modelo establece dos vectores de ganancias a variar para estabilizar la planta, y dos vectores para rechazar perturbaciones, en múltiples frecuencias. El algoritmo de adaptación se determina mediante el método del *Gradiente* [101]. Para el rechazo de perturbaciones $K(k)$ presentes en el voltaje de salida V_s , se plantea un modelo de senos y cosenos:

$$K(k) = \sum_{j=1}^i (k_{3\alpha j}(k) \sin w_j t + k_{3\beta j}(k) \cos w_j t) \quad (2.41)$$

donde $k_{3\alpha j}$ y $k_{3\beta j}$ son las estimaciones de adaptación de los parámetros ideales $k_{3\alpha j}^*$ y $k_{3\beta j}^*$, para así eliminar las perturbaciones de V_s . Las simulaciones mostradas permiten ver un buen performance y estabilidad en el sistema. Una extensión de este documento se presenta en [102], donde se propone una compensación en paralelo al modelo de referencia, con el objetivo de cambiar la localización de polos y ceros del lazo abierto del controlador de corriente y del Inversor basado en LCL. En este se plantea tres nuevos objetivos; el primero es que ante la variación paramétrica, los ceros del sistema aumentado no puedan moverse fuera del círculo unidad en el dominio de z ; el segundo objetivo es que la salida del controlador paralelo $G_f(z)$ debería ser pequeña en la frecuencia de interés (frecuencia de red); el tercer propósito es que los ceros del sistema aumentado resultante deben estar bien amortiguados. La función de transferencia del controlador pre-alimentado en paralelo es:

$$G_f(z) = \frac{r_1 z + r_o}{z^2 + s_1 z + s_0} \quad (2.42)$$

El modelo de referencia utilizado es: $W_m(z) = 0.5/(z - 0.5)$, este tiene un sólo polo debido al grado relativo del sistema aumentado. Los resultados, simulaciones y experimentación se muestran, observándose el cumplimiento de los objetivos planteados. En este mismo contexto en [103] se propone un Control Adaptativo de Modelo de Referencia Robusto **RMRAC** para ajustar la corriente de salida de un Inversor basado en LCL trifásico, pero en este se controla la corriente del lado de la red i_g . El algoritmo utilizado es el de Mínimos Cuadrados Recursivo **RLS** [101], para acelerar la convergencia de las ganancias. Este controlador es adecuado para esta aplicación debido a la robustez del algoritmo con respecto a la dinámica no modelada. También se incluye el retardo de transporte típico de implementación digital. En la validación experimental se observa la convergencia de los parámetros y un buen desempeño. En [104] se incluye el retardo de tiempo, considerándole como una variable de estado, y luego se sigue el mismo procedimiento de [100] para obtener el MRAC.

Un Doble Lazo de Control se implementa en [105], donde el lazo interno de control realimenta el voltaje del condensador, y utiliza un controlador proporcional. El lazo externo realimenta la corriente de la

red i_g , utilizando para ello un MRAC con pre-alimentación paralela como el descrito en [102], con el objetivo de compensar la variación paramétrica y rechazar los armónicos del voltaje de red en el punto de conexión. Una extensión de este artículo puede se puede ver en [106], donde se detalla un procedimiento de amortiguamiento, tanto si se realimenta la corriente del condensador, como si es el voltaje del condensador y a continuación se aplica MRAC para el lazo exterior.

Otras aplicaciones del control adaptativo también se han ejecutado. En [107], para tratar de disminuir el número de sensores utilizados, se utiliza el algoritmo de Mínimos Cuadrados Recursivos Normalizado, para obtener el voltaje de red V_s . En [108] y [109], un controlador proporcional resonante se convierte en un controlador proporcional resonante adaptativo, al obtener la frecuencia de red del PLL (phase lock loop) en cada instante de tiempo y esta ser incluida dentro del controlador proporcional resonante. Estos se ejecutan en régimen de referencia síncrono dq .

En [110] se muestra un desarrollo de un control adaptativo por modelo de referencia con MCS para un inversor tipo Buck de puente completo, mostrando una descripción completa de modelado e implementación matemática, teniendo como vector de estados $\mathbf{v} = (v_C, \dot{v}_C)^T$, donde v_C es el voltaje presente en el condensador de filtrado, que es el mismo voltaje que esta presente en la carga R . De esta forma se establece una estructura lineal de segundo orden en el espacios de estados de la forma:

$$\frac{dv}{dt} = \hat{\mathbf{A}}\mathbf{v} + \frac{E}{LC} \mathbf{b} u, \quad (2.43)$$

donde:

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{R+r}{RLC} & -\frac{L+rRC}{RLC} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}, \quad (2.44)$$

siendo u la señal de control proveniente de MCS. En la Figura 2.18 se muestra la estructura completa de implementación del inversor Buck, junto con la nomenclatura utilizada. Dados los valores pequeños de los elementos, el espacio de estados es normalización a un sistema equivalente y de igual manera su modelo de referencia.

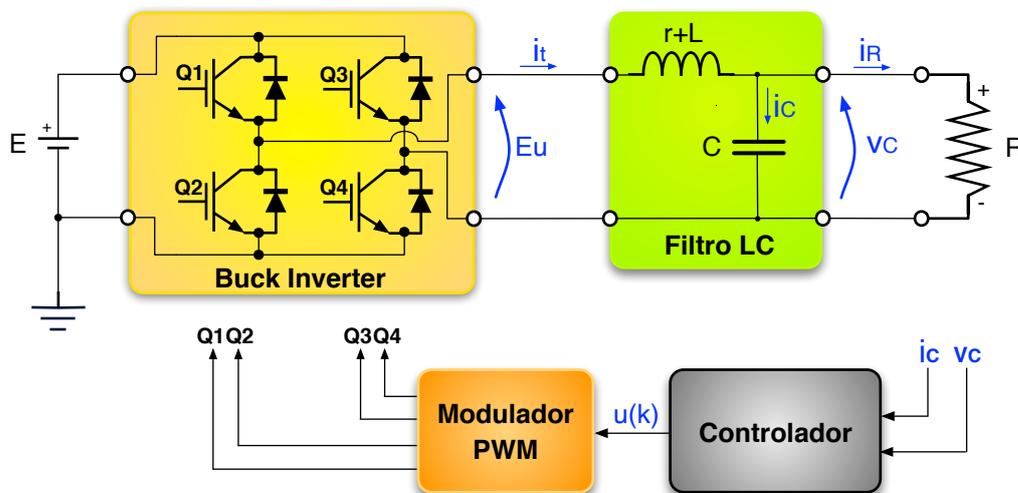


Figura 2.18: Inversor Buck de puente completo

El objetivo de control es que el voltaje del convertidor $v_C(t)$ siga de forma robusta a un perfil de onda sinusoidal de la forma:

$$v_{Cd}(t) = M \sin \omega t = M \sin 2\pi f t, \quad (2.45)$$

siendo M la amplitud de la onda de salida senoidal buscada del inversor ($M = 312V$), y f la frecuencia de la onda senoidal ($f = 50Hz$). Para ello el modelo de referencia utilizado es:

$$\dot{v}_m = \hat{\mathbf{A}}_m \mathbf{v}_m + \mathbf{b} \hat{r}(t), \quad (2.46)$$

donde:

$$\hat{\mathbf{A}}_m = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\omega^2 & -\frac{2k}{\sqrt{LC}} \end{pmatrix}, \quad \hat{r}(t) = \frac{2Mk\omega}{\sqrt{LC}} \cos \omega t, \quad (2.47)$$

con condiciones iniciales $\mathbf{v}_m(0) = (0, M\omega^2)^T$, y que genera los estados:

$$v_{1m} = M \sin \omega t, \quad v_{2m} = M\omega \cos \omega t, \quad (2.48)$$

siendo k un valor de ajuste ($k = 2$). Considerando valores para las ganancias adaptativas para MCS de $\alpha = 1$ y $\beta = 0.1$, que tienen una relación $\alpha/\beta = 10$, se procede a las simulaciones, y se observa una onda senoidal correcta v_C , con un pequeño error en el arranque y luego teniendo un correcto seguimiento del modelo de referencia, con un error de aproximado de ± 2 voltios entre v_{Cd} y v_C . Cabe destacar, que para obtener el estado \dot{v}_C es necesario realizar la medición de i_C , y su estado vendría dado por:

$$\dot{v}_C = \frac{1}{C} i_c. \quad (2.49)$$

Los valores nominales de los parámetros del convertidor Buck que no se mencionaron hasta ahora son: $E = 400V$, $L = 600 \mu H$, $r = 20 m\Omega$ y $C = 40 \mu F$.

2.5. Análisis del Estado de Arte

Luego de ejecutar la recopilación de la información científica alrededor de las técnicas de estabilidad y desempeño que se han empleado para el Roto-imán y los Inversores basados en LCL, se encontró una amplia literatura existente, por lo que se realizó una selección dentro de esta información que consideró dos aspectos: por un lado, se buscó aquellas técnicas más utilizadas (sin desmerecer otros enfoques y aportes de solución muy valiosos); y por otro lado, que los resultados obtenidos en la literatura sean necesarios y de vital importancia para el desarrollo de los objetivos planteados en este trabajo de investigación. También fue necesario realizar un ordenamiento y clasificación por técnicas de estabilización y técnicas de desempeño, para el caso del Inversor basado en LCL. Hay que mencionar además, que se han dejado de lado en el estado del arte técnicas robustas como el control H_∞ y μ -Síntesis para el inversor LCL, ya que estas se desarrollarán en el capítulo siguiente. Bajo esta perspectiva, se presentaron en las secciones previas de este capítulo, las diferentes temáticas y técnicas, mostrando su formulación, gráficas y estructuras, como también los principios en las que se éstas se basan.

De la literatura seleccionada, y desde el punto de vista de las técnicas de estabilización aplicadas, se observa que estas cumplen con el propósito de la estabilidad, pero algunas de ellas no consideran el problema de estabilidad robusta, pues muchas de las técnicas presentan desarrollos con parámetros fijos en sus esquemas, y no variables, que es lo común en los sistemas a controlar. Dentro de las técnicas de desempeño consideradas, se observa que se aplican conceptos similares y coincidentes, de acuerdo a las necesidades del Roto-imán y del Inversor basado en LCL, y que permiten a cada sistema poder dar un correcto seguimiento a la señal de referencia y eliminar las perturbaciones.

Un aspecto que se desprende de literatura presentada del Roto-imán, es que los controladores utilizados para estabilizarlo en lazo cerrado son controladores tradicionales, como el P, el PI y el PID, cumplimiento de forma correcta y eficientemente su misión. En tanto que dentro de las técnicas de desempeño, se evidencia que la atención de sus autores y otros investigadores se centra en los controlares resonante y repetitivo (y sus variantes), los mismos que permiten mitigar o eliminar la perturbación presente en su eje. También se observan avances que resuelven el problema de la variación del periodo de muestreo, un inconveniente que desluce a los controlares basados en el principio del modelo interno. Un detalle muy importante a considerar es que algunos de los investigadores, luego de diseñar sus algoritmos de control y verificar su correcto funcionamiento en el Roto-imán, han optado por resolver problemas relacionados en otros sistemas o plantas a controlar, ya sea mediante simulación o de forma experimental, con excelentes resultados; por lo que se considerará esta metodología en el desarrollo de este trabajo de investigación.

En cuanto a la literatura presentada para el Inversor basado en LCL, se observa que para el caso de la asignación de polos, la realimentación de estados y el deadbeat, la estabilización es correcta y funciona bien, hasta que se presenta una variación paramétrica y esta condición de estabilidad cambia, ya que el sistema presenta oscilaciones y luego inestabiliza por completo; por lo que se establece un corto rango de variación paramétrica en el cual el funcionamiento es correcto, algo no deseado en los sistemas de control automático. En el caso de la compensación de admitancia y amortiguamiento activo, se observa en las pruebas realizadas que con valores nominales presentan estabilidad inicial, pero conforme se aumenta la inductancia de la red el sistema se descompensa e inestabiliza. Otra problemática a considerar es que el filtro Notch, al ser una técnica que depende de los valores de planta para ubicar su pico de ganancia inversa, al producirse una variación paramétrica se tiene una variación del pico de resonancia de la planta, lo que provoca presencia de oscilaciones que van en aumento hasta inestabilizar la planta, salvo que se varíe el amortiguamiento del filtro, lo cual degrada la calidad de la onda de salida del inversor. Dentro de los aspectos a considerar esta el que se comentó en la sección de amortiguamiento pasivo: para evitar problemas de estabilidad esta técnica aumentó una resistencia adicional al filtro LCL, lo cual provocó una pérdida de potencia, volviéndose ineficiente el sistema, algo que no debería suceder en la medida de lo posible en los inversores. Por otro lado, la técnica de doble lazo utiliza más sensores que otras técnicas, incrementando la complejidad como el coste; y aunque mejora la estabilidad, también presenta problemas al variar la impedancia de la red, por lo que se debe balancear la problemática de calidad versus coste.

Con respecto a las técnicas de desempeño presentadas para el Inversor basado en LCL, se observa que el controlador resonante con compensación de armónicos y el control repetitivo son los que muestran el mejor desempeño, teniendo la ventaja el repetitivo ya que presenta mejores resultados en el seguimiento de la señal de referencia y también el mejor rechazo de perturbaciones, esto se evidencia en los valores más pequeños de armónicos presentes en la corriente de salida del inversor con respecto a los valores de armónicos del resonante. También hay que considerar que el control repetitivo tiene una estructura compacta y ataca a todos los armónicos al mismo tiempo, lo cual es importante desde el punto de vista de implementación. Sin embargo, las altas ganancias en las frecuencias armónicas pudiesen provocar

problemas de estabilidad, por lo que el controlador resonante y sus variantes representan una opción a tomar en cuenta.

Las técnicas que presentan mayor estabilidad y soportan grandes variaciones de la inductancia de Red, son las técnicas no lineales, que a la vez tienen un buen seguimiento de la señal de referencia. Estas técnicas no lineales basadas en control adaptativo, son encontradas mayoritariamente en el ámbito del control adaptativo por modelo de referencia, por sus características y ventajas. Es notorio también que hay pocos trabajos desarrollados en control adaptativo, y por tanto dan un gran terreno de trabajo. Cabe destacar con relevancia que no se han reportado trabajos en la literatura revisada que muestren la implementación de un control adaptativo por modelo de referencia con síntesis de controlador mínima para el Roto-imán o para el Inversor basado en LCL, y tampoco se encuentran desarrollos en los que se unan con técnicas de seguimiento de señal y rechazo de perturbaciones, como el control repetitivo o el resonante.

Como resultado de este análisis del Estado de Arte, se puede mencionar que la opción de control presentada en esta investigación está en la línea correcta, y que puede contribuir para solventar problemas de sistemas que están sometidos a incertidumbre y sujetos a perturbación, generando una opción de control completa que darían solución a estas problemáticas descritas.

Capítulo 3

Aplicaciones estudiadas y soluciones tradicionales para el Inversor LCL

3.1. Introducción

Bajo el concepto de generación distribuida, cada vez más fuentes de energía renovable (eólica, fotovoltaica, marea motriz, pilas de combustible, etc.) son incorporadas a las redes de distribución eléctrica, teniendo como objetivo contribuir a la gran demanda de energía mundial, y así ir reduciendo la producción de energía por medios contaminantes, como el petróleo, carbón o gas natural, y de esta forma ayudar en la mitigación del calentamiento global.

La regulación de la generación distribuida implica cumplir con normas de calidad de energía [111]-[112], en las cuales se establecen principalmente formas de conexión, nivel de armónicos, factor de potencia y otros aspectos técnicos, que deben cumplir los dispositivos encargados de incorporar esta energía proveniente de fuentes renovables a las redes eléctricas. En base a estas normas, la comunidad científica mayoritariamente hace uso de dos elementos de potencia en cascada para desempeñar esta labor, y estos son los convertidores estáticos de potencia y los filtros de potencia.

Los convertidores estáticos son dispositivos constituidos por elementos de electrónica de potencia, y su funcionamiento se basa en la apertura y cierre de interruptores, que dependiendo de su configuración interna, al recibir en su entrada una señal continua, genera en su salida una señal bipolar, la misma que es alimentada al filtro de potencia. Este filtro tiene dos funciones: por un lado eliminar los armónicos de señal bipolar, y así entregar una señal de corriente alterna con la frecuencia de red (limpia o con un determinado nivel de armónicos de acuerdo a como lo establecen las normas), y por otro servir de interfaz amigable con la red eléctrica.

Para la masificación del uso de este conjunto de dispositivos un factor a considerar son los costes, por lo que se deberán utilizar en su configuración interna el menor número de elementos posible, como también que estos sean eficientes, buscando reducir los tamaños, y sobre todo que permitan su instalación en cualquier lugar y bajo cualquier condición de red.

En este capítulo se describen brevemente los inversores estáticos y filtros de potencia más utilizados al momento, denominados inversores basados en LCL, así como su modelo matemático, la influencia del efecto inductivo de la red eléctrica sobre estos y la problemática de control existente.

3.2. Inversor basado en LCL

Se han llevado a cabo innumerables estudios alrededor de los convertidores estáticos de potencia y los filtros de potencia, siendo en este momento los más utilizados los convertidores estáticos de potencia de medio puente y de puente completo [113], dada su simplicidad y el menor número de elementos. El filtro pasa bajos de potencia mayoritariamente utilizado en el mundo científico e industrial es el filtro LCL, frente alternativas como el filtro L ó LC, debido a su eficiencia para eliminar armónicos, con pequeños valores de sus elementos y por tanto reducidos tamaños. Puesto que la función del Convertidor es la de transformar una señal de corriente continua **DC** en una bipolar ó alterna **CA**, toma el nombre de Inversor, en tanto que al conjunto inversor y filtro LCL, mostrado en la Figura 3.1, se le denomina **Inversor basado en LCL**.

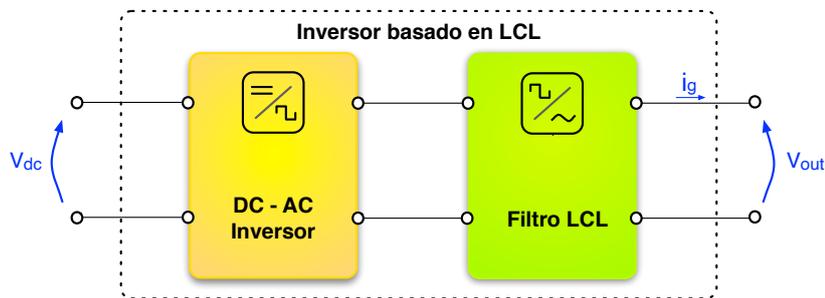


Figura 3.1: Esquema - Inversor basado en LCL

Un diagrama simplificado para la integración de una fuente renovable a la red eléctrica a través de una estructura denominada **Convertidor Automático de Potencia** se muestra en la Figura 3.2, la cual cuenta en su interior con un *Inversor DC-AC*, un *Filtro Pasa Bajos* y el *Sistema de Control* necesario para el funcionamiento del mismo, bajo las normas establecidas.

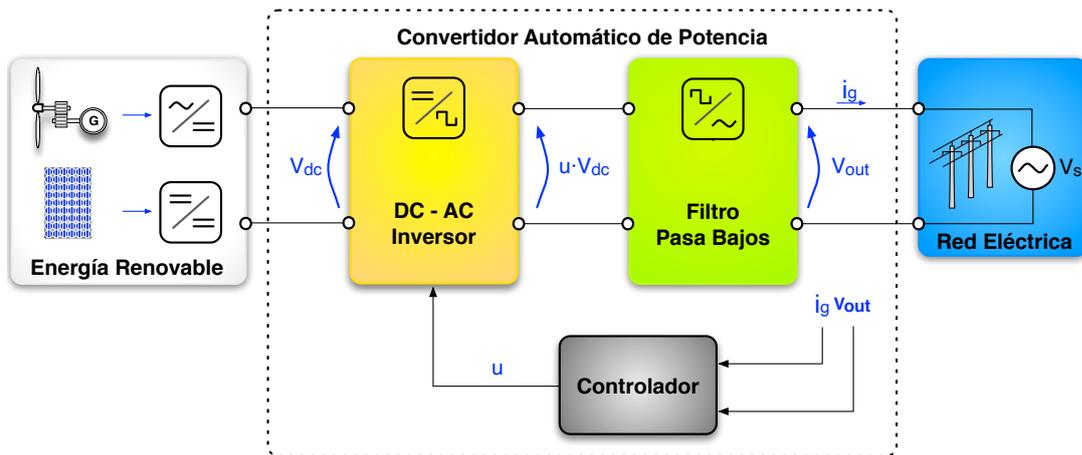


Figura 3.2: Generación Distribuida con Inversor basado en LCL

Como se puede observar en el diagrama, al ingreso del inversor de potencia se requiere un voltaje continuo V_{dc} , que proviene de una fuente de energía renovable cualquiera, el cual es transformado en su interior en una corriente alterna CA, que luego es filtrada y entregada a la Red Eléctrica, con una frecuencia y un nivel de voltaje V_s , de acuerdo al punto de conexión del sistema.

3.2.1. Esquema Nominal

El esquema nominal del Inversor basado en LCL conectado a la Red Eléctrica, es presentado en la Figura 3.3, donde se pueden observar todos sus componentes, como también la estructura interna tradicional del Filtro LCL y sus conexiones. Como se observa en el esquema el filtro esta constituido por elementos pasivos que por su orden de conexionado, recibe el nombre de LCL. Esta estructura de filtro es muy atractiva entre los diseñadores debido a que tiene una efectividad de atenuación de 60 db/década.

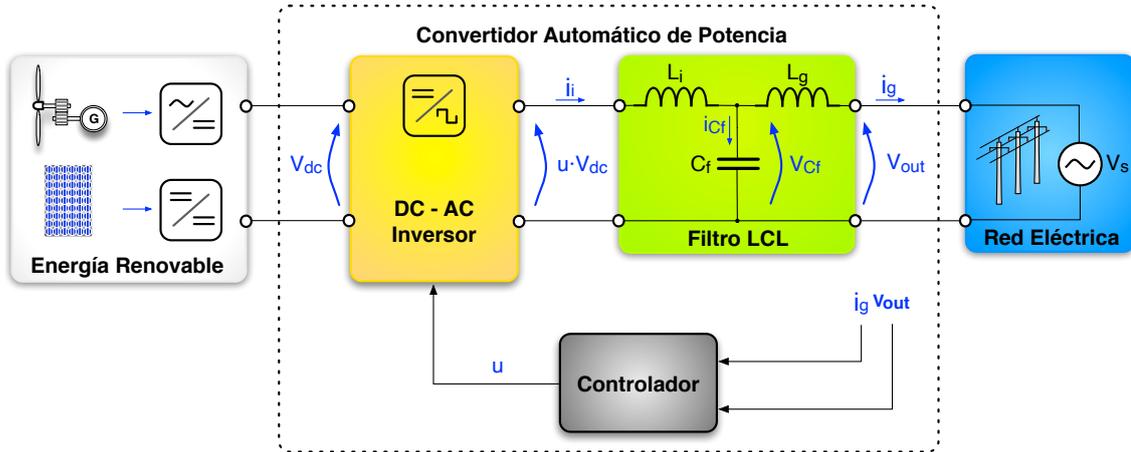


Figura 3.3: Convertidor Automático de Potencia - Estructura Filtro LCL

En el diagrama la nomenclatura indica: V_{dc} , voltaje proveniente de la fuente de energía renovable; u , acción de de control; i_i , corriente del inversor; i_g , corriente de red; i_{cf} , corriente en el capacitor; L_i , inductancia del lado del inversor; L_g , inductancia del lado de la red; C_f , capacitor de filtrado; V_{out} , voltaje de salida; L_s , impedancia de red; V_s , voltaje de Red.

3.2.2. Modelo Matemático

Considerando un modelo promediado y mediante la aplicación de las Leyes de Kirchoff, se encuentran las siguientes relaciones del circuito de la Figura 3.3:

$$\begin{aligned} u \cdot V_{dc} &= L_i \frac{di_i}{dt} + V_{Cf} \\ i_{Cf} &= C_f \frac{dV_{Cf}}{dt} = i_i - i_g \\ V_{Cf} &= L_g \frac{di_g}{dt} - V_s . \end{aligned} \quad (3.1)$$

Al aplicar la Transformada de Laplace a las ecuaciones (3.1) y considerando condiciones iniciales iguales a cero se obtiene:

$$\begin{aligned} V_{dc} u(s) &= L_i s I_i(s) + V_{Cf}(s) \\ I_i(s) &= C_f s V_{Cf}(s) + I_g(s) \\ V_{Cf}(s) &= L_g s I_g(s) - V_s(s) . \end{aligned} \quad (3.2)$$

Mediante una adecuada combinación de las ecuaciones (3.2) encontramos que:

$$V_{dc} u(s) = [L_i L_g C_f s^3 + (L_i + L_g) s] I_g(s) - (1 + L_i C_f s^2) V_s(s). \quad (3.3)$$

Como el objetivo es tener una ecuación que relacione la corriente de salida del sistema $I_g(s)$ con el voltaje de entrada V_{dc} y el voltaje de red $V_s(s)$, se procede a realizar algunas operaciones algebraicas en la ecuación (3.3) hasta obtener la ecuación (3.4), que es el modelo matemático del sistema:

$$I_g(s) = \frac{V_{dc}}{L_i L_g C_f s^3 + (L_i + L_g) s} u(s) + \frac{1 + L_i C_f s^2}{L_i L_g C_f s^3 + (L_i + L_g) s} V_s(s). \quad (3.4)$$

3.2.3. Planta Nominal

Basados en el teorema de superposición [114], en la ecuación (3.4) se hace $V_s = 0$ y se encuentra la función de transferencia $G_n(s)$, que se denominará como **Planta Nominal**, y expresa la relación entre la corriente que se inyecta a la red eléctrica i_g y el voltaje de salida del inversor $V_{dc} u$, que viene dada por:

$$G_n(s) = \frac{I_g(s)}{V_{dc} u(s)} = \frac{1}{L_i L_g C_f s^3 + (L_i + L_g) s}. \quad (3.5)$$

El diagrama de Bode de la planta nominal se muestra en la Figura 3.4.(a), donde se puede observar la presencia de una frecuencia de resonancia, lo cual provocará una ganancia infinita en esa frecuencia, como también se puede ver un cambio de fase de -90° a -270° en esta frecuencia de resonancia, tornándose en un detalle importante a considerar. Por otro lado se puede observar que el filtro a partir de la frecuencia de resonancia presenta una atenuación de 60 decibelios por década.

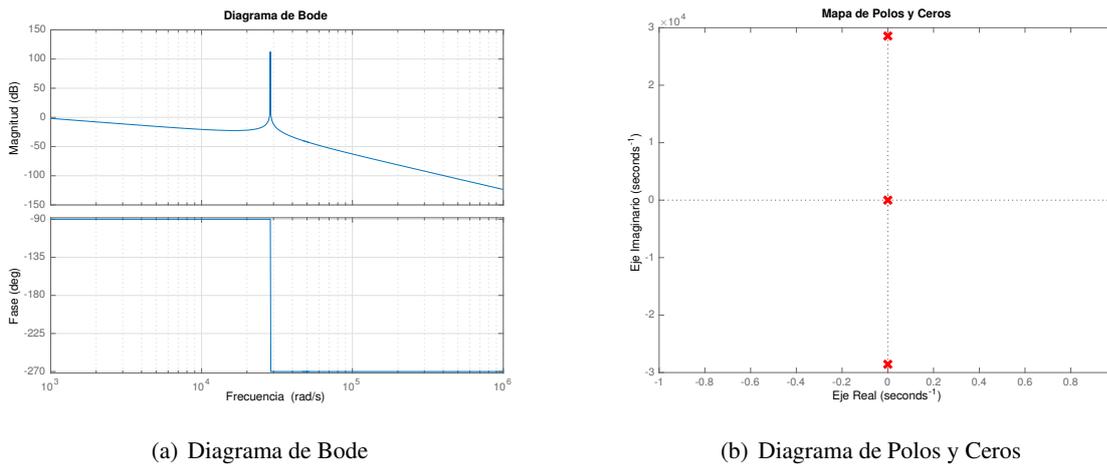


Figura 3.4: Planta Nominal - Diagramas Característicos

Al trazar su diagrama de polos y ceros, que se muestra en la Figura 3.4.(b), se puede observar que los polos de la planta nominal se encuentran sobre el eje imaginario, por lo que el sistema es críticamente estable. Los valores del filtro LCL utilizados para las gráficas de la Figura 3.4 han sido $L_i = 1\text{mH}$,

$L_g = 0.22\text{mH}$ y $C_f = 6.8\mu\text{F}$, tomados de [26], siendo estos una posibilidad dentro de la gama posible de valores.

El segundo término de la corriente de salida $I_g(s)$, mostrado en la ecuación (3.6), se obtiene por el mismo método del teorema de superposición, pero ahora considerando $V_{dc} = 0$:

$$I_g(s) = \frac{1 + L_i C_f s^2}{L_i L_g C_f s^3 + (L_i + L_g) s} V_s(s). \quad (3.6)$$

Estes término será considerado como perturbación del sistema y se podrá observar su incorporación mas adelante en la sección 3.2.7.

3.2.4. Impedancia de Red

Un problema presente en el diseño de inversores de potencia que se utilizan para la conexión de fuentes de energía a la red eléctrica de baja tensión es no poder determinar el lugar de su conexión, puesto que esta ubicación dependerá del usuario, pudiendo ser esta fija o variable de acuerdo a sus necesidades. Esta variación en el punto de conexión influirá de manera directa en los parámetros del modelo matemático del inversor, lo cual genera una incertidumbre en el momento del diseño del controlador. A continuación se muestra la representación de este punto de conexión y la incidencia en el modelo matemático.

3.2.4.1. Representación del punto de conexión del Inversor

Dado que el Inversor basado en LCL puede ser conectado en cualquier punto de la red, un aspecto muy importante a considerar es la presencia de la impedancia de la Red Eléctrica. Esta impedancia de red está representada en el sistema por Z_s , la cual tiene una componente resistiva r_s y una inductiva L_s , es decir, $Z_s = r_s + L_s$. Debido al alto contenido inductivo de Z_s , su resistencia no es considerada y se representa en el circuito eléctrico por una inductancia variable L_s , como se muestra en la Figura 3.5, y que además, se torna en una situación más crítica desde el punto de vista de la estabilidad.

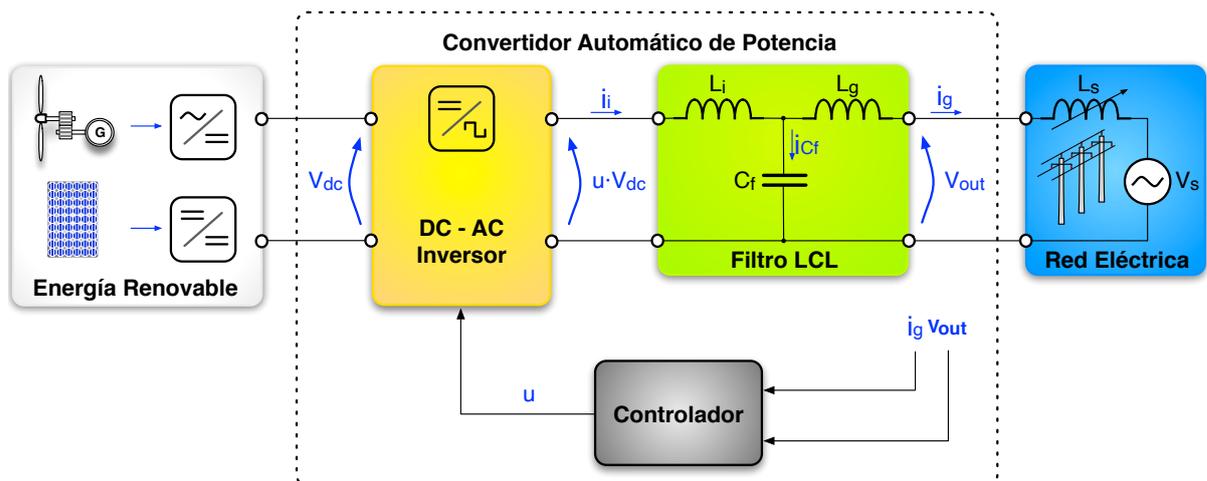


Figura 3.5: Generación Distribuida - Representación del Efecto Inductivo de la Red Eléctrica - L_s

El inductor L_s por lo tanto representa el efecto inductivo de la red de baja tensión, y su valor depende de varios factores tales como la distancia del convertidor al punto de partida de la línea de baja tensión,

el tipo de sistema (de una sola fase, trifásico...), el tipo de configuración de la línea (triangular, plana...), la distancia entre los conductores, el material conductor (cobre, aluminio...), y también del diámetro de conductor utilizado para la conexión.

Por otro lado, L_s también depende de la forma y estructura de la red de distribución, es decir, de sus ramas y sus cargas, así como también del inductor presente en el transformador. Por lo que el valor de la inductancia L_s es variable y su valor no se puede determinar de manera exacta, ya que dependerá de la situación real donde el convertidor está conectado para su funcionamiento.

3.2.4.2. Valor de la Inductancia de Red L_s

De acuerdo a lo expuesto previamente, el valor de L_s es dependiente de varios factores, por lo que es necesario establecer un posible escenario de funcionamiento del convertidor para así tener una estimación de la variación de L_s , que será muy útil en los análisis posteriores.

Un posible escenario de funcionamiento del inversor, entre otros, sería inyectar energía proveniente de una Fuente Renovable a la Red Eléctrica del tipo monofásica V_s mediante un Convertidor Automático de Potencia, como el mostrado en la Figura 3.5, donde la distancia de la extensión de red que permite la conexión entre el convertidor y la red eléctrica es desconocida, puesto que el usuario podría conectar el convertidor a cualquier distancia desde inicio de la Red, debido a que esta distancia depende del lugar donde se encuentre la fuente renovable y por otro el punto más cercano de la red eléctrica factible de conexión, con lo cual se tendrán diferentes valores del inductor en función de esta distancia.

Para completar de definir este escenario, se establece que el conductor utilizado en la extensión de red es un conductor de Aluminio 3/0 AWG (calibre de alambre estadounidense, del inglés American Wire Gauge), el cual tiene un radio aproximado de $r = 5.975$ mm, en tanto que la distancia entre los conductores de la red eléctrica es $a = 600$ mm. Cabe recalcar que estos valores escogidos son una posibilidad dentro del grupo de alternativas constructivas de una extensión de red, y que estos valores son dependientes de las normas eléctricas constructivas de cada país, la ubicación geográfica y otros factores técnicos eléctricos. Por otro lado, en el escenario no se considera el inductor del transformador y tan solo se considera el efecto inductivo de la línea monofásica para evitar tener una inductancia inicial.

Bajo este escenario de funcionamiento, en [115] y [116] se establece que el valor de la inductancia de una línea monofásica se puede determinar a través de:

$$L_s = 2 \cdot l \left(0.5 + 4.6 \log \frac{a}{r} \right) \cdot 10^{-4} \frac{H}{Km}, \quad (3.7)$$

donde l es la longitud de la línea eléctrica en kilómetros (distancia de extensión de red), a la distancia entre conductores y r el radio del conductor, siendo la unidad de medición de estos últimos la misma.

En el Cuadro 3.1 se presenta el valor calculado del inductor L_s cuando se tienen diferentes distancias para la extensión de red de una línea monofásica. Como se puede observar se ha considerado que la extensión de red pudiese tener una longitud máxima de 50 Km, obteniéndose para esta distancia un valor del inductor L_s de 97.0834 mH. Nótese que los valores obtenidos de L_s guardan una relación lineal con la distancia l .

Longitud l Km	Inductor L_s mH
0.00	0.00000
0.10	0.19417
0.20	0.38833
0.50	0.97083
1.00	1.94166
2.00	3.88333
5.00	9.70834
10.00	19.4166
20.00	38.8333
50.00	97.0834

Cuadro 3.1: Variación del valor del Inductor L_s en función de la distancia de conexión

3.2.5. Modelo Matemático considerando L_s

Al modelo matemático presentado en la sección 3.2.2, en esta sección se le adiciona el efecto inductivo L_s de la red eléctrica, con el objetivo de tener un modelo más cercano a la realidad que permita realizar un mejor análisis y solución a las problemáticas del inversor basado en LCL.

Para ello se incorpora la inductancia L_s a las ecuaciones (3.1), haciendo que estas se modifican a:

$$\begin{aligned}
 u V_{dc} &= L_i \frac{di_i}{dt} + V_{C_f} \\
 i_{C_f} &= C_f \frac{dV_{C_f}}{dt} = i_i - i_g \\
 V_{C_f} &= (L_g + L_s) \frac{di_g}{dt} - V_s,
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

con lo que las ecuaciones (3.2), cambian a:

$$\begin{aligned}
 V_{dc} U(s) &= L_i s I_i(s) + V_{C_f}(s) \\
 I_i(s) &= C_f s V_{C_f}(s) + I_g(s) \\
 V_{C_f}(s) &= (L_g + L_s) s I_g(s) - V_s(s).
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

De igual manera que antes, se realiza una adecuada combinación de las ecuaciones (3.9) y se encuentra que:

$$V_{dc} U(s) = \{L_i C_f (L_g + L_s) s^3 + [L_i + (L_g + L_s)] s\} I_g(s) - (1 + L_i C_f s^2) V_s(s). \tag{3.10}$$

Así, la nueva ecuación de la corriente de salida del sistema $I_g(s)$ vendría dada por:

$$I_g(s) = \frac{1}{L_i C_f (L_g + L_s) s^3 + [L_i + (L_g + L_s)] s} [V_{dc} U(s) + (1 + L_i C_f s^2) \cdot V_s(s)]. \tag{3.11}$$

Es evidente que el modelado encontrado en la sección 3.2.2 es correcto, y podría obtenerse nuevamente al considerar $L_s = 0$ en la ecuación (3.11).

3.2.6. Familia de Plantas

Al aplicar el teorema de superposición y considerar $V_s = 0$ en la ecuación (3.11), se obtiene una nueva función de transferencia $G_p(s)$, donde los parámetros de la planta se ven modificados por el valor de L_s . Como se puede observar en la ecuación (3.12), ahora se tiene una planta con *Incertidumbre Paramétrica*, lo que implica tener una planta por cada valor de L_s , generándose por tanto una **Familia de Plantas**:

$$G_p(s, L_s) = \frac{I_g(s)}{V_{dc} \cdot U(s)} = \frac{1}{L_i C_f (L_g + L_s) s^3 + [L_i + (L_g + L_s)] s}. \quad (3.12)$$

En la Figura 3.6, se muestran las magnitudes de los diagramas de Bode de las diferentes plantas obtenidas a partir de los valores de L_s presentadas en el Cuadro 3.1.

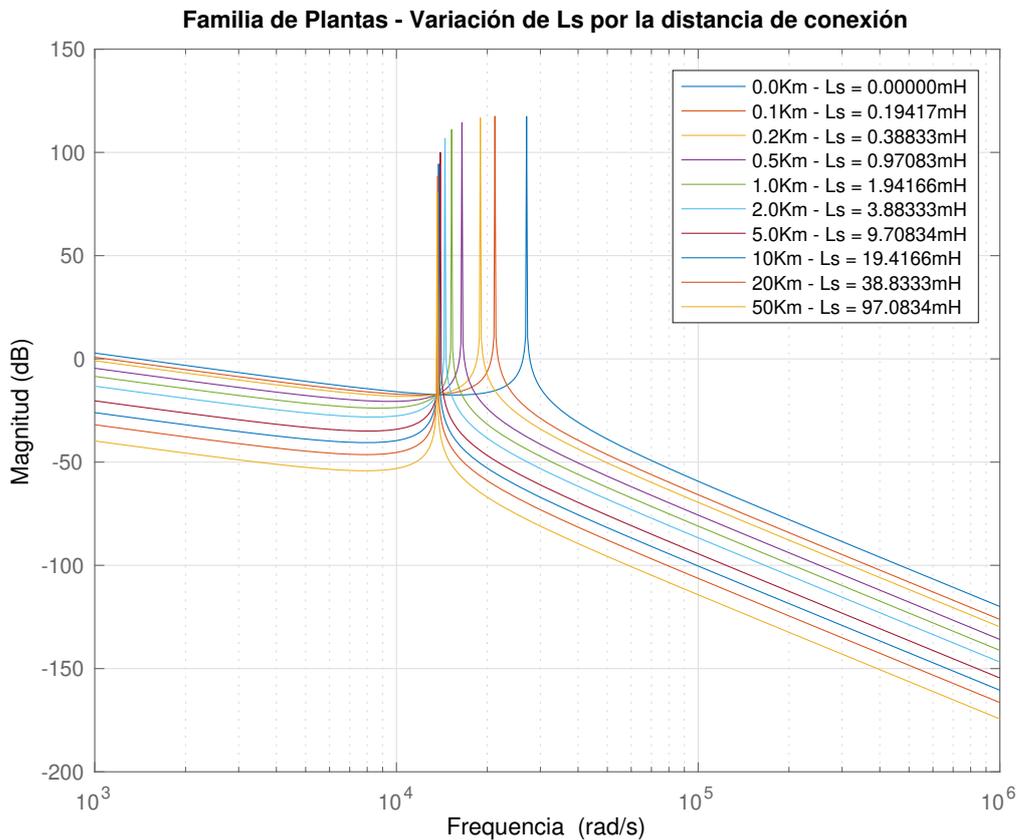


Figura 3.6: Diagrama de Bode - Familias de Plantas al variar L_s de acuerdo al Cuadro 3.1

Como se observa, la variación de L_s provoca una variación de la Frecuencia de Resonancia W_r , produciendo un desplazamiento del pico de resonancia hacia la zona de bajas frecuencias. Otro aspecto notorio es la pérdida de la ganancia de las plantas conforme se incrementa el valor de L_s . Estos valores dibujados de L_s se podrían considerar una muestra dentro de la familia de plantas.

La frecuencia de Resonancia del Filtro LCL viene dada por:

$$W_r = \sqrt{\frac{L_i + L_g}{C_f L_i L_g}}, \quad (3.13)$$

y al considerar la inductancia de red L_s , la frecuencia de resonancia (3.13) se modifica por:

$$W_r = \sqrt{\frac{L_i + (L_g + L_s)}{C_f L_i (L_g + L_s)}}. \quad (3.14)$$

De acuerdo a (3.13) y (3.14) la frecuencia de resonancia original de diseño del Filtro LCL es de 4545 Hz, y conforme aumenta la distancia de conexión la frecuencia de resonancia va disminuyendo, llegando a ser de 1939.90 Hz para una inductancia equivalente a 50 Km, lo cual provocará un deterioro en el funcionamiento del sistema. En el Cuadro 3.2, se exponen junto a los mismos valores del Inductor L_s del Cuadro 3.1 las respectivas frecuencias de resonancia.

Longitud l Km	Frecuencia de Resonancia	
	rad/s	Hz
0.00	2.8557e+04	4.5450e+03
0.10	2.2408e+04	3.5664e+03
0.20	1.9718e+04	3.1382e+03
0.50	1.6448e+04	2.6179e+03
1.00	1.4666e+04	2.3342e+03
2.00	1.3524e+04	2.1524e+03
5.00	1.2723e+04	2.0249e+03
10.00	1.2432e+04	1.9786e+03
20.00	1.2281e+04	1.9546e+03
50.00	1.2189e+04	1.9399e+03

Cuadro 3.2: Variación de la Frecuencia de Resonancia con el aumento de Longitud

El desplazamiento del pico de resonancia implica que los polos de la planta se desplazan sobre el eje imaginario, lo cual hace que el sistema sea críticamente estable variable. Así se torna en un problema de robustez a ser solventado por el sistema de control, puesto que si se diseñase el controlador en función de la planta nominal, se volvería inestable inestable el sistema al ser conectado el inversor basado en LCL en una red débil.

A esta incertidumbre paramétrica de la planta debido a L_s , se debe adicionar la incertidumbre de los valores de elementos pasivos que constituyen el filtro LCL, que son debidos a la tolerancia en la fabricación de los elementos L_i , L_g and C_f , y que están en el rango del $\pm 5\%$ de sus valores nominales.

En la Figura 3.7 se puede observar esta familia de plantas adicional, donde se dibujan las magnitudes de los diagramas de Bode con los valores máximos y mínimos que podrían tomar los elementos en virtud de la tolerancia, y buscando mostrar los efectos del movimiento de los picos de resonancia de esta familia de plantas con respecto a la Planta Nominal.

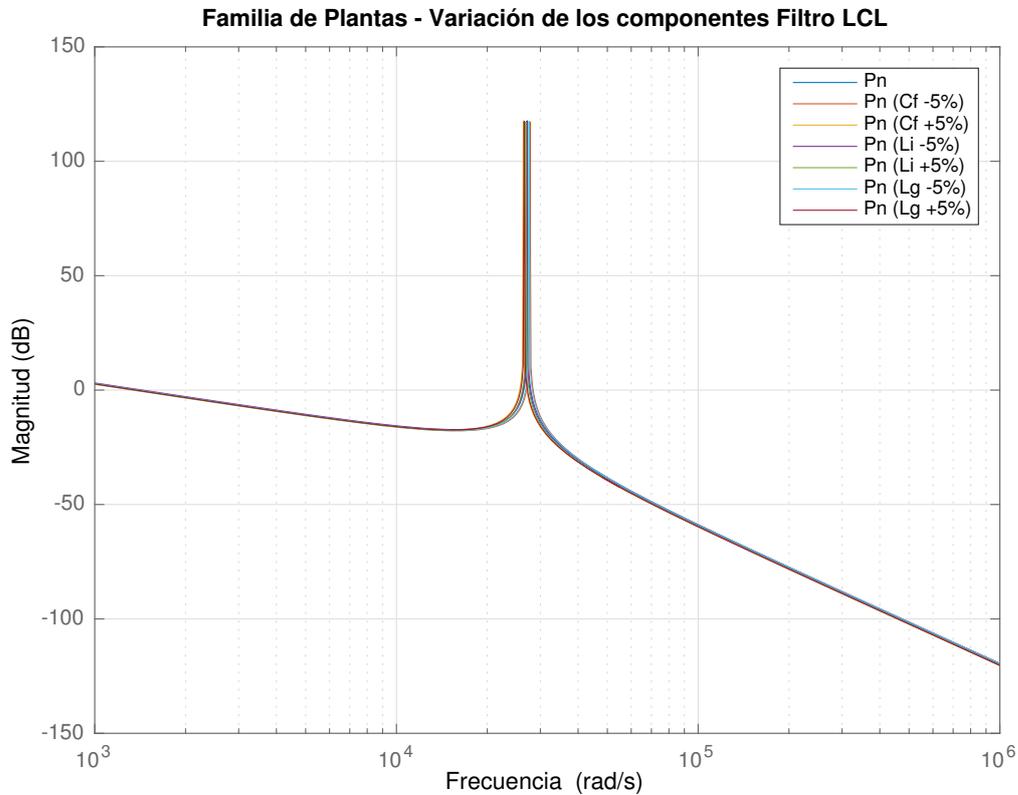


Figura 3.7: Familia de Plantas - Variación de LCL donde P_n es la planta nominal.

3.2.7. Estructura de Control

A partir de la ecuación de la corriente de salida (3.11) se establece en la Figura 3.8 el diagrama de Bloques del Inversor basado en LCL, donde el bloque en color verde es la familia de plantas (3.12).

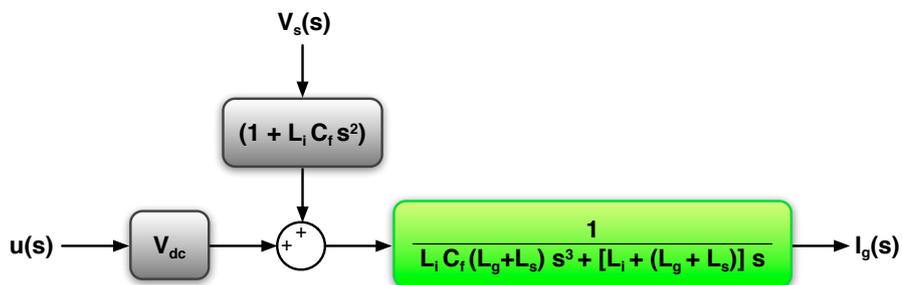


Figura 3.8: Diagrama de Bloques - Inversor basado en LCL

Esta estructura se ha escogido debido a que permite realizar una acción de control directa en la variable de salida i_g , frente ha alternativas indirectas como es la de realizar el control en la corriente del lado del inversor i_i . En [117] se hace un estudio de estabilidad basado en la ubicación de polos y ceros, y se

observa que existe una ventaja de mejor estabilidad al realizar una medición en i_g y V_s , teniendo como ventaja adicional que esta estructura presenta una mejor eliminación de armónicos. Sin embargo otras alternativas de cerrar el lazo de control han sido analizadas y expuestas en [118], mostrando una variación evidente en la función de transferencia del sistema y en la ubicación de los polos del sistema.

Bajo las características de inestabilidad de la planta a controlar, un sistema en lazo abierto no es la mejor alternativa, por lo que se hace necesaria la presencia de un sistema de control en lazo cerrado. La **Estructura de Control** se muestra en la Figura 3.9. De acuerdo a esta estructura las señales a medir serán la corriente de salida del inversor i_g y el voltaje de la red eléctrica V_s , teniendo como objetivo controlar la corriente de salida del Inversor basado en LCL.

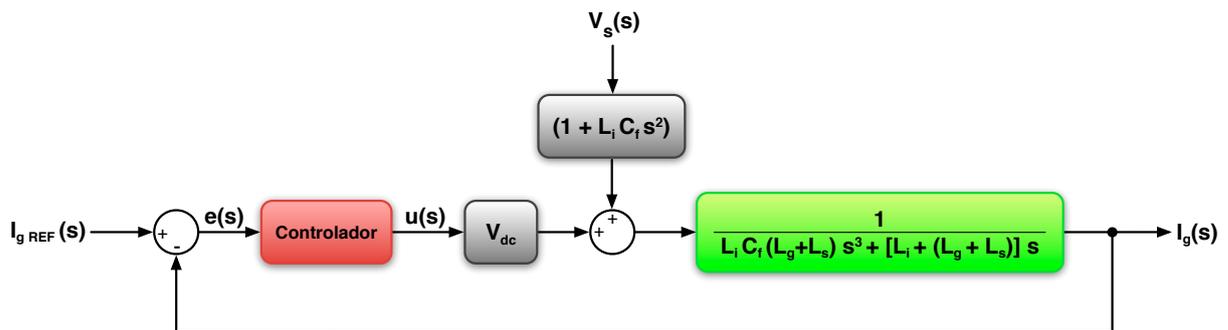


Figura 3.9: Estructura de control en lazo cerrado - Inversor basado en LCL

El segundo término de la corriente de salida $I_g(s)$, mostrado en la ecuación (3.11), ha sido incorporado en la estructura de control, siendo una perturbación del sistema.

3.3. Problemas del Inversor basado en LCL y soluciones tradicionales propuestas

De acuerdo a lo expuesto en este capítulo, el inversor basado en LCL a controlar presenta problemas de estabilidad y de incertidumbre paramétrica, que desde el punto de vista de robustez. Esto implica contar con un controlador que establezca a la planta nominal, como también a la familia de plantas que se pudiesen presentar, ante la variación de L_s en función del punto de conexión del inversor, como también por la variación paramétrica. Es decir que el controlador deberá ser *robustamente estable*, con lo que el Inversor basado en LCL podrá ser conectado en cualquier lugar de la red eléctrica de baja tensión, y así poder aprovechar la energía proveniente de fuentes renovables.

En tanto que desde el punto de vista de especificaciones de desempeño y prestaciones, el sistema deberá ser rápido, teniendo como objetivo controlar la corriente de salida de modo que esta sea sinusoidal, con una frecuencia igual a la de red y sin la presencia de armónicos o de acuerdo a las normas, y que además, esta corriente se encuentre en fase con el voltaje de la red, lo que implica un correcto seguimiento de la señal de referencia del sistema.

A todas estas características de robustez y desempeño a cumplir hay que sumar siempre la problemática de diseñar buscando que el sistema tenga bajos costes.

En esta sección se diseñarán tres tipos de *controladores lineales* para el Inversor basado en LCL, que son soluciones tradicionales para la estructura de control previamente establecida, con el objetivo

de determinar la robustez y las prestaciones que presentan estos ante la variación paramétrica. Los controladores analizados son tres: uno mediante Loop Shapping, otro basado en H_∞ y uno basado en μ -Síntesis. Se describirá la metodología utilizada y cómo han sido diseñados los controladores, mostrando las funciones de transferencia obtenidas y sus respectivos diagramas de Bode.

3.3.1. Controlador Loop Shapping

Utilizando la metodología de Loop Shapping se diseña el primer controlador buscando tener un correcto desempeño para la planta nominal y robustez ante la familia de plantas del inversor. Para ello el controlador ubicará sus polos y ceros para cumplir con las siguientes especificaciones de diseño:

1. Se debe tener en cuenta la variación de fase desde -90° a -270° que tiene la planta nominal en la frecuencia de resonancia. Por ello, el controlador deberá ser diseñado para compensar este ángulo, buscando tener un margen de ganancia mayor a 10 dB y un margen de fase superior a 45° en lazo cerrado.
2. Se buscará tener ceros conjugados estables cercanos a los polos de la planta nominal, buscando que la frecuencia natural de estos sea la misma, pero con un factor de amortiguación de $\zeta = 0.707$.
3. Los polos del controlador en lazo cerrado deberán estar ubicados en el eje real del semiplano izquierdo.
4. El tiempo de establecimiento del sistema no deberá ser superior a 10 ms.

Bajo estas consideraciones se procede a diseñar el controlador utilizando para ello la herramienta SISOTool de Matlab. En la herramienta se considera como planta a controlar la Planta Nominal mostrada en (3.5) y un valor unitario para la función de transferencia de la realimentación.

En la Figura 3.10 se muestran los resultados gráficos obtenidos en la herramienta luego de ir ajustando el controlador. En la gráfica de la izquierda se tiene el lugar de las raíces del sistema donde se puede observar la ubicación de polos y ceros del controlador obtenido, junto con los polos de la planta nominal y del sistema. En la gráfica de la derecha se tiene el Diagrama de Bode tanto de magnitud como de fase, donde se puede observar el margen de fase y de ganancia del sistema obtenido.

Los diagramas de la Figure 3.10 han sido obtenidos con los siguientes valores de ganancia, polos y ceros para el Controlador:

$$\begin{aligned} K_{lsh} &= 17.6307 \\ P_{lsh} &= [-1.1804 \quad -1.5875 \quad -2.0943] \cdot 10^5 \\ Z_{lsh} &= [(-2.054+1.1188j) \quad (-2.054-1.1188j) \quad -1.3553] \cdot 10^4. \end{aligned} \quad (3.15)$$

Al expresar (3.15) como una función de transferencia, el controlador obtenido es:

$$C_{lsh}(s) = 17.6307 \frac{(s + 1.355 \cdot 10^4) (s^2 + 4.109 \cdot 10^4 s + 5.474 \cdot 10^8)}{(s + 1.587 \cdot 10^5) (s + 1.180 \cdot 10^5) (s + 2.093 \cdot 10^5)}. \quad (3.16)$$

Si los valores de los polos y ceros de este controlador C_{lsh} se los pasa a términos en función de la frecuencia de resonancia W_r y considerando un factor de amortiguación para los ceros de $\zeta = 0.707$ por

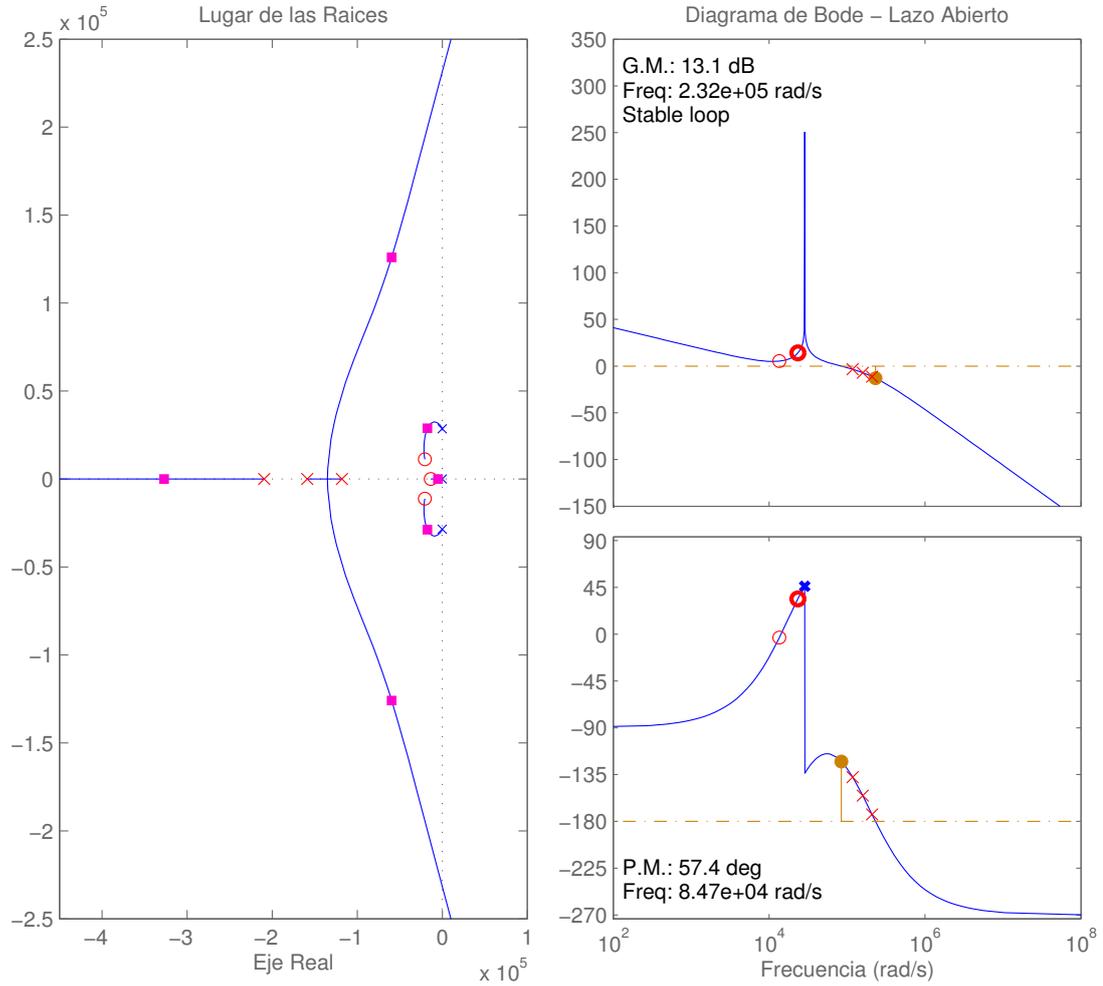


Figura 3.10: Lugar de las raíces y diagrama de Bode para el Controlador Loop Shaping

las condiciones de diseño, se obtiene el siguiente controlador:

$$C_{Ish}(s) = \frac{W_r}{4 \cdot V_{dc}} \frac{(s + \frac{W_r}{2}) (s^2 + 2\zeta W_r s + W_r^2)}{(s + 7W_r) (s + 4W_r) (s + 3W_r)} \quad (3.17)$$

Por lo tanto el controlador obtenido mediante la técnica Loop Shaping con valores numéricos será:

$$C_{Ish}(s) = 16.998 \frac{(s + 1.428 \cdot 10^4) (s^2 + 4.037 \cdot 10^4 s + 8.148 \cdot 10^8)}{(s + 8.567 \cdot 10^4) (s + 1.142 \cdot 10^5) (s + 1.999 \cdot 10^5)}, \quad (3.18)$$

siendo este controlador el buscado de acuerdo a las condiciones establecidas. En la Figura 3.11 se muestra el diagrama de polos y ceros del controlador C_{Ish} , donde se puede observar que estos se encuentran a la izquierda del eje imaginario y que los ceros conjugados tienen el amortiguamiento ζ establecido.

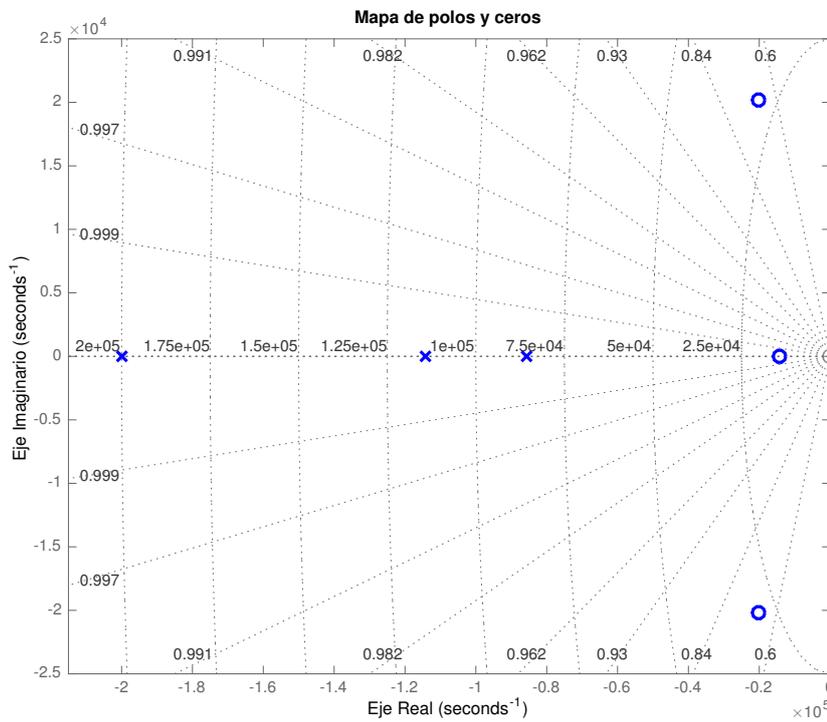


Figura 3.11: Diagrama de Polos y Ceros del Controlador Loop Shaping

3.3.2. Controlador H_∞

Bajo la metodología de H_∞ [119], se desarrolla un controlador, considerando una Planta Generalizada y un Modelo de Incertidumbre Multiplicativa; para ello primero se determinará las funciones de peso tanto para la incertidumbre como también para el rendimiento, para luego presentar el controlador obtenido sin tener un límite en el grado del controlador.

3.3.2.1. Función de Peso de la Incertidumbre

Se elige un Modelo de Incertidumbre Multiplicativa a la entrada de la Planta como el que se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 3.12 para modelar la incertidumbre presente en el inversor basado en LCL, en virtud de la variación del efecto inductivo de la red eléctrica representado por la inductancia L_s .

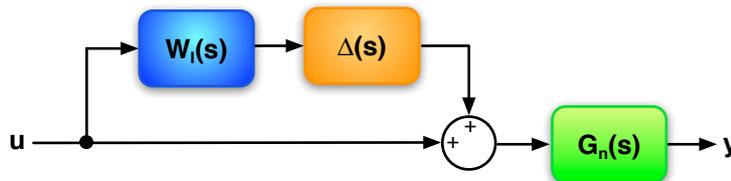


Figura 3.12: Modelo de Incertidumbre Multiplicativa

De acuerdo a este modelo la Familia de Plantas vendrá dada por:

$$G_{\Delta}(s) = G_n(s)[\mathbb{I} + W_I(s)\Delta(s)], \quad (3.19)$$

donde $W_I(s)$ es la función de pesado de la incertidumbre y $\Delta(s)$ la incertidumbre normalizada, en tanto que \mathbb{I} es la matriz identidad y $G_n(s)$ es la planta nominal presentada en la Sección 3.2.3. Para la función de pesado $W_I(s)$ se elige una función de transferencia de primer orden que viene dada por:

$$W_I(s) = W_{I_{bf}} \frac{\frac{1}{W_{I_{bf}}}s + W_r}{\frac{1}{W_{I_{af}}}s + W_r}, \quad (3.20)$$

donde los valores $W_{I_{bf}}$ y $W_{I_{af}}$ son los correspondientes errores máximos en magnitud de los diagramas de Bode en bajas y altas frecuencias de la planta nominal con respecto a la planta mínima y máxima respectivamente, en tanto que W_r será la frecuencia de resonancia del Filtro LCL.

Así para determinar $W_{I_{bf}}$ y $W_{I_{af}}$ será necesario primero determinar la mínima y máxima incertidumbre a tener con respecto a la planta nominal, para así obtener la planta mínima G_{min} y la planta máxima G_{max} a considerar. En la Figura 3.13, se muestran los diagramas de Bode de estas plantas buscadas. Para encontrarlas, primero se considera que en el diagrama de la Figura 3.5, donde se tiene la inductancia L_g y L_s en serie, se simplifica el proceso al considerar tan solo L_g y que esta inductancia tiene una variación desde un -5% hasta un 105% de su valor nominal, que es similar a establecer una máxima incertidumbre de $L_s = L_g$.

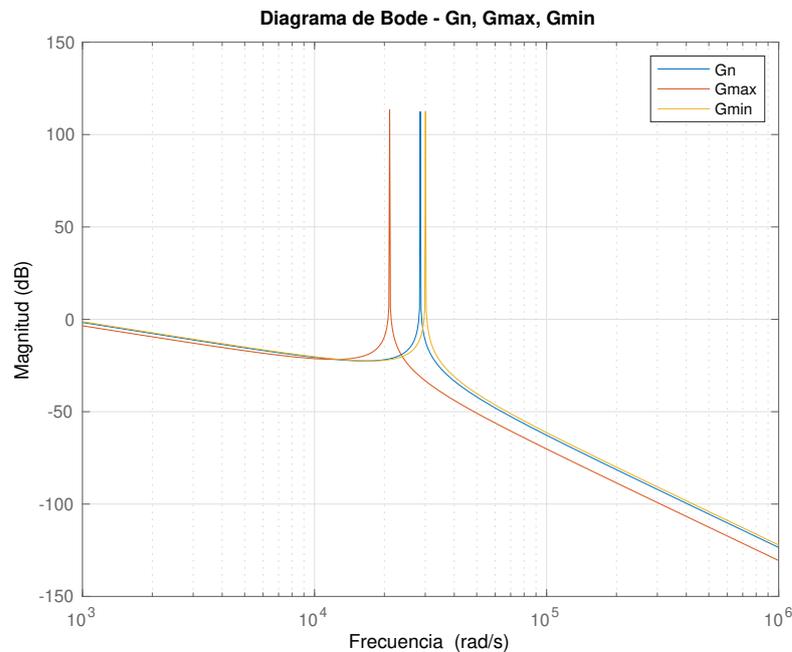


Figura 3.13: Diagrama de Bode de magnitud de la Planta: Nominal, Mínima y Máxima

Luego esta variación se podrá seguir incrementando para los respectivos análisis. En tanto que L_i y C_f tendrán una variación del $\pm 5\%$, esto debido a la incertidumbre por la tolerancia de fabricación. Bajo esta consideración se tiene una planta nominal G_n , una planta mínima G_{min} con una variación L_g del -5% y una planta máxima G_{max} con una variación L_g del 105% .

El error máximo $E_{max} = G_{max} - G_n$ y el error mínimo $E_{min} = G_n - G_{min}$ son mostrados en la Figura 3.14 y han sido obtenidos a partir de la diferencia de los diagramas de magnitud de Bode correspondientes.

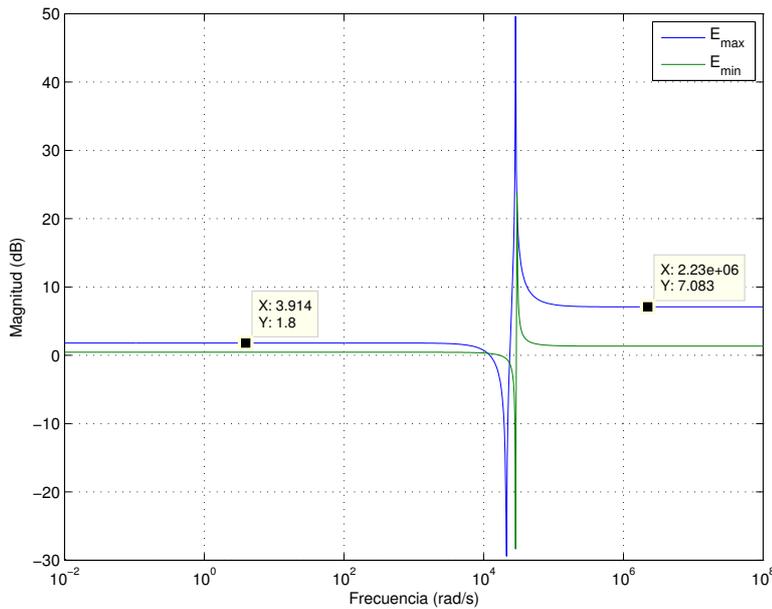


Figura 3.14: Diferencia de Magnitud E_{max} y E_{min}

Como se puede observar en la Figura 3.14, la gráfica de E_{max} presenta los mayores errores de magnitud, por lo cual estos serán considerados para la determinación de $W_{I_{bf}}$ y $W_{I_{af}}$. La diferencia máxima en bajas frecuencias es de 1.8 dB, en tanto que en altas frecuencias es de 7.083 dB, siendo la frecuencia de resonancia W_r el punto de decisión entre las bajas y altas frecuencias. Estos valores en decibelios son llevados a sus respectivos valores de ganancias $W_{I_{bf}}$ y $W_{I_{af}}$ teniendo en cuenta la matriz identidad para su cálculo, obteniéndose así la siguiente función de pesado de la incertidumbre:

$$W_I(s) = 0.230 \frac{\frac{1}{0.230}s + W_r}{\frac{1}{1.259}s + W_r}, \quad (3.21)$$

que genera el diagrama de magnitud de Bode mostrado en la Figura 3.15. A esta figura se le han adicionado las gráficas del diagrama de Bode del error máximo y el de la suma de la función de pesado W_I con la matriz identidad \mathbb{I} . Como se puede observar, los valores de magnitud de $(\mathbb{I} + W_I)$ coinciden con los de E_{max} , lo que es coherente con (3.19) si se considera a $\Delta(s)$ como normalizada unitaria. Otro aspecto importante es que la función de pesado W_I no considera la ganancia infinita en la frecuencia de resonancia.

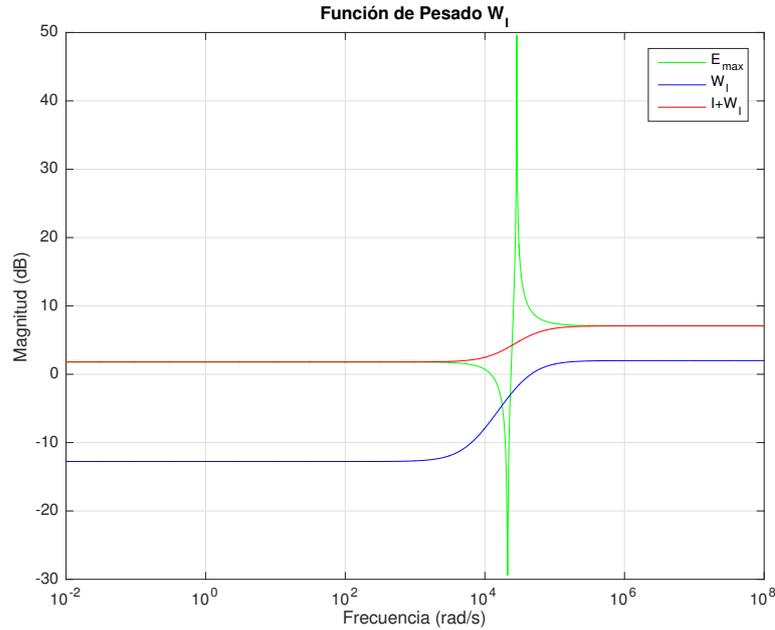


Figura 3.15: Diagramas de Bode de la Función de Pesado W_I , E_{max} y $(I + W_I)$

Una **segunda** opción para modelar la incertidumbre es introducir una ganancia centrada en la frecuencia de resonancia con el objetivo de modelar la ganancia infinita de resonancia. Para esto se adiciona una función de transferencia de segundo orden a la función de pesado (3.20), la cual se implementa en modo general considerando como frecuencia natural no amortiguada a W_r y con un coeficiente de amortiguamiento relativo ζ en el denominador, el cual determinará una menor o mayor ganancia en la frecuencia de resonancia de acuerdo al valor que se elija.

Así la función de transferencia para W_I vendrá dada por:

$$W_I(s) = W_{I_{bf}} \frac{\frac{1}{W_{I_{bf}}}s + W_r}{\frac{1}{W_{I_{af}}}s + W_r} \cdot \frac{s^2 + 2W_r + W_r^2}{s^2 + 2\zeta W_r + W_r^2}, \quad (3.22)$$

y si consideramos las ganancias tenemos:

$$W_I(s) = 0.230 \frac{\frac{1}{0.230}s + W_r}{\frac{1}{0.259}s + W_r} \cdot \frac{s^2 + 2W_r + W_r^2}{s^2 + 2\zeta W_r + W_r^2}. \quad (3.23)$$

En la Figura 3.16 se presenta el diagrama de Bode de magnitud de la función de transferencia de la segunda opción para W_I presentada en (3.23), donde se considera un valor de $\zeta = 0.005$. Como se puede observar, ahora la función de pesado W_I cuenta con una ganancia en la frecuencia de resonancia emulando la ganancia infinita de la función de transferencia de la planta nominal. El valor del coeficiente de amortiguamiento ζ definitivo se definirá en el momento de obtención del controlador, tratando que la ganancia sea lo más grande posible.

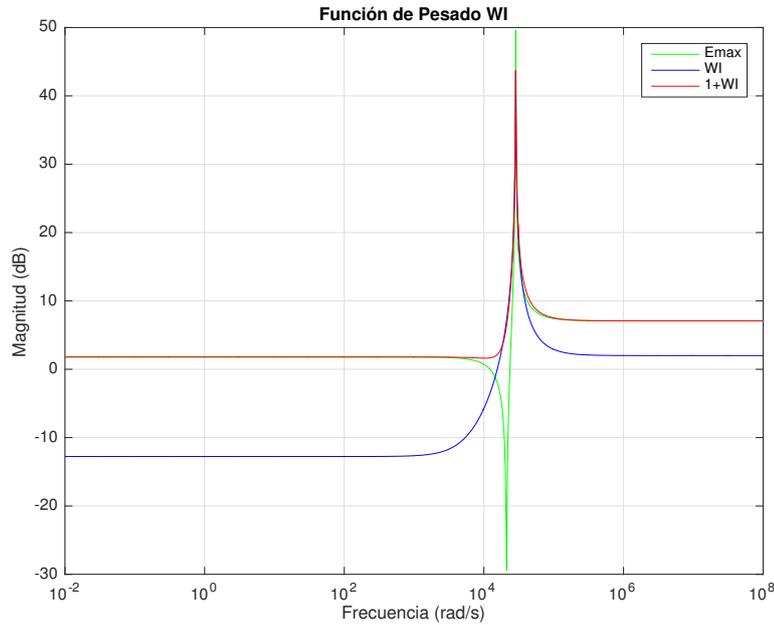


Figura 3.16: Diagramas de Bode de la Función de Pesado W_I , E_{max} y $(\mathbb{I} + W_I)$

3.3.2.2. Función de Pesado para el Rendimiento

Un aspecto importante para la obtención del controlador H_∞ es la elección de la función de pesado que determine el rendimiento del sistema. Un excelente indicador del rendimiento del sistema es la función de *Sensibilidad* S , que viene dada por:

$$S = (1 + GK)^{-1} = (1 + L)^{-1}, \quad (3.24)$$

donde G representa a la planta a controlar y K es el controlador del sistema, de manera que L representa la función de transferencia de lazo abierto. Por otro lado:

$$T + S = 1, \quad (3.25)$$

siendo T la función de *Sensibilidad Complementaria*, y corresponde a la función de transferencia en lazo cerrado del sistema:

$$T = GK(1 + GK)^{-1}. \quad (3.26)$$

De acuerdo con (3.25) mientras más pequeña sea la magnitud de S , la función de transferencia del sistema T tenderá a uno, con lo cual la salida del sistema tenderá a ser a la referencia del sistema. Dado que el interés será que S sea lo más pequeña posible, tan solo será necesario considerar su magnitud $|S|$ y no tendremos que preocuparnos de su fase, y esa es una ventaja adicional.

Así un muy buen rendimiento se tendrá cuando:

$$|S(jw)| < 1/|W_e(jw)|, \quad \forall w, \quad (3.27)$$

siendo W_e la función de pesado del rendimiento. Esta desigualdad también la podríamos expresar como:

$$|W_e S| < 1, \quad \forall w \quad \Leftrightarrow \quad \|W_e S\|_\infty < 1, \quad (3.28)$$

teniéndola así en términos de la norma infinito. La expresión (3.27) en forma gráfica se muestra en la Figura 3.17, donde se puede apreciar que para obtener un buen rendimiento del sistema la magnitud de la función de sensibilidad deberá estar por debajo de la inversa de la función de pesado del rendimiento a lo largo de todas las frecuencias.

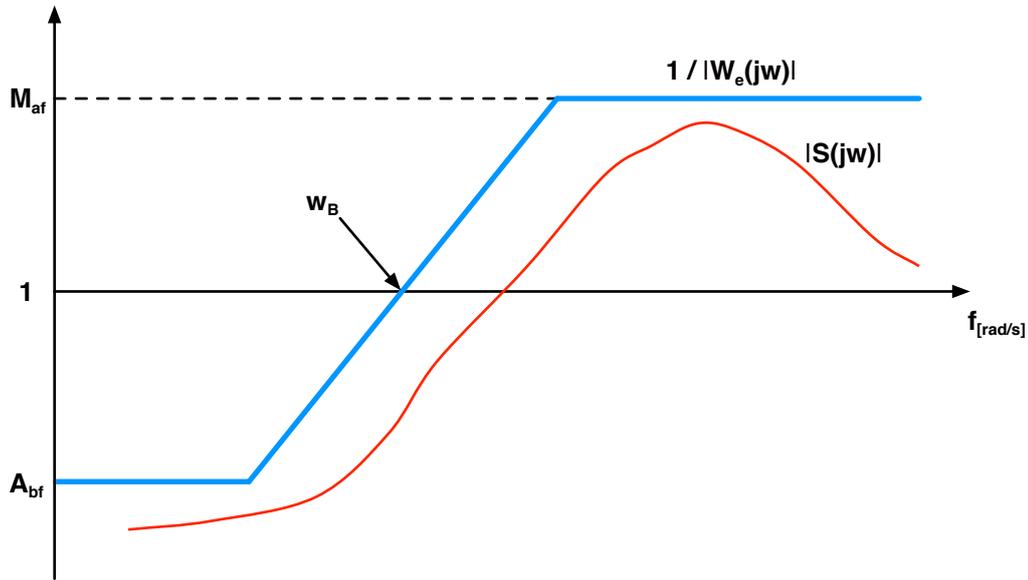


Figura 3.17: Diagramas de Bode de magnitud de la función de Sensibilidad y $1/|W_e(jw)|$

Puesto que el valor de $|S(jw)|$ no podrá ser pequeño en todas las frecuencias, se buscará tener una ganancia tendiente a cero en bajas frecuencias (error de seguimiento pequeño) y luego un cambio de ganancia en altas frecuencias, donde $|S(jw)|$ deberá ser cercana a 1 (rechazo de ruido, supresión de dinámica no deseada). Un detalle importante a considerar en la función de pesado W_e es la pendiente de cambio de la magnitud entre las bajas y altas frecuencias, como también la frecuencia en donde su ganancia es uno, puesto que determinará el ancho de banda del sistema.

Bajo este concepto se opta por la función de pesado para el rendimiento propuesta en [120] y [119], que viene dada por:

$$W_e(s) = \left(\frac{\frac{1}{\sqrt[k]{M_{af}}}s + W_B}{s + W_B(\sqrt[k]{A_{bf}})} \right)^k, \quad M_{af} \geq 1, \quad A_{bf} \leq 1, \quad k \geq 1, \quad (3.29)$$

donde M_{af} es la ganancia en las altas frecuencias y A_{bf} es la ganancia en las bajas frecuencias, en tanto que W_B es la frecuencia con ganancia unitaria, es decir determina el ancho de banda del sistema, como se observa en la Figura 3.17. Dependiendo del valor de k , la transición entre las bajas y las altas frecuencias será mas o menos pronunciada.

Si se elige $M_{af} = 4$, $A_{bf} = 10^{-10}$, $k = 1$ y considerando una ganancia unitaria en la frecuencia de resonancia W_r del filtro LCL, la función de pesado para el rendimiento del sistema será:

$$W_e(s) = \frac{0.25s + W_r}{s + W_r(10^{-10})}. \quad (3.30)$$

El diagrama de magnitud de Bode de la inversa de la función de pesado W_e de la expresión (3.30) se muestra en la Figura 3.18, la cual cumple con las características buscadas.

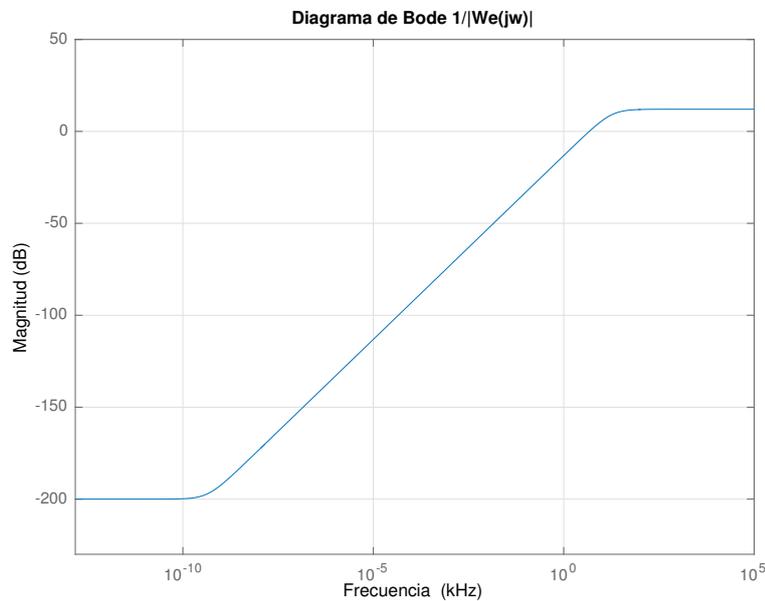


Figura 3.18: Diagrama de Magnitud de Bode de la función de pesado inversa del rendimiento

La función de pesado W_e será ajustada si es necesario en el proceso de obtención del controlador H_∞ , buscando que la salida del sistema sea la buscada y con las características esperadas.

3.3.2.3. Función de Pesado para la señal de Control y otras señales

Se considerará a la unidad para la función de pesado de la señal de control $W_u(s)$ y para otras funciones de pesado posibles del sistema, con el objetivo de no tener mas restricciones al momento de encontrar el controlador.

3.3.2.4. Planta Generalizada o Aumentada

Una vez obtenidas las funciones de pesado de interés se procede a colocar el sistema de bloques bajo el modelo de **Planta Generalizada**, para de esta forma poder obtener el controlador H_∞ . Para la obtención

de la planta generalizada del sistema se partirá del diagrama de bloques de un sistema de control realimentado como el mostrado en la Figura 3.19, donde se incorpora la incertidumbre multiplicativa a la entrada de la planta con su respectiva función de peso W_I , como también la función de peso de la Sensibilidad W_e , estas dos encontradas previamente, y W_u como la identidad \mathbb{I} .

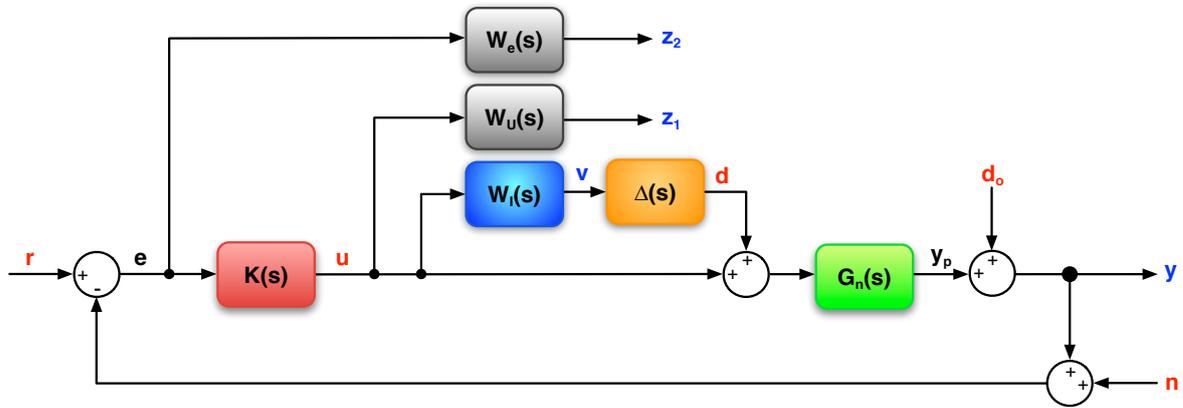


Figura 3.19: Diagrama de bloques de un sistema de control realimentado con funciones de peso

A partir de la Figura 3.19 obtenemos el diagrama de dos puertos de la planta Aumentada o Generalizada del sistema que se muestra en la Figura 3.20, tanto en bloques como también con su estructura interna.

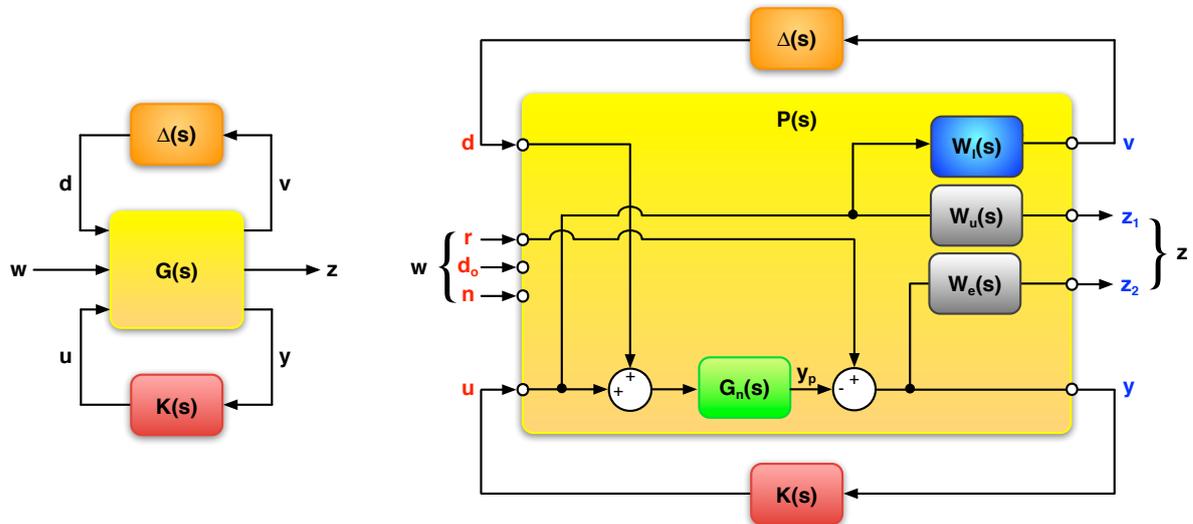


Figura 3.20: Diagrama de dos puertos y estructura interna de la Planta Generalizada del Sistema

Como se puede observar en el diagrama, el puerto w representa el conjunto de entradas perturbadoras al sistema, y en este caso solo se tendrá a la referencia r , en tanto que la perturbación a la salida d_o y el ruido n no se consideran para simplificar el sistema, y por esta razón no son conectados y tan solo se los representa. La entrada d es la perturbación del sistema a la entrada que vendrá dado por $\Delta(s)$, que es la incertidumbre normalizada del sistema, siendo su señal de entrada la salida del sistema v . El puerto de salida z representa a las salidas que son objetivo de control, en tanto que la salida y representa a las

señales medibles y alimentan al controlador del sistema $K(s)$, el cual generará la señal de control u . $P(s)$ será la planta generalizada o aumentada para el Inversor basado en LCL.

Se puede también apreciar en la Figura 3.20 que la incertidumbre estandarizada $\Delta(s)$ es extraída de la planta generalizada y conectada a sus puertos superiores, para así tener lista una transformación lineal fraccionaria (**LFT**, por sus siglas en inglés) superior. En tanto que el controlador del sistema a ser encontrado $K(s)$, estará fuera de la planta generalizada, conectado a los puertos inferiores de $P(s)$, dejándose así una *LFT* inferior.

Las ecuaciones que describen este modelo de dos puertos son:

$$\begin{aligned} z &= P_{zw}w + P_{zu}u \\ y &= P_{yw}w + P_{yu}u \\ u &= Ky. \end{aligned} \quad (3.31)$$

Expresándolas en forma matricial se tendría:

$$\begin{bmatrix} v \\ z_1 \\ z_2 \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & W_I \\ 0 & 0 & W_u \\ -G_n W_e & W_e & -G_n W_e \\ -G_n & I & -G_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ r \\ u \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Así tenemos la Planta Generaliza mostrada en la Figura 3.20 expresada en forma matricial, en función de la Planta Nominal y todos los componentes desarrollados en esta sección.

3.3.2.5. Obtención del Controlador H_∞

Una vez obtenida toda la estructura necesaria para la obtención del controlador H_∞ , mediante la utilización de la toolbox Control System de Matlab, y utilizando su instrucción **hinfsyn**, se obtiene los siguientes valores de ganancia, polos y ceros para el controlador:

$$\begin{aligned} K_{H_\infty} &= 4.5464 \cdot 10^6 \\ P_{H_\infty} &= [-3.4428 \quad -2.8557 \cdot 10^{-11} \quad (-1.1492+1.5808j) \quad (-1.1492-1.5808j)] \cdot 10^5 \\ Z_{H_\infty} &= [-3.8841 \quad (-1.4499+2.1751 \cdot 10^{10}j) \quad (-1.4499-2.1751 \cdot 10^{10}j)] \cdot 10^{-6}. \end{aligned} \quad (3.33)$$

Al expresar (3.33) como una función de transferencia, el controlador obtenido es:

$$C_{H_\infty}(s) = \frac{4.5464 \cdot 10^6 (s + 3.8841 \cdot 10^{-6}) (s^2 + 2.9000 \cdot 10^{-6}s + 4.7310 \cdot 10^8)}{(s + 3.4428 \cdot 10^5) (s + 2.8557 \cdot 10^{-6}) (s^2 + 2.2980 \cdot 10^5s + 3.8190 \cdot 10^{10})}. \quad (3.34)$$

En la obtención de este controlador se observó que los mejores resultados se obtuvieron al emplear las funciones de pesado W_I mostrada en (3.21), W_e mostrada (3.30) y la matriz identidad para W_u .

El diagrama de Bode del controlador H_∞ , tanto de magnitud como de fase, se muestra en la Figura 3.21, observándose alrededor de la frecuencia de resonancia una ganancia negativa importante para compensar el pico de resonancia, así como un cambio de fase que luego tiende a -90° en las frecuencias altas.

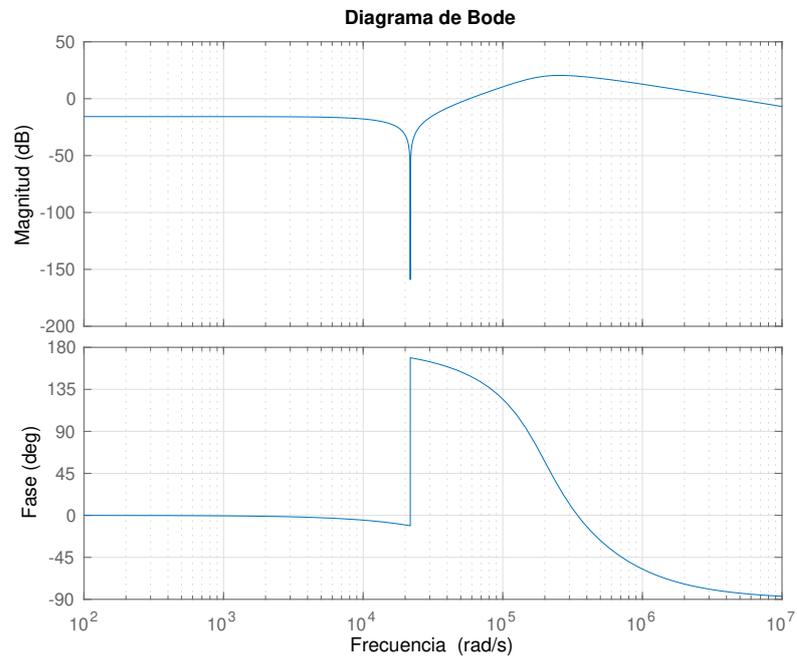


Figura 3.21: Diagrama de Bode del Controlador H_∞

En la Figura 3.22 se muestra el diagrama de polos y ceros del controlador H_∞ , donde se puede observar que los ceros y polos se encuentran a la izquierda de el eje imaginario, los mismos que ubican a los polos y ceros de lazo cerrado del sistema a la izquierda de el eje imaginario, teniéndose así un sistema estable y de acuerdo a las características de performance deseadas.

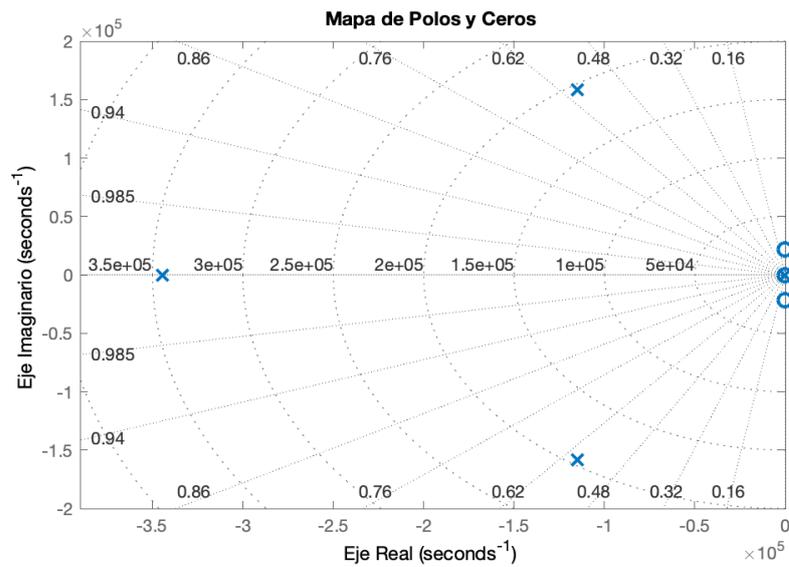


Figura 3.22: Diagrama de Polos y Ceros del Controlador H_∞

Para observar los polos y ceros cercanos al eje imaginario se amplía la Figura 3.22 en la zona muy cercana a cero negativo del eje real, y estos se presentan en la Figura 3.23.

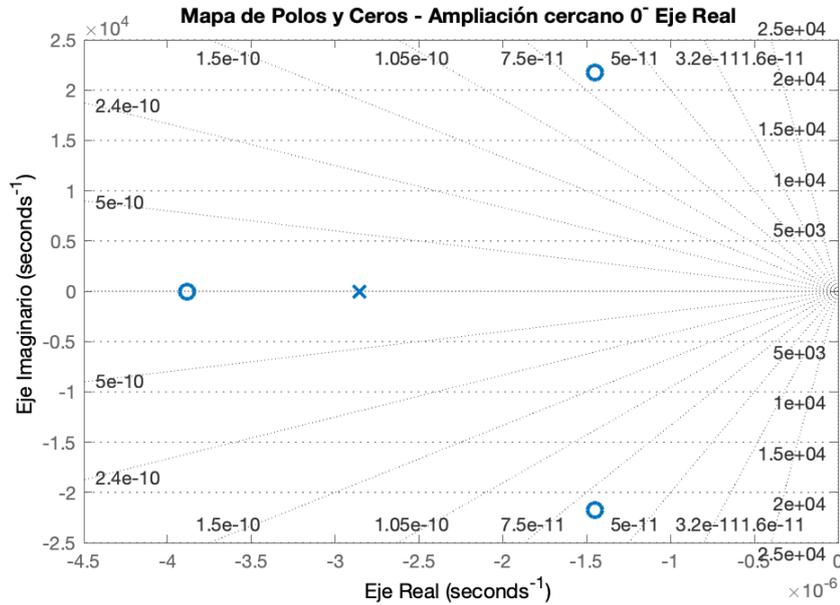


Figura 3.23: Ampliación cercana al eje imaginario del diagrama de Polos y Ceros del Controlador H_∞

3.3.3. Controlador μ -Síntesis

Bajo la misma metodología desarrollada para el controlador H_∞ y a partir de la misma planta generalizada mostrada en forma matricial en (3.32), se procede a encontrar el controlador μ -Síntesis mediante la toolbox Control System de Matlab. Utilizando esta vez su instrucción `dksyn` se obtienen los siguientes valores de ganancia, polos y ceros para el controlador:

$$\begin{aligned}
 K_\mu &= 7.9111 \cdot 10^6 \\
 P_\mu &= [-1.5672 \quad -0.03642 \quad -2.856 \cdot 10^{-14} \quad (-0.0995+0.1108j) \quad (-0.0995-0.1108j)] \cdot 10^6 \quad (3.35) \\
 Z_\mu &= [-3.5953 \quad -1.8508 \quad (-0.9530+3.1462j) \quad (-0.9530-3.1462j)] \cdot 10^4.
 \end{aligned}$$

Al expresar (3.35) como una función de transferencia, el controlador μ -Síntesis obtenido es:

$$C_\mu(s) = \frac{7.9111 \cdot 10^6 (s + 3.595 \cdot 10^4) (s + 1.851 \cdot 10^4) (s^2 + 1.906 \cdot 10^4 s + 1.081 \cdot 10^9)}{(s + 1.5672 \cdot 10^6) (s + 3.642 \cdot 10^4) (s + 2.856 \cdot 10^{-8}) (s^2 + 1.9910 \cdot 10^5 s + 2.217 \cdot 10^{10})} \quad (3.36)$$

El diagrama de Bode del controlador μ -Síntesis, tanto de magnitud como de fase, se muestra en la Figura 3.24, observándose alrededor de la frecuencia de resonancia una ganancia negativa suave para compensar el pico de resonancia, así como un cambio de fase que va a $+90^\circ$ y que luego tiende a -90° tanto en las frecuencias altas como en las bajas.

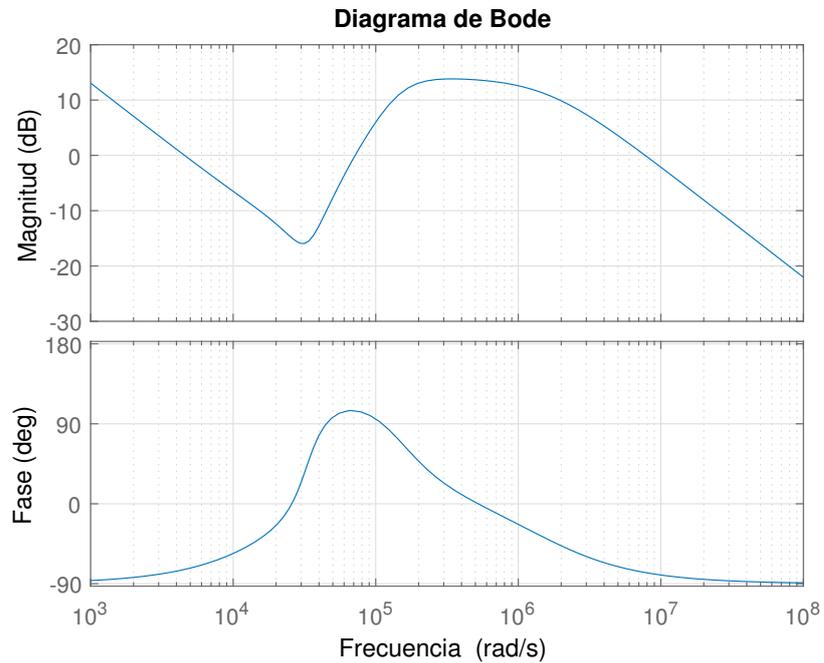


Figura 3.24: Diagrama de Bode del Controlador μ -Síntesis

En la Figura 3.25 se muestra el diagrama de polos y ceros del controlador μ -Síntesis, donde se puede observar que los ceros y polos se encuentran a la izquierda de el eje imaginario, llevando los polos y ceros del sistema al lado izquierdo también y garantizando la estabilidad y el performance buscado.

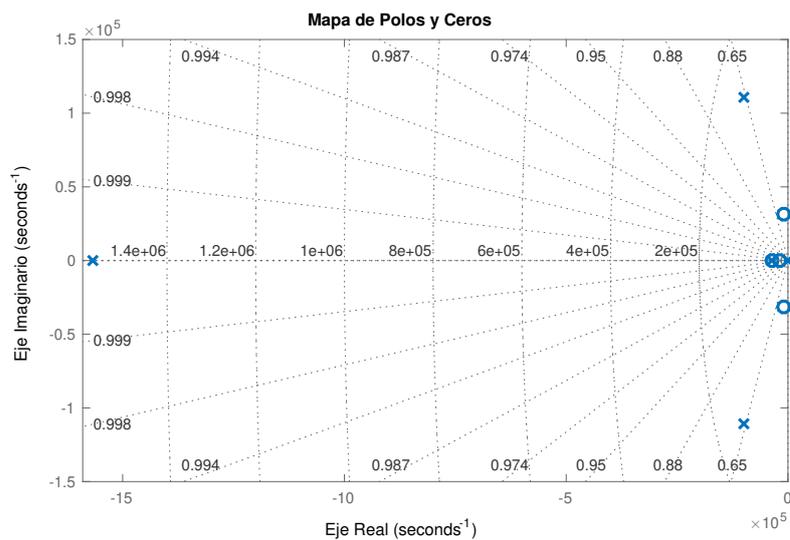


Figura 3.25: Diagrama de Polos y Ceros del Controlador μ -Síntesis

En la Figura 3.26 se muestra la ampliación de los polos y ceros que están cercanos al eje imaginario.

Este controlador también consideró las mismas funciones de pesado que las del controlador H_∞ .

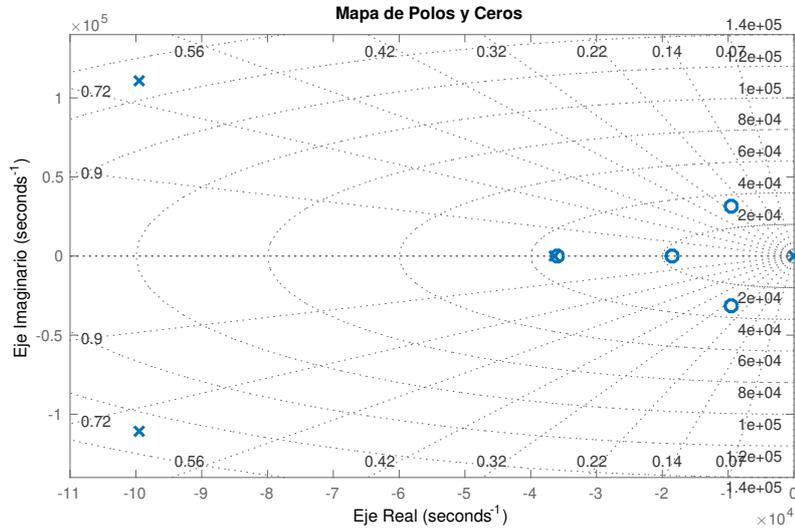


Figura 3.26: Diagrama de Polos y Ceros del Controlador μ -Síntesis

3.4. Simulación de Controladores

Un modelo de simulación promediado con compensación de la perturbación es desarrollado para la simulación de los diferentes controladores, basado en la ecuación del modelo matemático mostrado en la ecuación (3.3) y a partir de la estructura de control en lazo cerrado (Figura 3.20). En la Figura 3.27 se presenta el diagrama del bloques del modelo de simulación.

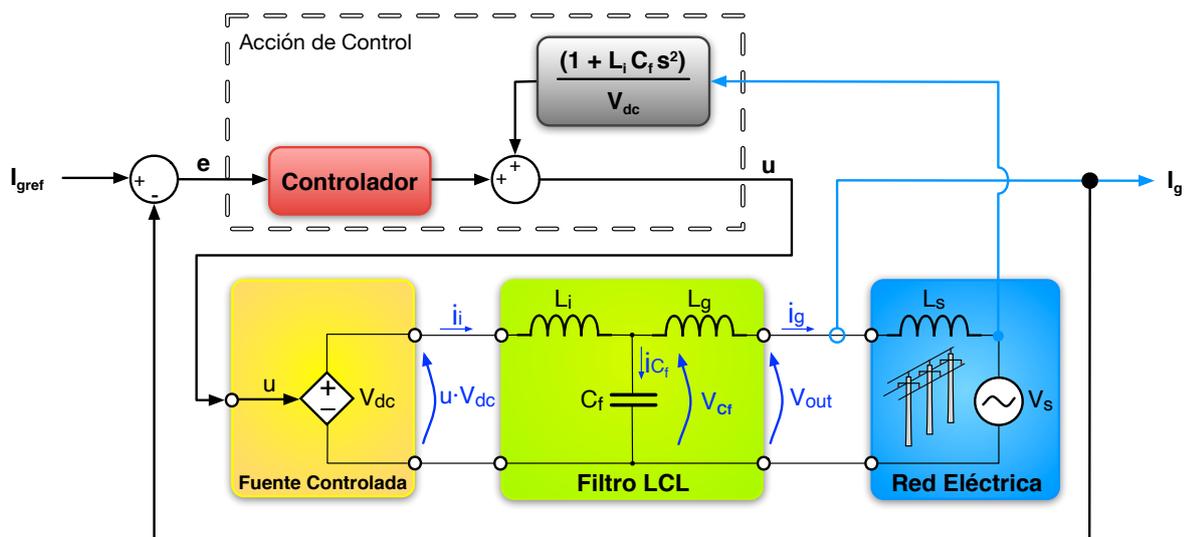


Figura 3.27: Modelo de Simulación de Controladores

Su implementación ha sido desarrollada en Matlab - Simulink, utilizando SimPowerSystems para la

implementación de potencia. El solver utilizado es ode45 (Dormand Prince) con una tolerancia relativa de 10^{-6} y una tolerancia absoluta de 10^{-3} . La referencia del sistema I_{gref} es una onda senoidal de amplitud unitaria, en tanto que el voltaje de red es una onda senoidal con una amplitud de $V_s = 220V$. Los valores utilizados para los elementos han sido $L_i = 1mH$, $L_g = 0.22mH$, $C_f = 6.8\mu F$, y el voltaje $V_{dc} = 420V$, siendo todos estos valores tomados de [26] para el análisis. La frecuencia del sistema es de 50 Hz.

Con este modelo de simulación promediado se procederá a observar el comportamiento de los controladores realizados para el inversor basado en LCL, los resultados de la corriente de salida con respecto a su referencia, el error entre estas y el comportamiento de la señal de control.

3.4.1. Simulación Controlador Loop Shaping

Para observar el comportamiento del controlador Loop Shaping se implementa el controlador presentado en (3.18) en el modelo de simulación promediado considerando una planta nominal. En la Figura 3.28 se muestran los resultados obtenidos de la simulación durante 0.1 segundos, en la que se puede observar, que la corriente I_g es sinusoidal teniendo un seguimiento correcto de la señal de referencia I_{gref} . La señal resultante de la diferencia entre I_{gref} y I_g es la señal de error e : muestra un error inicial que luego disminuye a un error de forma sinusoidal y con amplitud constante del orden de 0.01 A, sin que el controlador lo pueda eliminar.

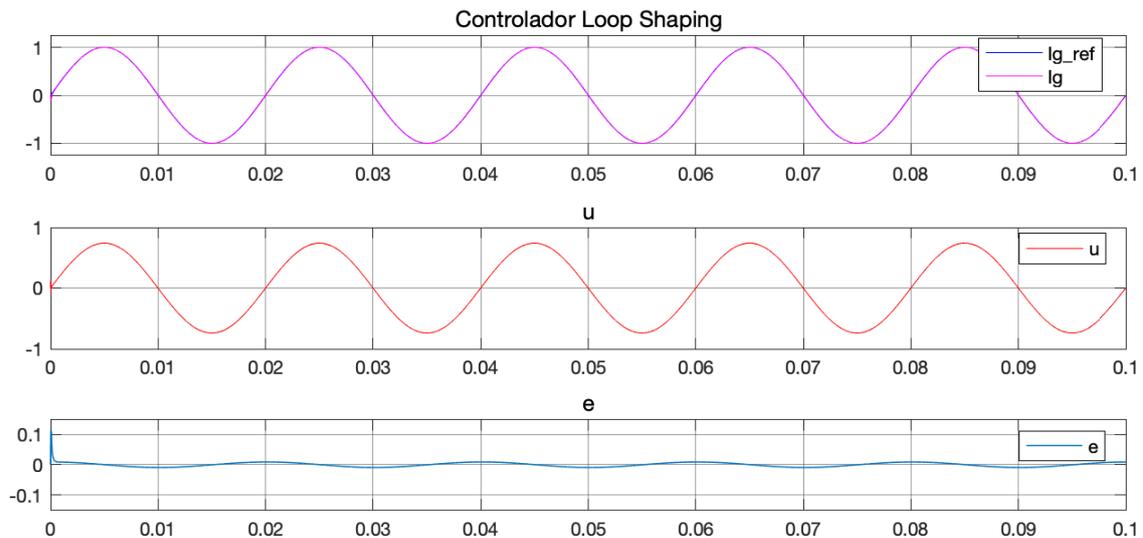


Figura 3.28: Resultados simulación Controlador Loop Shaping

A su vez, la señal de control u es sinusoidal sin perturbación, con una forma también sinusoidal. Este comportamiento es similar si I_{gref} se aumenta, pues el error se incrementa en forma proporcional con un mínimo incremento en la señal de control. También se observa que el sistema es muy rápido, y es acorde a las condiciones establecidas para la construcción del controlador.

En la Figura 3.29 puede verse que la corriente de salida I_g y la corriente de referencia I_{gref} , tienen la misma fase que el voltaje de red V_s , con un desfase de 0° entre las señales, lo cual muestra el cumplimiento de otra condición de diseño.

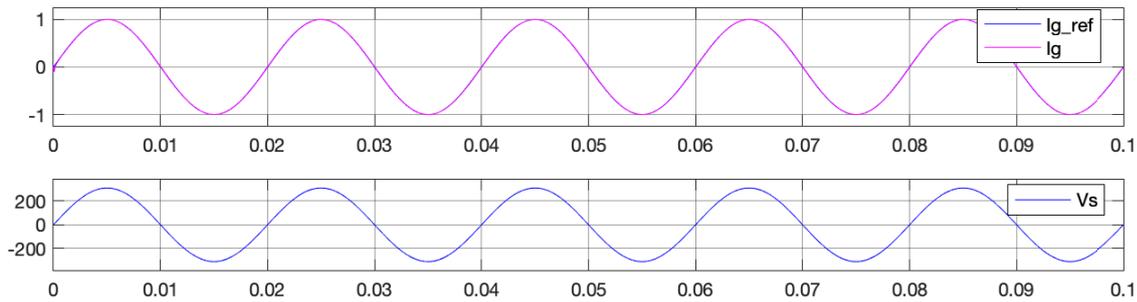


Figura 3.29: Simulación promediada del Controlador Loop Shaping - $I_{g\ ref}$, I_g y V_s .

Al aumentar la inductancia L_s , y llegar al valor alrededor de 2.2mH se observa que el sistema permanece todavía estable, pero la señal de error aumenta al inicio de la simulación y luego se va evacuando. Si se sigue aumentando el valor de L_s y se llega alrededor de 2.45mH se observa que el sistema pierde estabilidad.

3.4.2. Simulación Controlador H_∞

El controlador H_∞ presentado en (3.34), es implementado en el modelo de simulación promediado considerando una planta nominal, es decir con $L_s = 0$. Los resultados obtenidos de la simulación del sistema son mostrados en la Figura 3.30, en la que se puede observar que la corriente de salida I_g es sinusoidal, teniendo un seguimiento correcto de la señal de referencia I_{gref} .

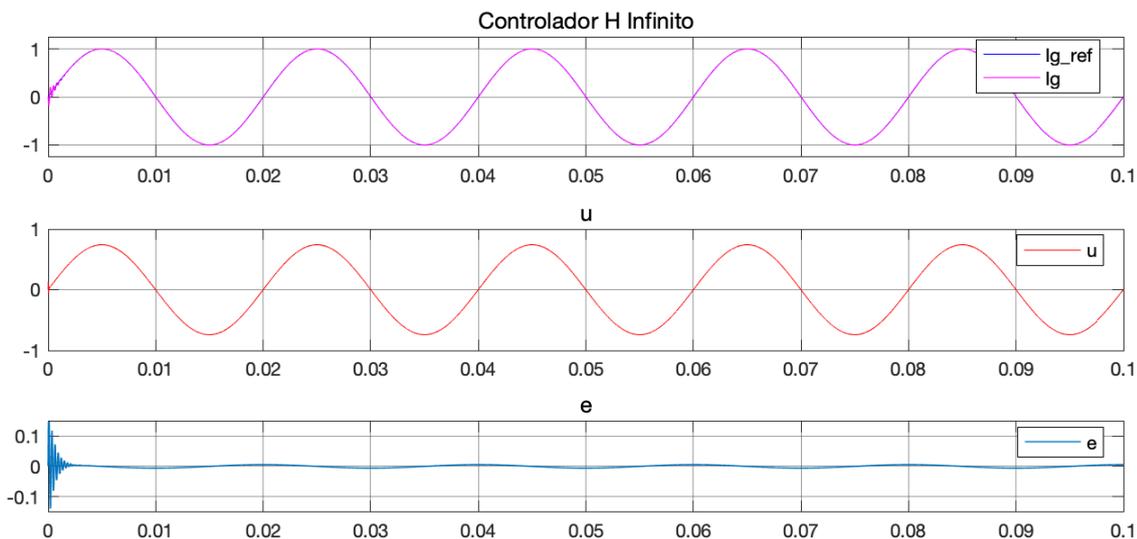


Figura 3.30: Resultados simulación Controlador H_∞

La señal de error en el arranque tiene la presencia de una oscilación con una amplitud inicial de 0.2 amperios, que se va atenuando con una duración aproximada de 2.5 ms hasta desaparecer. Luego de este evento, el sistema presenta un error sinusoidal con una amplitud aproximada de $5.507 \cdot 10^{-3}$ A, que se mantiene de forma constante en el tiempo, sin que el controlador lo pueda eliminar. Esta onda presenta

un adelanto de fase de 90° con respecto a I_g .

De igual forma en el inicio de la simulación la señal de control presenta una oscilación que es imperceptible en la gráfica, y que es igual oscilatoria y que desaparece en 0.2 ms para luego tener una onda de control sinusoidal sin la perturbación. Este comportamiento descrito es similar al aumentar o disminuir el valor de I_{gref} , incrementándose el error en forma proporcional, en tanto que la señal de control tiene un mínimo crecimiento. También se observa que el sistema es muy rápido, y es acorde a las condiciones establecidas para la construcción del controlador.

En la Figura 3.31 puede verse que la corriente I_{gref} tiene la misma fase que el voltaje de red V_s .

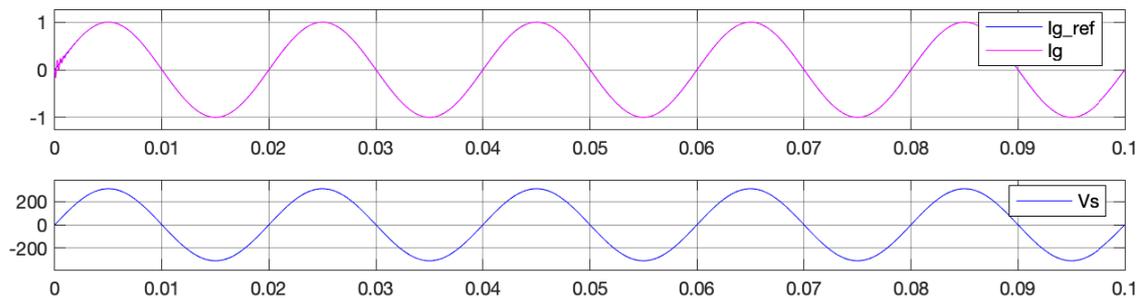


Figura 3.31: Controlador H_∞ - I_{gref} , I_g y V_s .

Una vez que se observa el correcto funcionamiento del controlador con la planta nominal, se procede a realizar diferentes simulaciones, en las cuales se va incrementando el valor de L_s . Es así que al llegar al valor de 0.2mH se observa que el sistema permanece todavía estable pero con un incremento notorio en la oscilación inicial en la señal de error, que conforme va pasando el tiempo este error se atenúa y en aproximadamente 0.02 segundos desaparece hasta tener el error sinusoidal descrito previamente. Al seguir aumentando el valor de L_s y llegar alrededor de 0.24mH se observa que el sistema pierde estabilidad, pues el error, en vez de atenuarse, aumenta infinitamente.

3.4.3. Simulación Controlador μ -Síntesis

Por último analizaremos el controlador μ -Síntesis en el modelo de simulación promediado, para lo cual se implementa el controlador presentado en (3.36) considerando una planta nominal con una amplitud unitaria en la corriente de salida que se la fija en la referencia I_{gref} , de forma similar a lo que se hizo con los otros controladores.

Los resultados obtenidos de la simulación del controlador μ -Síntesis en el sistema son mostrados en la Figura 3.32, donde se puede observar que la corriente de salida I_g es sinusoidal, con una amplitud y un seguimiento correcto de la señal de referencia I_{gref} . Se observa la presencia de una oscilación en el arranque de la gráfica de la señal de error, que tiene una amplitud inicial de 0.175 amperios y que se atenúa rápidamente, con una duración aproximada de 0.25 milisegundos. Luego de esta oscilación el sistema presenta un error del tipo sinusoidal que tiene la frecuencia de red, con una amplitud aproximada de $6.350 \cdot 10^{-5}$ A. Este error tiene un adelanto de fase de 180° con respecto a I_g , y se mantiene de forma periódica en el tiempo, sin que el controlador lo pueda eliminar.

Una perturbación casi imperceptible se presenta en la gráfica de la señal de control es también del tipo oscilatoria y desaparece en 0.25 ms, para luego tener una onda de control sinusoidal sin la perturbación.

Este comportamiento descrito de la señal de error y control es similar al aumentar o disminuir el valor de I_{gref} , creciendo el error en forma proporcional al incremento de la referencia, en tanto que la señal de control tiene un incremento en su magnitud que no es proporcional y tiene una pendiente menor. Así, también el controlador μ -Síntesis cumple con las condiciones establecidas para su construcción y se observa que el sistema es muy rápido.

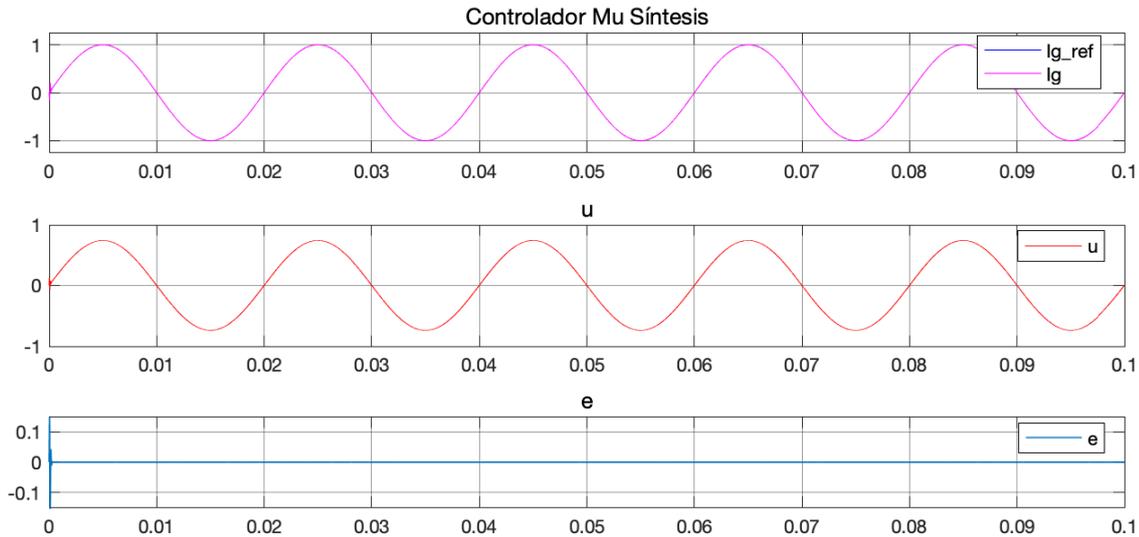


Figura 3.32: Resultados simulación Controlador μ -Síntesis

En la Figura 3.33 puede verse que la corriente I_{gref} y I_g , tienen la misma fase que el voltaje de red V_s , es decir con un factor de potencia 1.

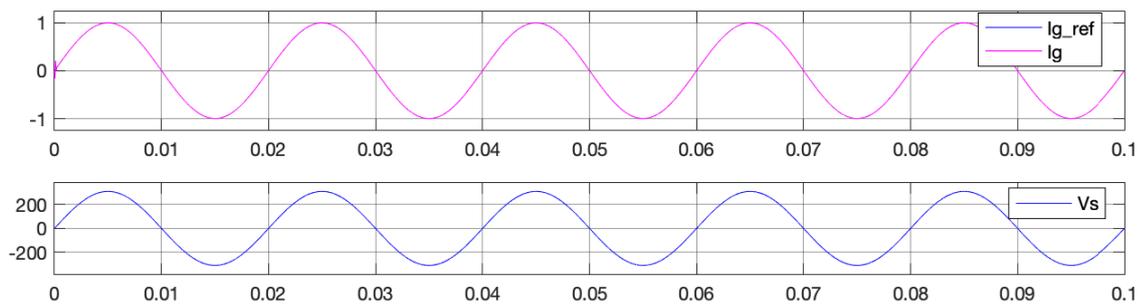


Figura 3.33: Controlador μ -Síntesis - I_{gref} , I_g , V_s .

Con estos resultados obtenidos con el controlador μ -Síntesis y la planta nominal, se procede a realizar diferentes simulaciones, en las cuales se va incrementando el valor de L_s . Es así que, al llegar al valor de 0.075mH, se observa que el sistema permanece todavía estable pero con la presencia de error de seguimiento al inicio de la simulación, generando un error que desaparece conforme aumenta el tiempo, y en 0.004 segundos se atenúa completamente esta oscilación, para luego tener el error sinusoidal ya descrito, pero ahora con una amplitud de $6.750 \cdot 10^{-5}$ amperios. Al seguir aumentando el valor de L_s y llegar alrededor de 0.089mH, se observa que el sistema pierde estabilidad.

3.5. Análisis de Estabilidad Robusta

El análisis de estabilidad robusta (**RSA**, del inglés Robust Stability Analysis), consiste en determinar si un controlador K dado mantiene la estabilidad de lazo cerrado para todas las plantas generadas por una incertidumbre establecida [119].

En esta sección, a cada controlador encontrado para el inversor LCL en la sección previa se le someterá a un estudio de estabilidad robusta mediante la herramienta de análisis Mu Síntesis, con la finalidad de observar la influencia de la variación paramétrica de la planta y la robustez de los controladores.

El análisis de estabilidad robusta Mu Síntesis determina para cada planta los valores singulares máximo y mínimo del sistema de lazo cerrado, los mismos que serán la medida de robustez, y que no podrán sobrepasar del valor de 1 para que el sistema sea estable. Estos valores singulares, son obtenidos de los inversos de los límites de estabilidad robusta, tanto inferior como superior, que nos entrega el análisis Mu Síntesis.

El modelo de estabilidad robusta para el análisis Mu Síntesis para el inversor LCL, fue construido basado en la estructura de la planta generalizada presentada en la sección 3.3.2.4, la que incorpora un modelo de incertidumbre multiplicativa.

Para cada controlador se realizarán dos análisis de estabilidad robusta. En el primero la incertidumbre establecida para el inversor LCL, se construye considerando que los valores de los elementos del filtro LCL son constantes, y se considera tan solo una variación del valor de L_s , para lo cual se inicia en un valor cero y se procede a aumentar su valor en función de la distancia o punto de conexión, realizando para ello incrementos de 0.001 Km. En el segundo análisis, además de la variación de L_s , se establece una variación del $\pm 5\%$ en los valores nominales de L_i , C_f , L_g , esto debido a la tolerancia constructiva de los elementos. El análisis se detendrá para cada alternativa cuando uno de los valores singulares sea igual a 1, obteniendo así, un valor aproximado de la impedancia de red L_s que causaría la inestabilidad del sistema, y la vez familia de plantas en las que el controlador es robustamente estable.

3.5.1. Análisis de Estabilidad Robusta del Controlador Loop Shaping

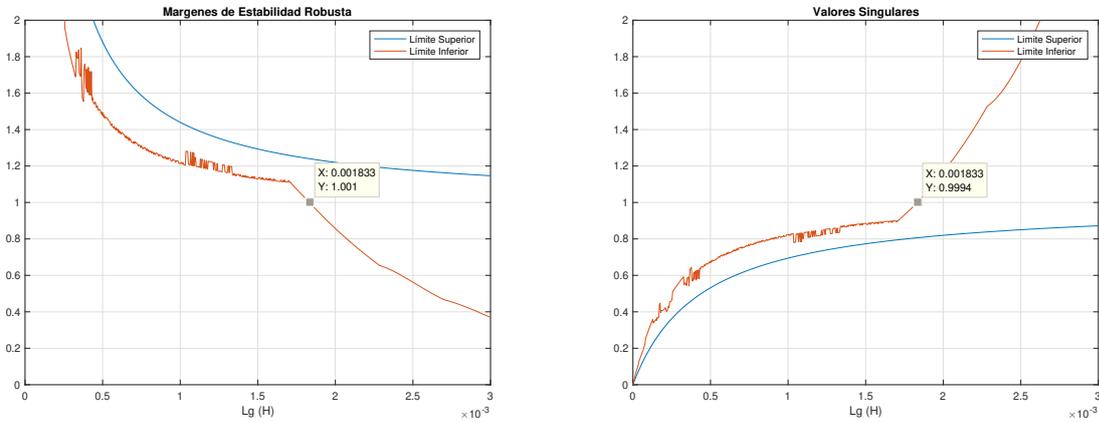
Luego de incorporar el controlador Loop Shaping al modelo de análisis de robustez se procederá a realizar los dos análisis mencionados, mostrando para cada caso, los valores obtenidos de la inductancia máxima aproximada L_s soportada, los límites de margen de estabilidad robusta, sus valores singulares y la familia de plantas para el cual el controlador es robustamente estable.

3.5.1.1. Incertidumbre establecida a partir de valores constantes para L_i , C_f , L_g del filtro LCL y la variación L_s

En este análisis se consideran fijos los valores de los elementos del filtro LCL y se varía L_s , considerando para ello incrementos de 0.001 Km, que equivale cada vez a incrementos en la incertidumbre de L_s en 1.941 uH. Los límites tanto inferior como superior del Margen de Estabilidad Robusta del sistema fueron obtenidos con cada incremento del valor de L_s , y todos estos valores son mostrados en la Figura 3.34.(a), donde se puede observar la evolución de los mismos. De igual forma, los valores singulares del sistema son mostrados en la Figura 3.34.(b).

En estas gráficas se puede observar que cuando el valor de L_s es aproximadamente 1.883 mH, el límite inferior del margen de estabilidad tiene un valor de 1.001 y su valor singular correspondiente es de 0.9994, ambos muy cercanos por la derecha y la izquierda a 1, por lo que se establece a este como el

máximo valor aproximado de L_s permitido antes de que el sistema pierda estabilidad. Este valor máximo soportado de L_s corresponde a una distancia aproximada del punto de conexión de 0.969 Km.

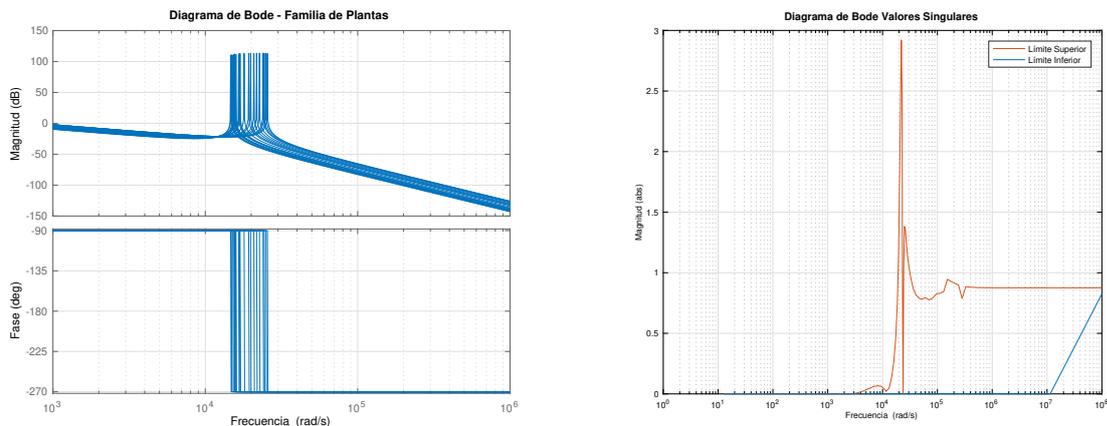


(a) Análisis Mu - Márgenes de Estabilidad Robusta

(b) Análisis Mu - Valores Singulares

Figura 3.34: RSA - Controlador Loop Shaping con valores constantes de L_i, C_f, L_g y variación L_s

Otro detalle que se puede observar es que el límite superior del margen de estabilidad robusta tiene un comportamiento exponencial decreciente constante, mientras que el límite inferior tiene el mismo comportamiento hasta llegar al valor $L_s = 1.701$ mH, donde se tiene un cambio en el decrecimiento que provoca una pérdida acelerada del valor del límite inferior hasta llegar a 1, perdiendo así el sistema más rápidamente su estabilidad. El diagrama de Bode de las magnitudes y fases de la familia de plantas son mostrados en la Figura 3.35.(a), siendo este construido con las plantas que tienen una variación de L_s que va desde de 0 a 1.883 mH. El diagrama de Bode de los valores singulares se muestra en la Figura 3.35.(b), donde se puede observar la evolución estos en función de la frecuencia.



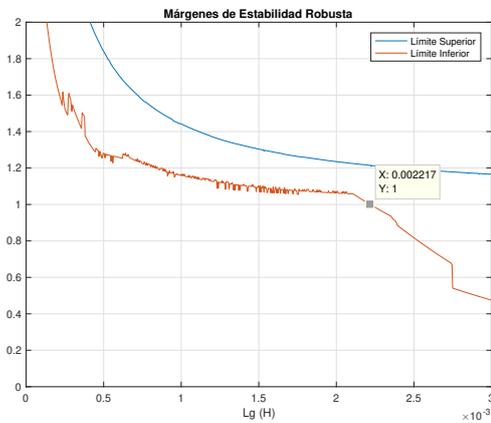
(a) Familia de Plantas variación de $L_s \in [0, 1.883mH]$

(b) Diagrama de Bode Valores Singulares

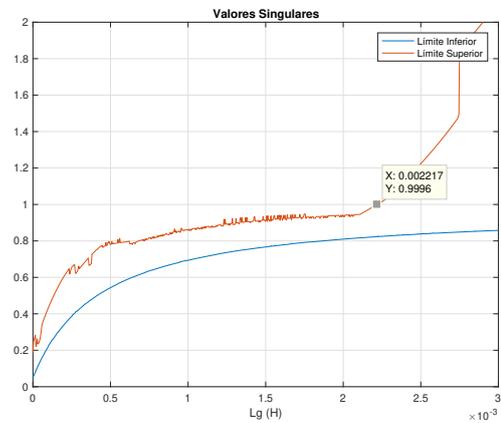
Figura 3.35: RSA - Diagrama de Bode Controlador Loop Shaping con variación de L_s

3.5.1.2. Incertidumbre establecida por la tolerancia de L_i, C_f, L_g del filtro LCL y la variación L_s

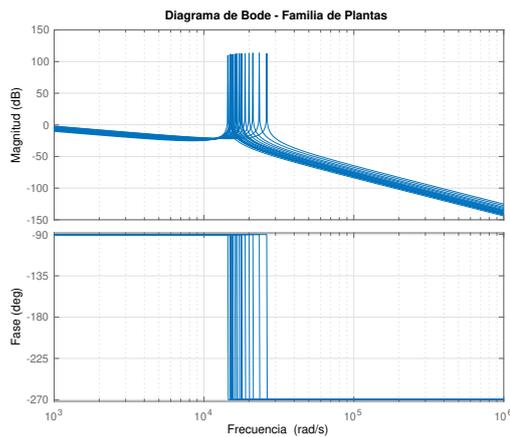
Hasta ahora el análisis de robustez del controlador se ha centrado en la variación de L_s , pero otra incertidumbre que puede aparecer en el sistema es la tolerancia sobre los valores de los elementos del filtro LCL. En la Figura 3.36 (a) y (b) se muestran los márgenes de estabilidad robusta y valores singulares de la incertidumbre construida considerando la variación del $\pm 5\%$ de los valores de los componentes del filtro LCL y la variación de L_s . En estas gráficas se puede observar que el nuevo máximo valor aproximado soportado para L_s es de 2.217 mH. Este valor encontrado por la metodología de estabilidad robusta es cercano al obtenido en las simulaciones en la sección 3.4.1, que fue de 2.45 mH. El comportamiento del límite inferior margen de estabilidad es similar en su evolución a cuando solo se tenía variación de L_s , salvo que ahora es mayor y mucho mas cercano a 1, teniendo un menor margen de estabilidad, lo que muestra la influencia de la variación de los valores del filtro.



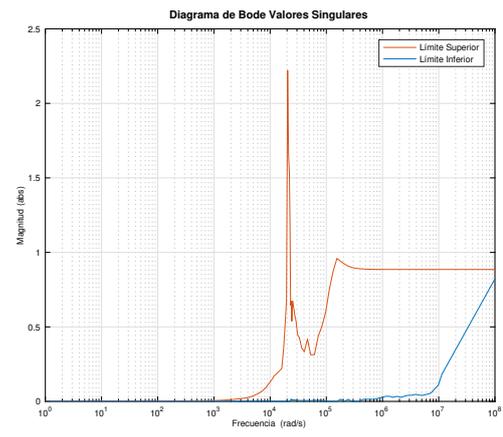
(a) Análisis Mu - Márgenes de Estabilidad Robusta



(b) Análisis Mu - Valores Singulares



(c) Familia de Plantas Variación de $L_s \in [0, 2.217mH]$



(d) Mu Analysis - Diagrama de Bode Valores Singulares

Figura 3.36: RSA - Controlador Loop Shaping con Incertidumbre en L_i, C_f, L_g y L_s

En las gráficas (c) y (d) se muestra el diagrama de Bode de la familia de plantas para las cuales el controlador Loop Shaping es robustamente estable, y también el diagrama de Bode de magnitud de la

evolución de los valores singulares en frecuencia, donde se observa que se excede en el valor de 1 el límite inferior de los valores singulares en la frecuencia de $1.980 \cdot 10^{-4} \text{ rad/s}$.

3.5.2. Análisis de Estabilidad Robusta del Controlador H_∞

Se incorpora el controlador H_∞ al modelo de análisis de robustez y se procede de forma similar a realizar los dos análisis de estabilidad robusta, mostrando para cada caso, los valores obtenidos de la inductancia máxima aproximada L_s soportada, los límites de margen estabilidad robusta, sus valores singulares y la familia de plantas para el cual el controlador es robustamente estable.

3.5.2.1. Incertidumbre establecida a partir de valores constantes para L_i, C_f, L_g del filtro LCL y la variación L_s

Manteniendo fijos los valores de los elementos del filtro LCL y variando L_s con los mismos incrementos de 0.001 Km, se obtienen los límites tanto inferior como superior del Margen de Estabilidad Robusta. Todos estos valores son mostrados en la Figura 3.37.(a), donde se puede observar la evolución de los mismos. De igual forma, los valores singulares del sistema son mostrados en la Figura 3.37.(b).

En las gráficas se puede observar que cuando el valor de L_s es aproximadamente 0.233 mH, el límite inferior del margen de estabilidad tiene un valor de 1.026 y su valor singular correspondiente es de 0.9751, ambos muy cercanos por la derecha y la izquierda a 1, por lo que se establece este como el máximo valor aproximado de L_s permitido antes de que el sistema pierda estabilidad. Este valor máximo soportado de L_s corresponde a una distancia aproximada del punto de conexión de 0.120 Km.

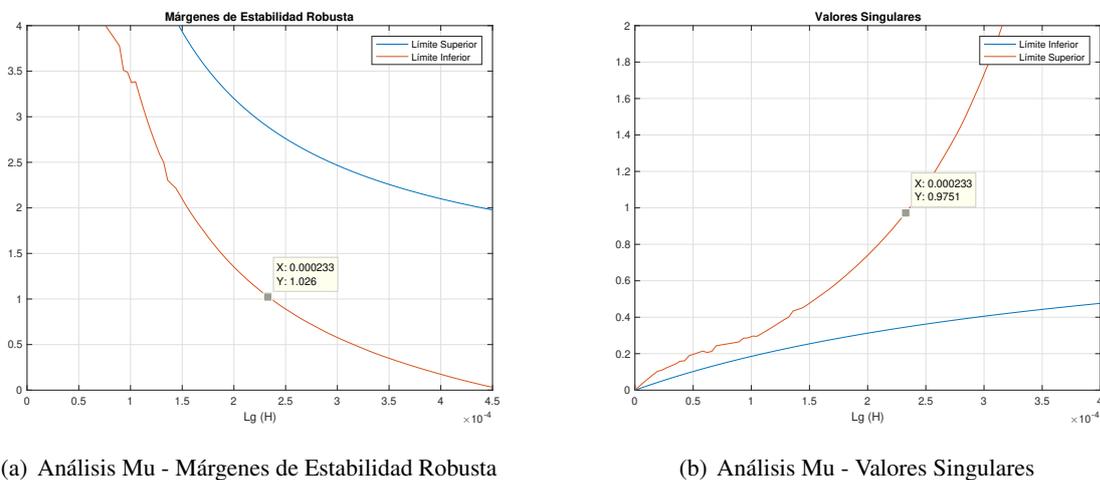


Figura 3.37: RSA - Controlador H_∞ con valores constantes de L_i, C_f, L_g y variación L_s

Se puede observar que el límite superior del margen de estabilidad robusta decrece más lentamente que el límite inferior, llega rápidamente hasta a 1 y hace perder al sistema su estabilidad. El diagrama de Bode de las magnitudes y fases de la familia de plantas son mostrados en la Figura 3.38.(a), siendo este construido con las plantas que tienen una variación de L_s que va desde de 0 a 0.233 mH. El diagrama de Bode de los valores singulares es mostrado en la Figura 3.38.(b), donde se puede observar la evolución estos en función de la frecuencia.

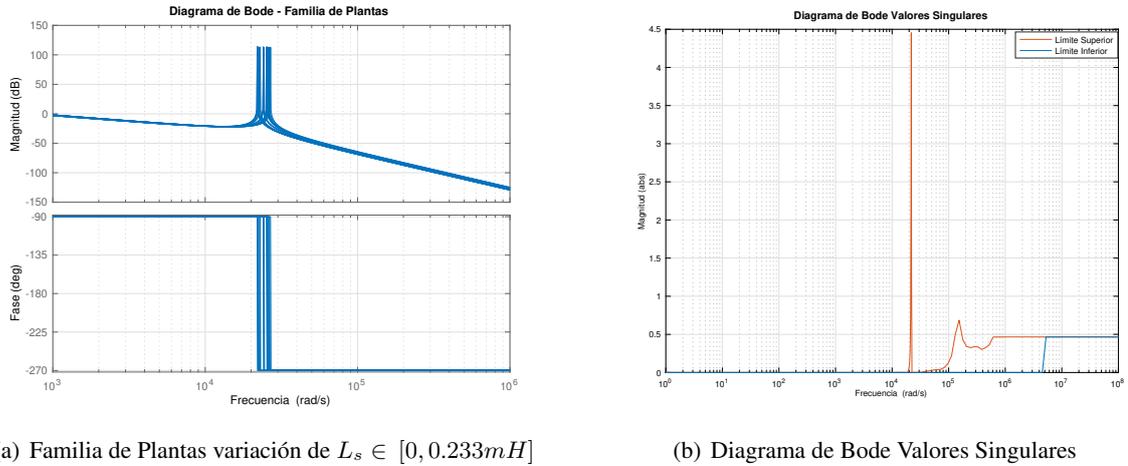


Figura 3.38: RSA - Diagrama de Bode Controlador H_∞ con variación de L_s

3.5.2.2. Incertidumbre establecida por la tolerancia de L_i, C_f, L_g del filtro LCL y la variación L_s

El análisis de robustez del controlador H_∞ realizado solo con la incertidumbre de la variación de L_s , es nuevamente realizado considerando adicionalmente la incertidumbre de la tolerancia sobre los valores de los elementos del filtro LCL . En la Figura 3.39, (a) y (b), se muestra los márgenes de estabilidad robusta y valores singulares de la incertidumbre construida, considerando para esta la variación del $\pm 5\%$ de los valores de los componentes del filtro LCL y la variación de L_s . En ellas se puede observar que el nuevo máximo valor aproximado soportado para L_s es de 0.26 mH. Este valor encontrado por la metodología de estabilidad robusta es similar al obtenido en las simulaciones en la sección 3.4.2, que fue de 0.24 mH.

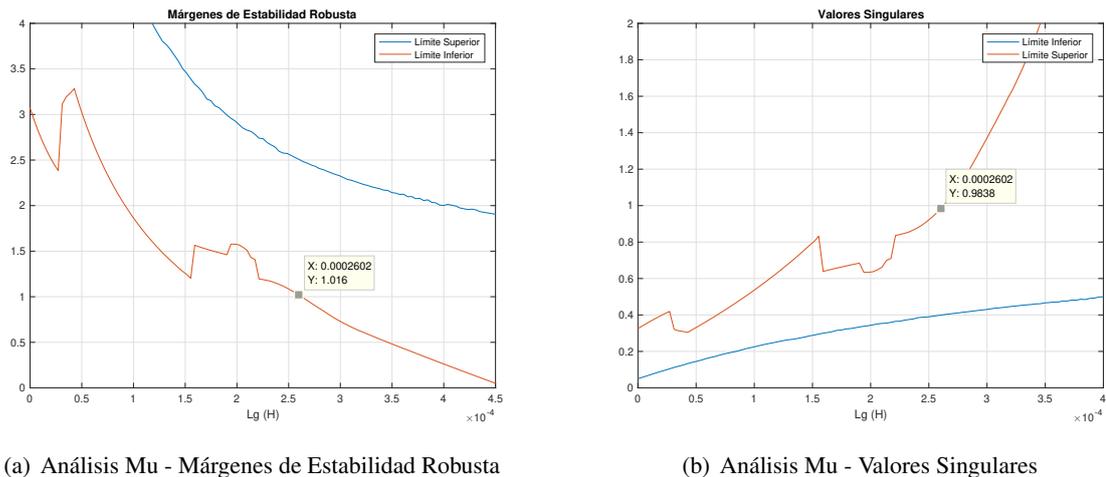
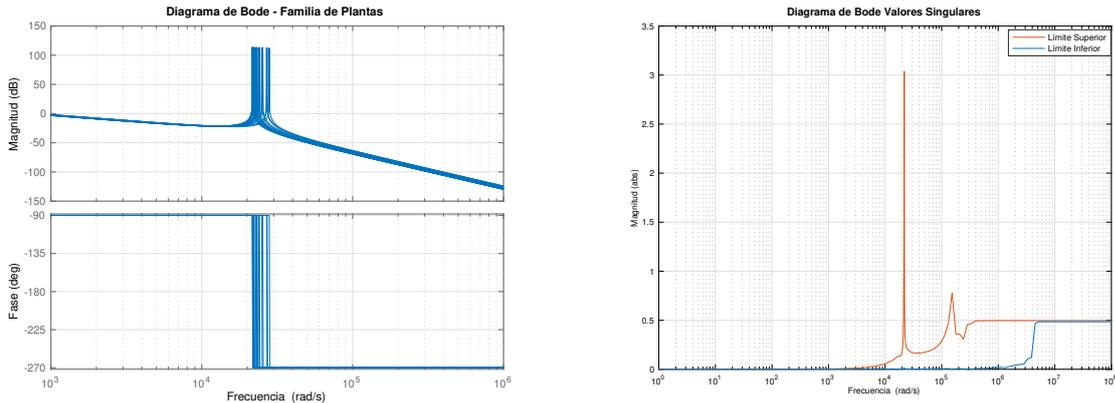


Figura 3.39: RSA - Controlador H_∞ con Incertidumbre en L_i, C_f, L_g y L_s

El comportamiento del límite inferior del margen de estabilidad robusta es mucho más cercano a 1, con saltos en sus valores y mostrando menor margen de estabilidad con respecto ha cuando solo se variaba

L_s , lo que muestra la influencia de la variación de los valores del filtro.

En la Figura 3.40 (a) y (b) se puede observar el diagrama de Bode de la familia de plantas para las cuales el controlador H_∞ es robustamente estable, y también el diagrama de Bode de magnitud de la evolución de los valores singulares en frecuencia, donde se observa que también se excede en el valor de 1 en la frecuencia $2.140 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$.



(a) Familia de Plantas Variación de $L_s \in [0, 0.26mH]$

(b) Mu Analysis - Diagrama de Bode Valores Singulares

Figura 3.40: RSA - Diagramas de Bode - Controlador H_∞ con Incertidumbre en L_i , C_f , L_g y L_s

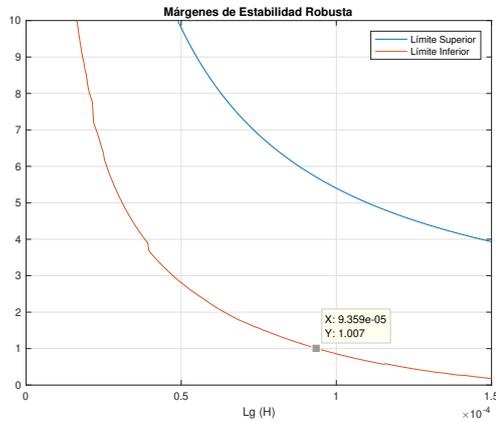
3.5.3. Análisis de Estabilidad Robusta del Controlador μ -Síntesis

De igual forma que para los otros controladores, se incorporara el controlador μ -Síntesis al modelo de análisis de robustez y se procede a realizar los dos análisis planteados, mostrando para cada caso los valores obtenidos de la inductancia máxima aproximada L_s soportada, los límites de margen estabilidad robusta, sus valores singulares y la familia de plantas para el cual el controlador es robustamente estable.

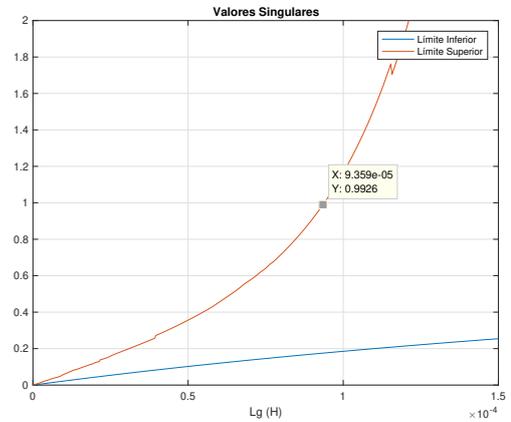
3.5.3.1. Incertidumbre establecida a partir de valores constantes para L_i , C_f , L_g del filtro LCL y la variación L_s

Se coloca en el modelo de análisis de robustez el controlador μ -Síntesis con valores fijos en los elementos del filtro LCL y se varia L_s , considerando para ello incrementos de 0.001 Km. Los límites tanto inferior como superior del Margen de Estabilidad Robusta del sistema se van obteniendo con cada incremento del valor de L_s , y todos estos valores se muestran en la Figura 3.41.(a), donde se puede observar la evolución de los mismos. De igual forma, los valores singulares del sistema con el controlador μ -Síntesis se muestran en la Figura 3.41.(b). En estas gráficas se puede observar que cuando el valor de L_s es aproximadamente 0.09359 mH, el límite inferior del margen de estabilidad tiene un valor de 1.007 y su valor singular correspondiente es de 0.9926, ambos muy cercanos por la derecha y la izquierda a 1, por lo que se establece a este como el máximo valor aproximado de L_s permitido antes de que el sistema pierda estabilidad. Este valor máximo soportado de L_s corresponde a una distancia aproximada del punto de conexión de 0.048 Km. Se observa también que el límite superior del margen de estabilidad robusta tiene un lento comportamiento decreciente al valor de uno, en tanto que el límite inferior tiene el mismo comportamiento pero es mucho mas acelerado, cruzando rápidamente por el valor de 1,

perdiendo así el sistema su estabilidad. En la gráfica de los valores singulares se puede observar mejor este comportamiento.



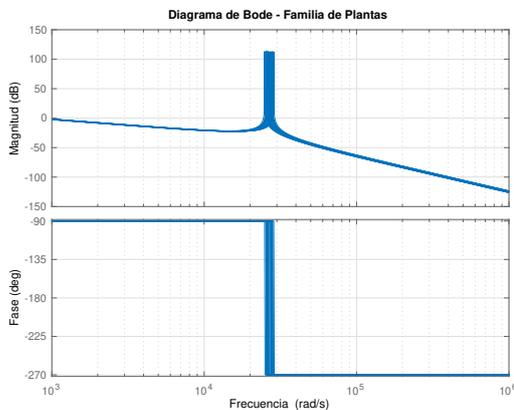
(a) Análisis Mu - Márgenes de Estabilidad Robusta



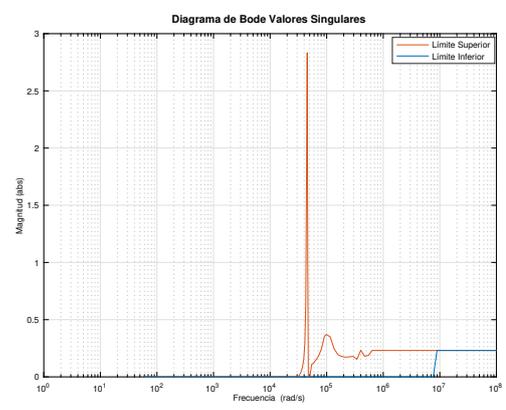
(b) Análisis Mu - Valores Singulares

Figura 3.41: RSA - Controlador μ -Síntesis con valores constantes de L_i , C_f , L_g y variación L_s

El diagrama de Bode de las magnitudes y fases de la familia de plantas son mostrados en la Figura 3.42.(a), siendo este construido con las plantas que tienen una variación de L_s que va desde de 0 a 0.09359 mH. El diagrama de Bode de los valores singulares es mostrado en la Figura 3.42.(b), donde se puede observar la evolución estos en función de la frecuencia.



(a) Familia de Plantas variación de $L_s \in [0, 0.09359mH]$



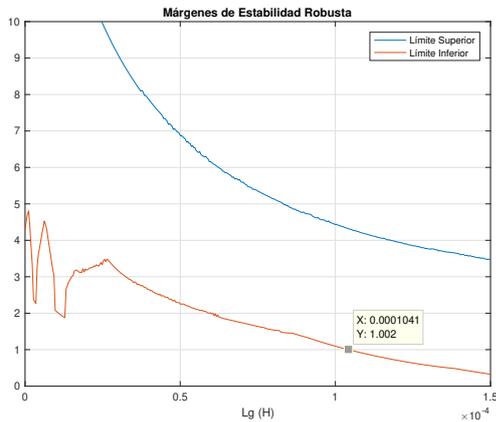
(b) Diagrama de Bode Valores Singulares

Figura 3.42: RSA - Diagramas de Bode Controlador μ -Síntesis con variación de L_s

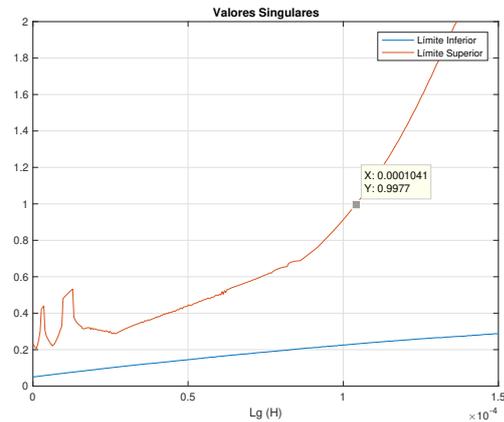
3.5.3.2. Análisis de estabilidad robusta del Controlador μ -Síntesis con incertidumbre establecida por la tolerancia de L_i , C_f , L_g del filtro LCL y la variación L_s

Por último se incorpora la variación de L_i , C_f y L_g en el modelo de análisis de estabilidad robusta para evaluar el controlador μ -Síntesis ante incertidumbre provocada por la tolerancia de los elementos y se procede a realizar variación L_s , mediante los incrementos de 0.001 Km. En la Figura 3.43, en las

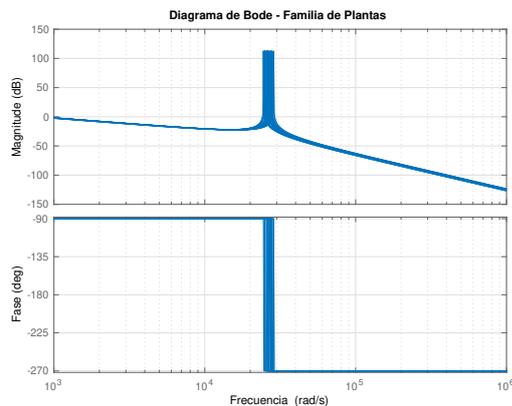
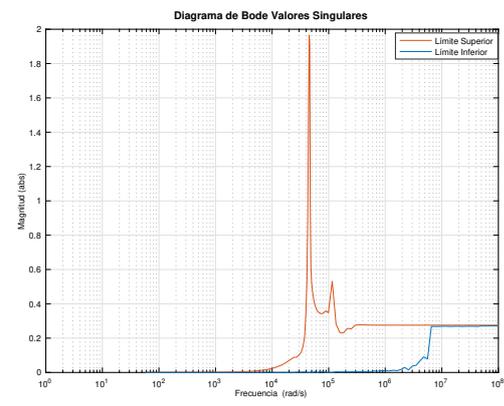
gráficas (a) y (b) se muestra los márgenes de estabilidad robusta y valores singulares de la incertidumbre construida, considerando para esta una variación del $\pm 5\%$ de los valores de los componentes del filtro LCL y la variación de L_s . En estas gráficas se puede observar que el nuevo máximo valor aproximado soportado para L_s es de 0.104 mH. Este valor encontrado por la metodología de estabilidad robusta es similar al obtenido en las simulaciones en la sección 3.4.3, que fue de 0.089 mH.



(a) Análisis Mu - Márgenes de Estabilidad Robusta



(b) Análisis Mu - Valores Singulares

(c) Familia de Plantas Variación de $L_s \in [0, 0.104mH]$ 

(d) Mu Analysis - Diagrama de Bode Valores Singulares

Figura 3.43: RSA - Controlador μ -Síntesis con Incertidumbre en L_i , C_f , L_g y L_s

En las gráficas (c) y (d), se muestra el diagrama de Bode de la familia de plantas para las cuales el controlador μ -Síntesis es robustamente estable, y también el diagrama de Bode de magnitud de la evolución de los valores singulares en frecuencia, donde se observa que se excede en el valor de 1 el límite inferior de los valores singulares en la frecuencia de $4.280 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$.

3.5.4. Conclusiones de los resultados obtenidos del análisis de estabilidad robusta

El estudio de estabilidad robusta muestra que la mayor variación del punto de conexión del inversor basado en LCL, se obtiene con el controlador Loop Shaping, siendo esta de 0.969 Km, esto cuando se tiene incertidumbre establecida a partir de valores constantes para L_i , C_f , L_g del filtro LCL y la variación L_s . En tanto que al tener incertidumbre establecida por la tolerancia de L_i , C_f , L_g del filtro LCL y la

variación L_s , la mayor variación del punto de conexión del inversor basado en LCL, se tiene con el mismo controlador, siendo el máximo valor de L_s permitido de 2.217 mH. Estos resultados son similares a los obtenidos en las simulaciones realizadas.

Estas métricas realizadas a estos controladores lineales, nos permitirán tener un criterio cuando más adelante se analice el controlador no lineal motivo de esta tesis, y los puntos de conexión máximos permitidos por este controlador.

Capítulo 4

Síntesis de Controlador Mínima

4.1. Introducción

En este capítulo se dan a conocer los algoritmos de Síntesis de Controlador Mínima (**MCS**, del inglés Minimal Control Synthesis), partiendo de los algoritmos de control adaptativo por modelo de referencia, todo en base a la bibliografía y los artículos científicos alrededor de esta temática [121], [122], [123], [124], [125], [126], [127], [128]. Se inicia por el estado del arte de MCS, y luego se describen los algoritmos en tiempo continuo y tiempo discreto, mostrando su base matemática, nomenclatura y sus diagramas de bloques para su desarrollo e implementación. Luego se muestran los algoritmos de MCS con acción integral y MCS con proyección paramétrica.

4.2. Estado del arte de MCS

En 1990 Stoten y Benchoubane, partiendo de un Control Adaptativo por Modelo de Referencia (**MRAC**, del inglés Model Reference Adaptive Control), proponen una variante denominada *Síntesis de Controlador Mínima*, en [121].

La principal ventaja de MCS sobre el MRAC es la de no necesitar información sobre los valores nominales de los parámetros del sistema. De esta manera se abre la posibilidad de controlar sistemas que tienen problemas de identificación o incertidumbre en sus parámetros, fallas de modelado y también sistemas que tienen presencia de perturbaciones, garantizando para ellos convergencia asintótica a cero para el error de seguimiento. En cualquier caso MCS es parte de la familia de los MRAC basados en pasividad.

Para ello, MCS requiere que el sistema se pueda estructurar en forma canónica controlable, además de conocer el orden del sistema y el signo del elemento no nulo del vector de control. Bajo estas condiciones y asumiendo una variación mas lenta de los parámetros de la planta con respecto a la dinámica de las ganancias adaptativas, se garantiza un controlador estable y robusto en lazo cerrado [122].

A partir de estas publicaciones se han presentado diversas mejoras a MCS, como es el MCS descentralizado [129]; el MCS extendido [130], que permite atacar perturbaciones de rápida variación; el MCS con acción integral, denominado MCSI, que es descrito en [123], teniendo una variante en [131], donde la acción integral se ejecuta sobre el error, por lo que se le llama Er-MCSI. Se ha ejecutado control óptimo LQ a MCS en [132] y también en [133] con acción integral. Para sistemas lineales a

trozos se presentó un MCS en [134]. La versión del algoritmo MCS en tiempo discreto con soporte teórico completo se presentó en [124], ampliada en [135] para sistemas lineales a trozos y con acción integral incorporada en [136].

Se han desarrollado diversos trabajos prácticos en torno a MCS en diversos ámbitos del control. En [121] se muestra su aplicabilidad en el control de un motor DC, depósito de agua y manipulador clase 1. La aplicación de MCS a la dinámica de vehículos se realiza en [137], mientras que en [138] se aplica a un sistema de suspensión activa. Se ha usado también para controlar la altitud de satélites [139], así como a una válvula electrónica de combustible [140]. En [110] se muestra la aplicación de MCS en tiempo discreto al control del voltaje de salida de un inversor de puente completo.

Después de esta breve reseña de los hitos más importantes de MCS hasta la fecha, a continuación se revisan los principales aspectos de las versiones de tiempo continuo y tiempo discreto del MCS.

4.3. Algoritmos de control de MRAC y MCS en tiempo continuo

En esta sección se describen los algoritmos de control en tiempo continuo de MRAC y MCS, mostrando sus principales características y diferencias.

4.3.1. Algoritmo de control MRAC

Una de las técnicas de control adaptativo más utilizadas es la denominada por Modelo de Referencia [125], cuyo algoritmo establece que a partir de un sistema en el espacio de estados:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + d(t), \quad (4.1)$$

siendo $x(t)$ el vector de estados del sistema con dimensión n , $u(t)$ la señal de control con dimensión m y $d(t)$ perturbaciones externas desconocidas, no linealidades o términos no modelados del sistema. Por otra parte, A y B son matrices de dimensiones apropiadas que se asumen constantes y conocidas, y representan el modelo lineal del sistema o planta a controlar.

En esta planta se buscará tener un comportamiento dinámico deseado de acuerdo a las necesidades de trabajo, las cuales se establecen mediante un Modelo de Referencia lineal que definirá de manera exacta la trayectoria de estado requerida, x_m :

$$\dot{x}_m(t) = A_m x_m(t) + B_m r(t), \quad (4.2)$$

donde, $r(t)$ es la señal de referencia y tiene la misma dimensión que $u(t)$, en tanto que x_m tiene las mismas dimensiones que x .

El MRAC utiliza como ley de control una extensión de la técnica lineal de realimentación de estados para el seguimiento de señales, concretamente:

$$u(t) = -(K - \Delta K(t))x(t) + (K_R + \Delta K_R(t))r(t), \quad (4.3)$$

teniendo en cuenta que:

$$\begin{aligned} K &= B^\dagger(A - A_m) \\ K_R &= B^\dagger B_m, \end{aligned} \quad (4.4)$$

donde B^\dagger representa la pseudo-inversa de B que se obtiene como $B^\dagger = (B^T B)^{-1} B^T$.

A partir de (4.1) y (4.2) podemos determinar la dinámica del error x_e :

$$\dot{x}_e(t) = A_m x_e(t) - d(t) - B w_e(t) \quad (4.5)$$

siendo:

$$\begin{aligned} x_e(t) &\triangleq x_m(t) - x(t), \\ w_e(t) &= \Delta K(t)x(t) + \Delta K_R(t)r(t). \end{aligned} \quad (4.6)$$

Por último, se establece como salida de la señal de error:

$$y_e(t) = C_e x_e(t), \quad C_e = B^T P, \quad (4.7)$$

donde $P = P^T > 0$ y es la solución de la ecuación de Lyapunov:

$$P A_m + A_m^T P = -Q, \quad (4.8)$$

con $Q > 0$. Esto garantiza que la terna $\{A_m, B, C_e\}$ es estrictamente positiva real [126], concepto equivalente al de hiperestabilidad [127] usado originalmente en [125]. Entonces, el error x_e tiende asintóticamente a 0 si se verifica a su vez la desigualdad de Popov:

$$\int_{t_0}^{t_1} y_e^T(t) w_e(t) dt \geq -\gamma^2, \quad \forall t_1 \geq t_0. \quad (4.9)$$

La solución planteada en [125] para satisfacer esta desigualdad es:

$$\begin{aligned} \Delta K(t) &= \int_0^t \alpha y_e(\tau) x^T(\tau) d\tau + \beta y_e(t) x^T(t) \\ \Delta K_R(t) &= \int_0^t \alpha y_e(\tau) r^T(\tau) d\tau + \beta y_e(t) r^T(t), \end{aligned} \quad (4.10)$$

donde $\alpha > 0$ y $\beta \geq 0$ y son las ganancias de adaptación. Debe finalmente tenerse en cuenta que para un perfecto seguimiento del modelo de referencia es necesario que se cumplan las condiciones de Erzberger:

$$\begin{aligned} (\mathbb{I}_n - B_m B^\dagger)(A - A_m) &= 0_n \\ (\mathbb{I}_n - B_m B^\dagger)B_m &= 0_{n,m}, \end{aligned} \quad (4.11)$$

siendo \mathbb{I}_n la matriz identidad de dimensión $n \times n$.

4.3.2. Algoritmo de control MCS en tiempo continuo

Cuando los parámetros de la planta se asumen inciertos y/o con variaciones temporales desconocidas la ley de control dada por el MRAC debe ajustarse. El algoritmo MCS asume de entrada un modelo lineal en el espacio de estados para la planta descrita por:

$$\dot{x}(t) = A_{fcc}x(t) + B_{fcc}bu(t) + d(t), \quad (4.12)$$

donde, A_{fcc} y B_{fcc} deberán estar en forma canónica controlable:

$$A_{fcc} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -a_1(t) & -a_2(t) & \cdots & -a_n(t) \end{pmatrix}; \quad B_{fcc} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}. \quad (4.13)$$

A su vez, el modelo de referencia deberá tener la forma:

$$\dot{x}_m(t) = A_m x_m(t) + B_{fcc} b_m r(t), \quad (4.14)$$

siendo A_m una matriz Hurwitz con las mismas dimensiones que A y (A_m, b_m) deben estar también en forma canónica de control. Nótese que A_m, b_m y $r(t)$ vienen establecidos por el diseñador.

Todo ello garantiza, por una parte, que la ecuación de Lyapunov (4.8) tiene solución y, por otra parte, que se cumplen las condiciones de Erzberger (4.11). Así, la ley de control para MCS representa una variante de (4.3), con $K = 0_{m,n}$ y $K_R = 0_m$ dado por:

$$u(t) = \Delta K(t)x(t) + \Delta K_R(t)r(t), \quad (4.15)$$

donde $\Delta K(t)$ y $\Delta K_R(t)$ son las establecidas en (4.10), con α y β compartiendo signo con b .

La salida de error viene igualmente dada por:

$$y_e(t) = C_e^T x_e(t), \quad C_e^T = P B_{fcc}, \quad (4.16)$$

considerando $P = P^T > 0$ una matriz simétrica y definida positiva obtenida como solución de la ecuación de Lyapunov (4.8), la cual tiene solución garantizada por hipótesis.

Siguiendo entonces el mismo razonamiento de la subsección anterior, si los parámetros de la planta varían más lentamente que las ganancias adaptativas se tendrá que el error x_e tiende a 0 de forma globalmente uniformemente asintóticamente estable.

El diagrama de bloques de control de MCS en tiempo continuo se presenta en la Figura 4.1, donde se puede observar que el bloque MCS tiene como entradas a x, y_e y r , y como salidas la regulación de $\Delta K(t)$ y $\Delta K_R(t)$. Así, con la acción de control $u(t)$ descrita en (4.15), se lleva al sistema al modelo de referencia con convergencia asintótica a cero de x_e , obteniéndose la dinámica deseada.

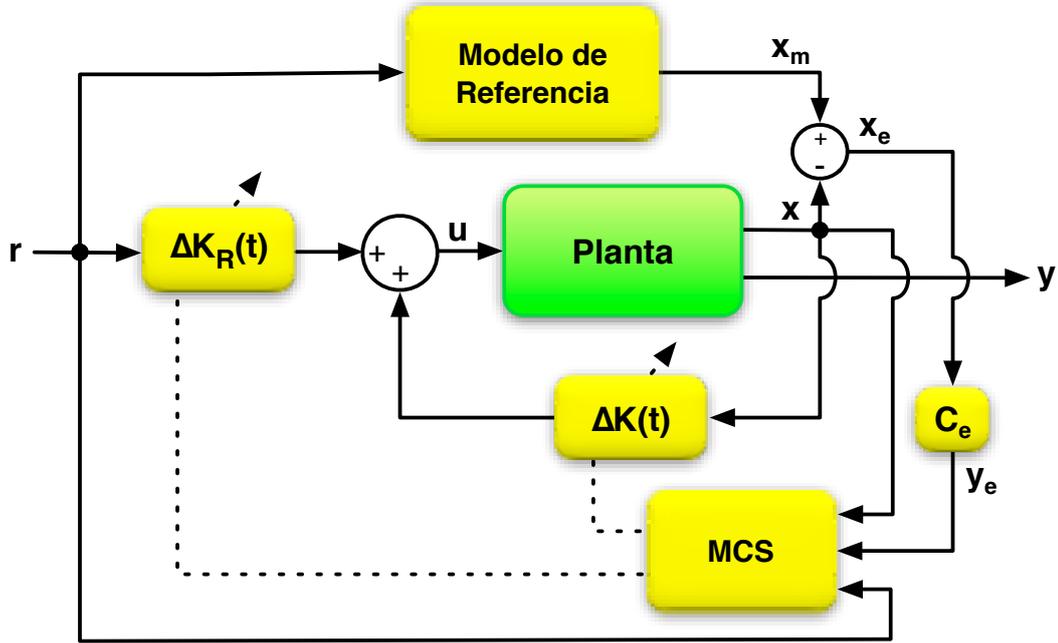


Figura 4.1: Diagrama de Bloques de Control MCS en tiempo continuo

4.3.3. Robustez del Algoritmo de MCS en tiempo continuo

La robustez del algoritmo de MCS es desarrollada y demostrada analíticamente en [128], la misma que será descrita es este apartado para el caso genérico de un sistema de única entrada y única salida **SISO** (del inglés, single input single output), manteniendo la misma notación allí utilizada.

De forma general el término $d(t)$ de la ecuación (4.1), que representa a las perturbaciones externas desconocidas, no linealidades de la planta y términos no modelados, se puede representar como:

$$d(t) = \delta A_1(t)x(t), \quad (4.17)$$

siendo $\delta A_1(t)$ una variación desconocida de A , estructurada de acuerdo con las variaciones admisibles. Bajo esta consideración la ecuación (4.1) puede reescribirse como:

$$\dot{x}(t) = (A + \delta A_1(t))x(t) + Bu(t). \quad (4.18)$$

Al considerar la variación paramétrica admisible de la planta, es decir la variación en A y B , que se denotan como $\delta A(t)$ y $\delta B(t)$ respectivamente, se tiene que:

$$\delta A(t) = \delta A_1(t) + \delta A_2(t) \quad (4.19)$$

y que por lo tanto, la ecuación de estados del sistema (4.18), se modifica por:

$$\dot{x}(t) = (A + \delta A(t))x(t) + (B + \delta B(t))u(t), \quad (4.20)$$

siendo el objetivo común de MRCA y MCS el seguir fielmente los estados del modelo de referencia (4.2) a pesar de los efectos desconocidos de $\delta A(t)$ y δB .

Buscando la generalidad, la ley de control de MRAC mostrada en (4.3) es utilizada para demostrar la robustez, dado que la ley de control de MCS difiere tan solo en los valores de K y K_R que son nulos. Modificando la nomenclatura de $\Delta K(t)$ y $\Delta K_R(t)$ por $\delta K(t)$ y $\delta K_R(t)$, respectivamente, en (4.3) e incorporándola en (4.2) se obtiene la dinámica de la planta en lazo cerrado:

$$\dot{x}(t) = (A^*(t) + B^*(t)(-K + \delta K(t)))x(t) + B^*(t)(K_R + \delta K_R(t))r(t), \quad (4.21)$$

donde:

$$A^*(t) = A + \delta A(t); \quad B^*(t) = B + \delta B(t). \quad (4.22)$$

La dinámica del error de lazo cerrado, definido en (4.6), de acuerdo a (4.2) y (4.21) viene dada por:

$$\begin{aligned} \dot{x}_e(t) = & A_m x_m(t) + B_m r(t) - (A^*(t) + B^*(t)(-K + \delta K(t)))x(t) \\ & + B^*(t)(K_R + \delta K_R(t))r(t). \end{aligned} \quad (4.23)$$

Al realizar algunos desarrollos algebraicos:

$$\begin{aligned} \dot{x}_e(t) = & A_m x_m(t) - A^*(t)x(t) + B^*(t)Kx(t) - B^*(t)\delta K(t)x(t) \\ & + B_m r(t) - B^*(t)K_R r(t) - B^*(t)\delta K_R(t)r(t), \end{aligned} \quad (4.24)$$

y al incorporar los términos $A_m x_m(t) - A_m x(t)$, y luego realizar una sustitución de variables:

$$\begin{aligned} A_0(t) &= A_m - A^*(t) + B^*(t)K, \\ B_0(t) &= B_m - B^*(t)K_R, \end{aligned} \quad (4.25)$$

la ecuación (4.23) se reescribe como:

$$\dot{x}_e(t) = A_m x_e(t) + (A_0(t) - B^*(t)\delta K(t))x(t) + (B_0(t) - B^*(t)\delta K_R(t))r(t). \quad (4.26)$$

Si por último se realiza una sustitución adicional en (4.26), utilizando la variable:

$$w(t) = (A_0(t) - B^*(t)\delta K(t))x(t) + (B_0(t) - B^*(t)\delta K_R(t))r(t), \quad (4.27)$$

la dinámica del error mostrada en (4.5) queda expresada como:

$$\dot{x}_e(t) = A_m x_e(t) + \mathbb{I}_n w(t). \quad (4.28)$$

La estabilidad absoluta de (4.28) se investiga mediante la aplicación de la teoría de la hiperestabilidad (que es la versión de la teoría de pasividad desarrollado en el bloque oriental en los años 60) y el criterio

de Popov [127] al sistema equivalente de lazo cerrado no lineal que se muestra en la Figura 4.2. Se puede observar aquí que:

$$w(t) = -w_e(t), \quad (4.29)$$

y que $w_e(t)$ necesariamente es una función no lineal generada por $y_e(t)$, constituido por el Bloque Adaptativo (No Lineal).

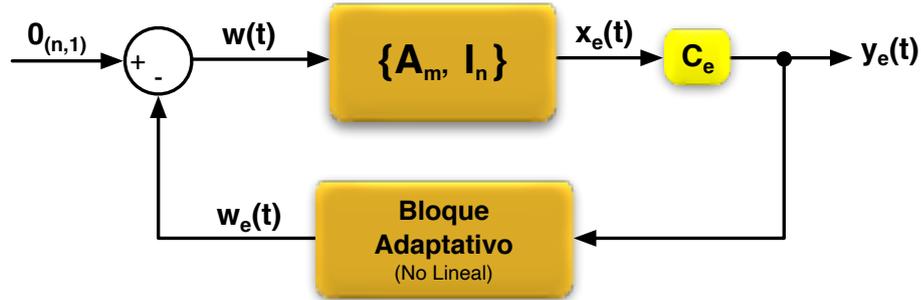


Figura 4.2: Diagrama de bloques del sistema equivalente de lazo cerrado (4.28) y (4.29)

El sistema será hiperestable si el bloque $\{A_m, \mathbb{I}_n, C_e\}$ es un bloque hiperestable, es decir:

$$C_e A_m + A_m^T C_e = -Q, \quad (4.30)$$

con $Q > 0$, y que además debe cumplir con el criterio de Popov:

$$\int_{t_0}^{t_1} y_e^T(t) w_e(t) dt \geq -\gamma^2, \quad \forall t_1 \geq t_0. \quad (4.31)$$

Al establecer un modelo de referencia de la forma (4.14) y una matriz definitiva positiva arbitraria Q , la ecuación de Lyapunov (4.30) puede ser resuelta para obtener la matriz definida positiva C_e .

En tanto que al ser:

$$w_e(t) = (B^*(t)\delta K(t) - A_0(t))x(t) + (B^*(t)\delta K_R(t) - B_0(t))r(t), \quad (4.32)$$

y para satisfacer (4.31), se puede reescribirse esta ecuación como:

$$\int_{t_0}^{t_1} y_e^T(t) (B^*(t)\delta K(t) - A_0(t))x(t) \geq -\gamma_1^2, \quad (4.33)$$

y:

$$\int_{t_0}^{t_1} y_e^T(t) (B^*(t)\delta K_R(t) - B_0(t))r(t) \geq -\gamma_2^2, \quad (4.34)$$

siendo por tanto:

$$\gamma^2 = \gamma_1^2 + \gamma_2^2 \quad (4.35)$$

Para demostrar las desigualdades (4.33) y (4.34) se asume que la planta está en la forma de variables de estado (4.13), que sus parámetros son desconocidos y que el signo de b es conocido (normalmente se asume $b > 0$ sin pérdida de generalidad). Bajo esta estructura, se tiene que los términos $A_0(t)$ y $B_0(t)$ de (4.33) y (4.34) tendrán la forma:

$$A_0(t) = \begin{pmatrix} 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1n} \end{pmatrix}; \quad B_0(t) = \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ b_{11} \end{pmatrix}, \quad (4.36)$$

donde también los parámetros a_{1i} y b_{11} son desconocidos y variantes en el tiempo. Bajo estas consideraciones, en [125] se prueban con soluciones del tipo integral mas proporcional para las ganancias adaptativas $\delta K(t)$ y $\delta K_R(t)$ de la ley de control de MRCA ó MCS; estas propuestas son:

$$\begin{aligned} \delta K(t) &= \int_0^t \phi_1(\tau) d\tau + \phi_2(t) \\ \delta K_R(t) &= \int_0^t \psi_1(\tau) d\tau + \psi_2(t) \end{aligned} \quad (4.37)$$

siendo:

$$\begin{aligned} \phi_1(\tau) &= \alpha y_e(\tau) x^T(\tau), \\ \phi_2(t) &= \beta y_e(t) x^T(t), \\ \psi_1(\tau) &= \alpha y_e(\tau) r(\tau), \\ \psi_2(t) &= \beta y_e(t) r(t), \end{aligned} \quad (4.38)$$

donde:

$$\alpha = [\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \cdots \quad \alpha_n]; \quad \beta = [\beta_1 \quad \beta_2 \quad \cdots \quad \beta_n]. \quad (4.39)$$

Así, para el criterio de Popov expuesto en (4.33) y de acuerdo (4.37) y (4.38) se tiene:

$$\int_{t_0}^{t_1} y_e^T(t) \left(B^*(t) \left(\int_0^t (\alpha y_e(\tau) x^T(\tau)) d\tau + (\beta y_e(t) x^T(t)) \right) - A_0(t) \right) x(t) dt \geq -\gamma_1^2; \quad (4.40)$$

a su vez (4.40) se puede expandir como:

$$\int_{t_0}^{t_1} y_e^T(t) \left(B^*(t) \int_0^t \alpha y_e(\tau) x^T(\tau) d\tau - A_0(t) \right) x(t) dt \geq -\gamma_{11}^2, \quad (4.41)$$

y:

$$\int_{t_0}^{t_1} y_e^T(t) B^*(t) \beta y_e(t) x^T(t) x(t) dt \geq -\gamma_{12}^2, \quad (4.42)$$

donde:

$$\gamma_1^2 = \gamma_{11}^2 + \gamma_{12}^2. \quad (4.43)$$

De igual manera se procede con la segunda expansión del criterio de Popov propuesta en (4.34) y de acuerdo (4.37) y (4.38), se tiene:

$$\int_{t_0}^{t_1} y_e^T(t) \left(B^*(t) \left(\int_0^t (\alpha y_e(\tau) r(\tau)) d\tau + (\beta y_e(t) r(t)) \right) - B_0(t) \right) r(t) dt \geq -\gamma_2^2; \quad (4.44)$$

a su vez (4.44) se puede expandir como:

$$\int_{t_0}^{t_1} y_e^T(t) \left(B^*(t) \int_0^t \alpha y_e(\tau) r(\tau) d\tau - B_0(t) \right) r(t) dt \geq -\gamma_{21}^2 \quad (4.45)$$

y:

$$\int_{t_0}^{t_1} y_e^T(t) B^*(t) \beta y_e(t) r(t) r(t) dt \geq -\gamma_{22}^2, \quad (4.46)$$

donde:

$$\gamma_2^2 = \gamma_{21}^2 + \gamma_{22}^2. \quad (4.47)$$

Al expandir ahora los vectores utilizados:

$$\begin{aligned} y_e^T &= [y_1 \quad y_2 \quad \cdots \quad y_n] \\ x^T &= [x_1 \quad x_2 \quad \cdots \quad x_n] \end{aligned} \quad (4.48)$$

y asumiendo que:

$$B^*(t) = \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ b_1^* \end{pmatrix}, \quad (4.49)$$

donde b_1^* es la última entrada de $B^*(t)$, siendo esta la única no nula, guardando así la misma estructura de B . Así los términos de (4.41), (4.42), (4.45) y (4.46) pueden ser desarrollados y obtenerse las siguientes

igualdades:

$$\begin{aligned}
 y_e^T(t)B^*(t) &= y_n b_1^* \\
 y_e^T A_0 x &= y_n \sum_{i=1}^n a_{1i} x_i \\
 \alpha y_e(\tau)x^T(\tau) &= \sum_{j=1}^n \left\{ \sum_{i=1}^n [\alpha_i y_i] \right\} x_j \\
 \alpha y_e(\tau)x^T(\tau) &= \alpha_n \sum_{i=1}^n y_n x_i
 \end{aligned} \tag{4.50}$$

Al reemplazarse las igualdades (4.50) en (4.41), (4.42), (4.45) y (4.46) se obtiene:

$$\int_{t_0}^{t_1} \left(b_1^* y_n \sum_{j=1}^n \int_0^t \sum_{i=1}^n (\alpha_i y_i) x_j d\tau x_j - y_n \sum_{i=1}^n a_{1i} x_i \right) dt \geq -\gamma_{11}^2 \tag{4.51}$$

$$\int_{t_0}^{t_1} \left(b_1^* y_n \sum_{j=1}^n \beta_j y_j \sum_{i=1}^n x_i^2 \right) dt \geq -\gamma_{12}^2 \tag{4.52}$$

$$\int_{t_0}^{t_1} \left(b_1^* y_n \int_0^t \sum_{i=1}^n (\alpha_i y_i) r d\tau r - y_n b_{11} r \right) dt \geq -\gamma_{21}^2 \tag{4.53}$$

$$\int_{t_0}^{t_1} \left(b_1^* y_n \sum_{i=1}^n \beta_i y_i r^2(t) \right) dt \geq -\gamma_{22}^2. \tag{4.54}$$

Las desigualdades (4.52) y (4.54) se satisfacen con las siguientes opciones para las ganancias α y β , de las soluciones propuestas:

$$\begin{aligned}
 \alpha &= [0 \quad 0 \quad \cdots \quad \alpha_n] \\
 \beta &= [0 \quad 0 \quad \cdots \quad \beta_n];
 \end{aligned} \tag{4.55}$$

además, α_n y β_n deben tener el mismo signo que b_1^* . Bajo estas opciones, se reescriben las desigualdades de la (4.51) a la (4.54) como:

$$\int_{t_0}^{t_1} \left\{ b_1^* \alpha_n \sum_{i=1}^n y_n x_i \left[\int_0^t y_n x_i d\tau - \frac{a_{1i}}{(b_1^* \alpha_n)} \right] \right\} dt \geq -\gamma_{11}^2 \tag{4.56}$$

$$\int_{t_0}^{t_1} \left(b_1^* \beta_n y_n^2 \sum_{i=1}^n x_i^2 \right) dt \geq -\gamma_{12}^2 \tag{4.57}$$

$$\int_{t_0}^{t_1} \left\{ b_1^* y_n \alpha_n r \left[\int_0^t y_n r d\tau - \frac{b_{11}}{(b_1^* \alpha_n)} \right] \right\} dt \geq -\gamma_{21}^2 \quad (4.58)$$

$$\int_{t_0}^{t_1} \left(b_1^* \beta_n y_n^2 \sum_{i=1}^n r^2 \right) dt \geq -\gamma_{22}^2 \quad (4.59)$$

Al inspeccionar (4.57) y (4.59) se ve que estas desigualdades se cumplen. Para confirmar que se satisfacen las desigualdades (4.56) y (4.58) se utiliza la siguiente propiedad integral:

$$\int_{t_0}^{t_1} k \dot{f} f dt \geq -\frac{k f^2(t_0)}{2}, \quad (4.60)$$

siendo k una constante. Con lo cual al aplicar en (4.56) se tiene que:

$$f_i = \int_0^t y_n x_i d\tau - \frac{a_{1i}}{b_1^* \alpha_n}; \quad k = b_1^* \alpha_n, \quad (4.61)$$

y si la variación a_{1i} y b_1^* es muy lenta con respecto a los términos transitorios en las leyes adaptativas en (4.37) y (4.38), entonces:

$$\dot{f}_i \simeq y_n x_i. \quad (4.62)$$

Como normalmente las variaciones de los parámetros se producen en una escala de tiempo mayor al proceso de adaptación, se cumple (4.62), caso contrario no funcionará. En la práctica, la aproximación pudiese tomarse como una igualdad, y por tanto:

$$\int_{t_0}^{t_1} k \dot{f}_i f_i dt \geq -\frac{k f_i^2(t_0)}{2}. \quad (4.63)$$

Al realizarse el mismo procedimiento a (4.58) se obtiene un resultado similar, salvo que se desprende ahora que b_{11} deberá variar más lentamente con respecto a los términos transitorios adaptativos. De esta forma se cumple la desigualdad (4.33), dado que cada término satisface una desigualdad del tipo (4.60). Bajo estos resultados, y al unir las desigualdades desde (4.56) hasta (4.59), se cumple el criterio de Popov (4.31), y por tanto las leyes adaptativas, tanto para MRCA y MCS, aseguran un sistema de lazo cerrado asintóticamente hiperestable.

Por tanto, las leyes de control de MRCA y MCS son robustas a la variación paramétrica de la planta, las perturbaciones externas, los efectos de las no linealidades y las inexactitudes de los modelos. De acuerdo a (4.38) y (4.55), las ganancias adaptativas del controlador MCS vienen dadas por:

$$\begin{aligned} \delta K(t) &= \alpha_n \int_0^t y_n(\tau) x^T(\tau) d\tau + \beta_n y_n x^T(t) \\ \delta K_R(t) &= \alpha_n \int_0^t y_n(\tau) r(\tau) d\tau + \beta_n y_n r(t) \end{aligned} \quad (4.64)$$

donde y_n es la n -ésima componente de:

$$y_e(t) = C_e x(t), \quad (4.65)$$

siendo C_e la solución de la ecuación de Lyapunov (4.30). En el mismo artículo, bajo un proceso similar al descrito en esta sección, se lleva a cabo la demostración de robustez para el caso de sistemas multivariables.

4.4. Algoritmo de control MCS en tiempo discreto

El algoritmo MCS análogo para sistemas de tiempo discreto con un estudio de estabilidad completo se ha desarrollado en [124] para el caso genérico de un sistema **SISO** n -dimensional en forma canónica controlable. A continuación se hace una revisión del algoritmo.

Considérese el sistema lineal de tiempo discreto SISO en el espacio de estados:

$$x(k+1) = A(k)x(k) + Bbu(k) + Bd(k) \quad (4.66)$$

donde $x(k) = [x_1(k), \dots, x_n(k)]$ es el vector de estado y $u(k)$ es la única entrada al sistema, $A(k)$ y B son respectivamente una matriz real de dimensiones $n \times n$ y un vector de \mathbb{R}^n que se asumen en forma canónica controlable, mientras que $b \in \mathbb{R} \setminus \{0\}$. Al igual que antes, $d(k)$ representa las perturbaciones externas, no linealidades de la planta y cualquier término no modelado.

De acuerdo con [124], si existe una componente del vector de estado $x_p(k)$, con $p \in \{1, \dots, n\}$, tal que $x_p(k) \neq 0$, entonces el término $Bd(k)$ en (4.66) puede ser representada como una variación desconocida de $A(k)$ conservando su estructura canónica, es decir:

$$Bd(k) = \Delta A(k)x(k) \quad (4.67)$$

donde $\Delta A(k)x(k)$, es una matriz real de $n \times n$ que tiene todos sus elementos nulos excepto:

$$\Delta a_{np}(k) = \frac{d(k)}{x_p(k)}. \quad (4.68)$$

Al sustituir (4.67) en (4.66), se tendrá:

$$x(k+1) = [A(k) + \Delta A(k)]x(k) + Bbu(k) \quad (4.69)$$

Entonces, se puede reescribir de forma más compacta como:

$$x(k+1) = A(k)x(k) + Bbu(k) \quad (4.70)$$

donde:

$$A(k) = \begin{pmatrix} 0 & 1 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -a_1(k) & -a_2(k) & \cdots & -a_n(k) \end{pmatrix}; \quad B = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}; \quad (4.71)$$

teniendo en cuenta que los elementos de $a_j(k)$, $j = 1, \dots, n$ y b son completamente desconocidos. Al igual que en el caso continuo, asumimos que $a_j(k)$ tienen una variación más lenta que la evolución de las ganancias adaptativas.

Se considera un modelo de referencia SISO:

$$x_m(k+1) = A_m x_m(k) + B b_m r(k) \quad (4.72)$$

siendo A_m , es una matriz real de dimensiones $n \times n$, del tipo Hurwitz con la misma estructura canónica controlable que $A(k)$:

$$A_m = \begin{pmatrix} 0 & 1 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -a_1^m & -a_2^m & \cdots & -a_n^m \end{pmatrix} \quad (4.73)$$

y $b_m \in \mathbb{R}$. Los parámetros a_j^m , $j = 1, \dots, n$, la ganancia de control b_m y la señal de referencia $r(k)$ se establecen por diseño, y por ende son conocidos. Entonces, el problema de control será encontrar una ley de realimentación de la forma:

$$u(k) = L_x^T x(k) + L_R(k) r(k) \quad (4.74)$$

donde $L_x(k) \in \mathbb{R}^n$ y $L_R(k) \in \mathbb{R}$ son las ganancias adaptativas a ser diseñadas con el fin de asegurar que las variables de estado de la planta de $x(k)$ sigan asintóticamente los estados $x_m(k)$ del modelo de referencia (4.72). Por lo tanto, el objetivo es lograr que:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \|x_m(k) - x(k)\| = 0, \quad (4.75)$$

usando para ello el diagrama de control mostrado en la Figura 4.3, el cual guarda correspondencia con el de tiempo continuo Figura 4.1.

Se define la variable de error $x_e(k)$ como:

$$x_e(k) = x_m(k) - x(k), \quad (4.76)$$

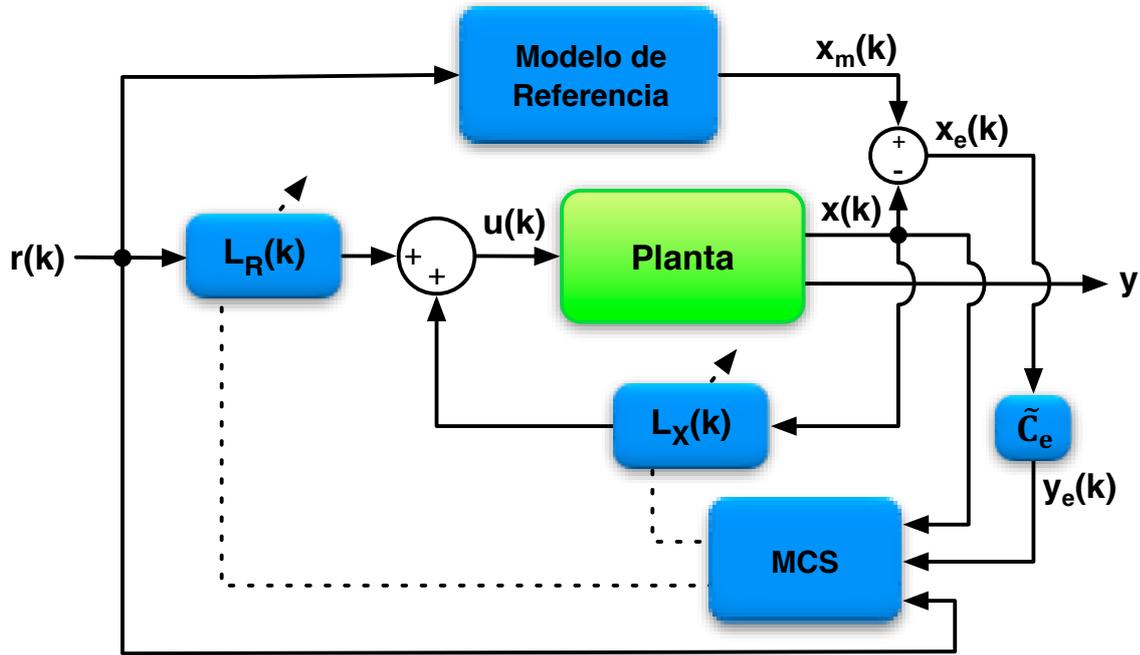


Figura 4.3: Diagrama de Bloques de Control MCS en tiempo discreto

y al sustituir esta en (4.70) y usar (4.72) se tiene que la dinámica del error es:

$$x_e(k+1) = A_m x_e(k) + \mathbb{I}_n w(k+1), \quad (4.77)$$

siendo:

$$w(k+1) = [A_m - A(k) - BL_x^T(k)] x(k) + B [b_m - bL_R(k)] r(k). \quad (4.78)$$

Así, la salida de la señal de error $y_e(k)$ vendrá dada por:

$$y_e(k) = \tilde{C}_e x_e(k), \quad (4.79)$$

donde \tilde{C}_e , es la solución de la Ecuación de Lyapunov en tiempo discreto:

$$A_m^T \tilde{C}_e A_m - \tilde{C}_e = -Q; \quad (4.80)$$

\tilde{C}_e debe ser una matriz simétrica y definida positiva, en tanto que Q también es una matriz definida positiva escogida arbitrariamente.

Así, el error $x_e(k)$ se aproxima a 0 cuando $k \rightarrow \infty$ si se satisface la desigualdad de Popov en tiempo discreto:

$$\sum_{k=0}^l y(k+1)^T [-w(k+1)] \geq -\gamma^2, \quad \gamma \in \mathbb{R}, \quad (4.81)$$

para toda $l \geq 0$. Ello se consigue definiendo las ganancias adaptativas de control como:

$$\begin{aligned} L_x^T(k) &= \alpha \sum_{i=0}^k y_n(i+1)x^T(i) + \beta y_n(k+1)x^T(k) \\ L_R(k) &= \alpha \sum_{i=0}^k y_n(i+1)r(k) + \beta y_n(k+1)r(k) \end{aligned} \quad (4.82)$$

donde los signos de α y β serán iguales al signo de b .

4.4.1. Problema del retardo

Un detalle a considerar tratado en [124] y compartido con el algoritmo MRAC de tiempo discreto desarrollado en [125] hace referencia al cálculo de las ganancias de control adaptativas mostradas en (4.82) para el momento actual, es decir para el instante k , ya que este se basa en el conocimiento del valor alcanzado por la salida de la planta en el siguiente instante de tiempo, es decir, en $(k+1)$.

Este problema del retardo se puede resolver estimando $y_n(k+1)$ por $y_n^0(k+1)$, el cual puede ser calculado usando los valores de las variables del sistema disponibles hasta el instante k . De acuerdo a [125] y [124], la relación entre $y_n(k+1)$ y $y_n^0(k+1)$ es:

$$y_n(k+1) = \frac{y_n^0(k+1)}{1 + T_s \tilde{c}_{nn} b (\alpha + \beta) (x^T(k)x(k) + r^2(k))}, \quad (4.83)$$

donde \tilde{c}_{nn} , es el elemento (n, n) de la matriz de salida \tilde{C}_e .

Ahora bien, el cálculo de $y_n^0(k+1)$ se basa en un conocimiento perfecto de $A(k)$, lo cual es contradictorio con la filosofía MCS.

Una solución práctica planteada en [125] establece que $y_n^0(k+1)$ en (4.83) sea reemplazado por $y_n(k)$, la cual será una buena predicción si el periodo de muestreo T_s es pequeño.

Otro inconveniente en (4.83) es la estimación del parámetro b , y nuevamente de acuerdo con [125], b debe ser sustituido por un valor dentro de su gama de variación, que se asume conocido.

De esta forma se logra un algoritmo de MCS en tiempo discreto que permite controlar plantas con problemas de incertidumbre paramétrica, perturbaciones externas, no linealidades de la planta y cualquier término no modelado.

4.5. MCS con acción Integral

Una ampliación del algoritmo de MCS en la que se incorpora la acción integral de manera explícita, es el denominado **MCSI** (del inglés, **M**inimal **C**ontrol **S**ynthesis with **I**ntegral **A**ction), en donde el algoritmo considera una ganancia integral que también es adaptativa, y puede usarse para mejorar aún más el rendimiento del seguimiento. Esta variante, presentada en [123], desarrolla el problema MCSI de entrada única y salida única (SISO), y se plantea tres objetivos: (a) permitir el control integral cuando las ganancias del controlador están bloqueadas, (b) compensar los términos de desviación media distinta de cero (no nula) en la planta y (c) asegurarse de que MCS esté estructurado de manera análoga al control PID convencional.

En MCSI, la acción integral es incorporada en el error, es decir entre la señal de referencia r y la señal controlada y , expresado matemáticamente como:

$$x_I = \int_0^t [r(\tau) - y(\tau)] d\tau; \quad y(t) = Cx(t) \quad (4.84)$$

y por tanto, la acción de control de MCS mostrada en (4.15), se modifica por:

$$u(t) = K(t)x(t) + K_I(t)x_I(t) + K_R(t)r(t) \quad (4.85)$$

siendo esta la acción de control de MCSI. La ganancia integral adaptativa viene dado por:

$$K_I(t) = \alpha \int_0^t y_e(\tau)x_I(\tau)d\tau + \beta y_e(t)x_I(t); \quad K_I(0) = K_{I0}. \quad (4.86)$$

El resto de términos de MCSI son los mismos de MCS, descritos previamente y con la estructura de la planta en una forma canónica controlable asumida, y se supone que el signo de b es conocido.

En este artículo se desarrolla también un análisis de estabilidad de la dinámica de lazo cerrado del algoritmo MCSI, que se basa en una estrategia enfocada en el desarrollo de la dinámica del error de seguimiento del modelo en forma de un sistema de realimentación con una ruta directa real estrictamente positiva y un lazo de realimentación que satisfaga el criterio de Popov [127].

Así, la dinámica del error vendría dada por (4.6) la misma que puede ser expandida al escribirse sus términos equivalentes:

$$\dot{x}_e(t) = A_m x_m(t) + B_m r(t) - [Ax(t) + BK(t)x(t) + BK_I(t)x_I(t) + BK_R(t)r(t)], \quad (4.87)$$

que a su vez puede escribirse como:

$$\dot{x}_e(t) = A_m x_e(t) + [A_m - A - BK(t)]x(t) + [B_m - BK_R(t)]r(t) - BK_I(t)x_I(t) \quad (4.88)$$

reduciendo esta expresión a:

$$\dot{x}_e(t) = A_m x_e(t) + B_e \Phi(t)W(t), \quad (4.89)$$

siendo:

$$\begin{aligned}
 B_e &= [0 \quad \dots \quad 0 \quad 1]^T \\
 \Phi(t) &= [\Phi_X(t) \quad \Phi_I(t) \quad \Phi_R(t)] \\
 \Phi_X(t) &= [\Phi_1(t) \quad \dots \quad \Phi_n(t)] = [A_m - A - BK(t)]_n \\
 \Phi_I(t) &= [-BK_I(t)]_n \\
 \Phi_R(t) &= [B_m - BK_R(t)]_n \\
 W(t) &= [x_1(t) \quad \dots \quad x_n(t) \quad x_I(t) \quad r(t)]^T
 \end{aligned}
 \tag{4.90}$$

donde la notación de $[\dots]_n$, representa la n -ésima fila de la matriz o vector.

La dinámica de error se representa como un sistema de retroalimentación no lineal con un bloque de hacia adelante lineal y un bloque de retroalimentación no lineal, y se lo represente mediante el diagrama de bloques mostrado en la Figura 4.4. La dinámica del bloque directo o hacia adelante, está representado por $\{A_m, B_e, C_e\}$, que no ha cambiado desde la formulación estándar de MCS. Por lo tanto, la estricta realidad positiva de este bloque está garantizada por los resultados obtenidos en [128], es decir en las ecuaciones (4.7), (4.8) y en B_e de (4.90).

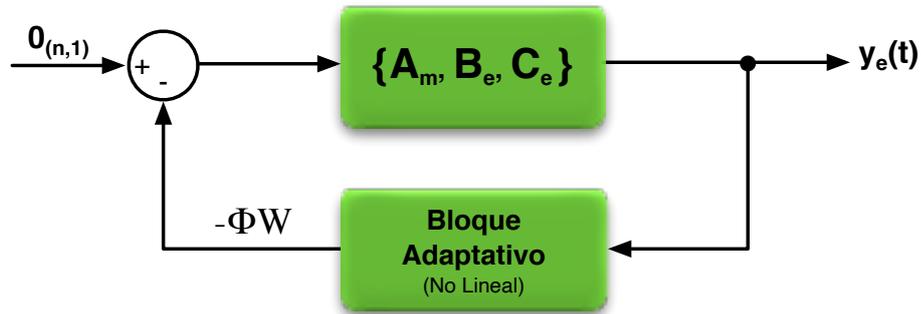


Figura 4.4: Diagrama de bloques del Modelo de seguimiento de la Dinámica del Error de MCSI

Si partimos de que las $n + 1$ ganancias que varían con el tiempo se generan de acuerdo a las leyes de adaptación integral más proporcional de MCS tenemos:

$$\begin{aligned}
 K_i(t) &= \alpha \int_0^t y_e(\tau) x_i(\tau) d\tau + \beta y_e(t) x_i(t); \quad K_i(0) = K_{i0}, \\
 K_R(t) &= \alpha \int_0^t y_e(\tau) r(\tau) d\tau + \beta y_e(t) r(t); \quad K_R(0) = K_{R0},
 \end{aligned}
 \tag{4.91}$$

y con la inclusión de (4.86) en el bloque adaptativo no lineal de realimentación podemos escribir cada término de ganancia como la suma de sus componentes integrales ($K_{i\alpha}$) y proporcionales ($K_{i\beta}$):

$$K_i(t) = K_{i\alpha}(t) + K_{i\beta}(t); \quad i = 1, 2, \dots, n, I, R;
 \tag{4.92}$$

y de igual manera:

$$\Phi_i(t) = \Phi_{i\alpha}(t) + \Phi_{i\beta}(t); \quad i = 1, 2, \dots, n, I, R. \quad (4.93)$$

Los $\Phi_{i\beta}$ son funciones solo de los términos β en las ecuaciones de las ganancias, mientras que $\Phi_{i\alpha}$ contienen los términos restantes, es decir:

$$\Phi_{1\alpha}(t) = -a_{m1} + a_1 - b\alpha \int_0^t y_e(\tau)W_1(\tau)d\tau; \quad \Phi_{1\beta}(t) = -b\beta y_e(t)W_1(t). \quad (4.94)$$

Asumiendo lo mismo que en la sección 4.3.3, con respecto a que el ancho de banda de cualquier variación de los parámetros dentro de la planta, es de un valor significativamente menor que el ancho de banda de adaptación, una consideración que normalmente se confirma en la práctica, es que:

$$\dot{\Phi}_{i\alpha}(t) \approx -b\alpha y_e(t)W_i(t) = \frac{\alpha}{\beta} \Phi_{i\beta}(t) \quad (4.95)$$

De acuerdo con el criterio de Popov, ahora es necesario que el bloque de realimentación satisfaga la siguiente desigualdad integral, para garantizar la hiperestabilidad de la dinámica de error:

$$I = \int_{t_1}^{t_2} y_e(t) [-\Phi(t)W(t)] dt \geq -\gamma^2; \quad \forall t_2 > t_1. \quad (4.96)$$

Al descomponer la integral I , se obtiene:

$$I = \int_{t_1}^{t_2} y_e(t) [-\Phi(t)W(t)] dt = \sum_i I_{i\alpha} + \sum_i I_{i\beta}, \quad (4.97)$$

donde:

$$I_{i\alpha} = \int_{t_1}^{t_2} y_e(t) [-\Phi_{i\alpha}(t)W_i(t)] dt; \quad I_{i\beta} = \int_{t_1}^{t_2} y_e(t) [-\Phi_{i\beta}(t)W_i(t)] dt. \quad (4.98)$$

Entonces, (4.96) es satisfecha si cada componente de la integral definida por (4.97) y (4.98) es satisfecha de una manera correspondiente:

$$I_{i\alpha} = \int_{t_1}^{t_2} y_e(t) \left[-\Phi_{i\alpha}(t) \cdot \frac{\dot{\Phi}_{i\alpha}(t)}{-y_e(t)b\alpha} \right] dt. \quad (4.99)$$

Considerando la igualdad (4.95), se tiene que:

$$I_{i\alpha} = \int_{t_1}^{t_2} \left[\Phi_{i\alpha}(t) \cdot \frac{\dot{\Phi}_{i\alpha}(t)}{b\alpha} \right] dt \quad (4.100)$$

y al aplicar la propiedad de las integrales (4.60), se obtiene que:

$$I_{i\alpha} = \frac{1}{2b\alpha} \Phi_{i\alpha}^2(t) \Big|_{t_1}^{t_2} \geq -\frac{1}{2b\alpha} \Phi_{i\alpha}^2(t_1) = -\gamma_{i\alpha}^2, \quad (4.101)$$

como también que:

$$I_{i\beta} = \int_{t_1}^{t_2} \left[\frac{\Phi_{i\beta}^2(t)}{b\alpha} \right] dt \geq 0. \quad (4.102)$$

De acuerdo con (4.101) y (4.102), el bloque de realimentación de la dinámica del error de la Figura 4.4, cumple con el criterio de Popov, y dada la condición de que el bloque directo es estrictamente positivo real, se concluye que el algoritmo de MCSI garantiza estabilidad asintótica a pesar de las variaciones de los parámetros dentro de la estructura de la planta.

4.6. MCS con acción integral y limitación de ganancias adaptativas

La descripción completa de un controlador adaptativo por modelo de referencia con síntesis de controlador mínima y limitación de ganancias en tiempo continuo se presenta en [141]. Para evitar el crecimiento ilimitado de las ganancias adaptativas debido a perturbaciones externas, que pueden llevar a la inestabilidad de lazo cerrado o modificar el rendimiento del seguimiento del modelo de referencia, se utiliza el método de proyección paramétrica [142]. A continuación se describe la estructuración de la proyección paramétrica aplicada a MCS con acción integral, de acuerdo a la nomenclatura propia de sus autores.

Considerando la planta bajo la forma:

$$\dot{x} = Ax + Bu + B_e \delta, \quad x(t_0) \in \mathbb{R}^n, \quad (4.103)$$

donde $x(t_0) \in \mathbb{R}^n$ y $u \in \mathbb{R}$ son los estados y la entrada del sistema, con $n \in \mathbb{N}$ y $t_0 \in \mathbb{R}$, siendo la dimensión del espacio de estados y el instante de tiempo inicial, respectivamente.

Las matrices del sistema $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^n$, están en forma canónica controlable:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_1 & -a_2 & \dots & \dots & -a_n \end{bmatrix}, \quad (4.104a)$$

$$B = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ b]^T = bB_e, \quad (4.104b)$$

$$B_e = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1]^T. \quad (4.104c)$$

Los parámetros de la planta en (4.104a) y (4.104b) se asumen constantes y desconocidos, pero pertenecientes a conjuntos acotados conocidos, es decir, $a_i \in [a_i^l, a_i^u]$, donde $a_i^u > a_i^l$, $i = 1, \dots, n$, y

$b \in [b^l, b^u]$, donde $b^u > b^l > 0$, con el límite superior e inferior conocidos. Esto no es un problema como podría parecer en un principio. De hecho, los valores nominales para los parámetros de la planta, así como su rango de variación, a menudo están disponibles en problemas de ingeniería. Además, sin pérdida de generalidad se asume $b^u > b^l > 0$, porque si $0 > b^l > b^u$ entonces el signo de las ganancias adaptativas que se definen más adelante deben ser seleccionados en concordancia. Así el requisito es que b tenga signo conocido.

El objetivo de control para el algoritmo MCSI con proyección paramétrica es imponer al sistema (4.103) la dinámica de un modelo de referencia dado mientras se mantienen limitadas todas las señales de lazo cerrado. El modelo de referencia es un sistema lineal e invariante en el tiempo asintóticamente estable, con la forma:

$$\dot{x}_m = A_m x_m + B_m u, \quad x_m(t_0) \in \mathbb{R}^n, \quad (4.105)$$

donde $x_m \in \mathbb{R}^n$, y $r = r(t) \in \mathbb{R}$, son los estados del modelo de referencia y la entrada limitada de referencia, respectivamente, y $A_m \in \mathbb{R}^n$, $B_m \in \mathbb{R}$ son las matrices del modelo de referencia dadas en la misma forma canónica controlable, como las de la planta, es decir:

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_{m,1} & -a_{m,2} & \dots & \dots & -a_{m,n} \end{bmatrix}, \quad (4.106)$$

$$B = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ b_m]^T = b_m B_e, \quad (4.107)$$

dónde, A_m es una matriz Hurwitz. La acción de control para MCS con acción integral y proyección paramétrica **MCSI-PP** en tiempo continuo, viene dada por:

$$u(t) = u_{MCS}(t) + u_I(t), \quad (4.108)$$

siendo:

$$u_{MCS}(t) = K_X(t)x(t) + K_R(t)r(t), \quad (4.109)$$

$$u_I(t) = K_I(t)x_I(t), \quad (4.110)$$

donde:

$$\begin{aligned} \dot{x}_I &= x_e + f_e, \\ x_e &= x_m - x. \end{aligned} \quad (4.111)$$

Las ganancias adaptativas se calculan mediante:

$$K_X = \phi_X^T + \beta_X y_e x^T, \quad \dot{\phi}_X^T = \alpha_X y_e x^T + f_X^T; \quad (4.112a)$$

$$K_R = \phi_R + \beta_R y_e r, \quad \dot{\phi}_R = \alpha_R y_e r + f_R; \quad (4.112b)$$

$$K_I = \phi_I^T + \beta_I y_e x_I^T, \quad \dot{\phi}_I^T = \alpha_I y_e x_I^T + f_I^T; \quad (4.112c)$$

donde, $\alpha_X, \alpha_R, \alpha_I, \beta_X, \beta_R$ y β_I son las ganancias adaptativas positivas, mientras que:

$$\begin{aligned} y_e &= C_e x_e, \\ C_e &= B_e P, \\ P A_m + A_m^T P &= -Q \\ Q &= Q^T > 0 \end{aligned} \quad (4.113)$$

Las funciones f_e, f_X, f_R y f_I , que no aparecen en los algoritmos clásicos de MCS mostrados previamente, dependen de la estrategia utilizada para limitar la evolución de la variable integral, x_I , y las ganancias adaptativas, que normalmente es la proyección de paramétrica o la modificación σ [142]. Para obtener estos términos, la única suposición adicional que se requiere con respecto a los algoritmos MCS disponibles en la literatura técnica es que se conocen cotas para los parámetros de la planta.

$$\Gamma_\alpha = \text{diag}(\hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2, \dots, \hat{\alpha}_{2n+1}), \quad \Gamma_\beta = \text{diag}(\hat{\beta}_1, \hat{\beta}_2, \dots, \hat{\beta}_{2n+1}), \quad (4.114)$$

con:

$$\begin{aligned} (\hat{\alpha}_i, \hat{\beta}_i) &= (\alpha_X, \beta_X), \quad i = 1, \dots, n, \\ (\hat{\alpha}_{n+1}, \hat{\beta}_{n+1}) &= (\alpha_R, \beta_R), \\ (\hat{\alpha}_i, \hat{\beta}_i) &= (\alpha_I, \beta_I), \quad i = n + 2, \dots, 2n + 1. \end{aligned} \quad (4.115)$$

Se denomina como ϕ el vector que escoge la parte integral de las ganancias adaptativas, es decir:

$$\phi^T = [\phi_1 \quad \phi_2 \quad \dots \quad \phi_{2n+1}] = \begin{bmatrix} \phi_X^T & \vdots & \phi_R & \vdots & \phi_I^T \end{bmatrix}. \quad (4.116)$$

Además, el vector $\phi^* \in \mathbb{R}^{2n+1}$ se define como:

$$\begin{aligned} \phi^{*T} &= [\phi_1^*, \phi_2^*, \dots, \phi_{2n+1}^*] = \begin{bmatrix} \phi_X^{*T} & \vdots & \phi_R^* & \vdots & \phi_I^{*T} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} b^{-1} B_e^T (A_m - A) & \vdots & b^{-1} b_m & \vdots & \mathcal{O}_n^T \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (4.117)$$

siendo \mathcal{O}_n el vector nulo en \mathbb{R}^n , y donde además:

$$\phi_{X_j}^* = b^{-1}(a_{m,j} - a_j), \quad j = 1, \dots, n. \quad (4.118)$$

Obsérvese que, como los parámetros de la planta son desconocidos, no es posible calcular eficientemente ϕ^* . Sin embargo, como el rango de variación de los parámetros de la planta sí es conocido, es posible encontrar dos vectores $\phi^u, \phi^l \in \mathbb{R}^{2n+1}$, definidos como:

$$\phi^{uT} = [\phi_1^u \quad \phi_2^u \quad \dots \quad \phi_{2n+1}^u] = [\phi_X^{uT} \quad \vdots \quad \phi_R^u \quad \vdots \quad \phi_I^{uT}], \quad (4.119)$$

$$\phi^{lT} = [\phi_1^l \quad \phi_2^l \quad \dots \quad \phi_{2n+1}^l] = [\phi_X^{lT} \quad \vdots \quad \phi_R^l \quad \vdots \quad \phi_I^{lT}], \quad (4.120)$$

y una constante positiva \mathcal{M} , tal que:

$$\phi^* \in \Gamma_\phi := \{ \phi \in \mathbb{R}^{2n+1} : \|\phi\| \leq \mathcal{M} \} \quad (4.121a)$$

$$\phi^* \in \Lambda_\phi := [\phi_1^l, \phi_1^u] \times \dots \times [\phi_{2n+1}^l, \phi_{2n+1}^u], \quad (4.121b)$$

donde $\|\cdot\|$ corresponde a la norma 2 de un vector. Además, la diferencia entre ϕ^* y ϕ se designa como:

$$\phi_e = \phi^* - \phi \quad (4.122)$$

Por último, de la evolución de las ganancias adaptativas integrales, f_X , f_R y f_I , se recogen en un vector definido como:

$$f^T = [f_1 \quad f_2 \quad \dots \quad f_{2n+1}] = [f_X^T \quad \vdots \quad f_R \quad \vdots \quad f_I^T]. \quad (4.123)$$

Existe una versión en tiempo discreto para MCSI propuesta en [143], descrita en la sección 4.6.2.

4.6.1. MCSI con proyección paramétrica

El propósito de la proyección paramétrica para los términos f_X , f_R y f_I , de f se consigue con componentes de la siguiente forma:

$$f_{X_j} = \begin{cases} 0 & \text{sí } \phi_{X_j} \in (\phi_{X_j}^l, \phi_{X_j}^u), \\ \text{ó } \phi_{X_j} = \phi_{X_j}^l & \text{y } h_{X_j} \geq 0, \\ \text{ó } \phi_{X_j} = \phi_{X_j}^u & \text{y } h_{X_j} \leq 0, \\ -h_{X_j} & \text{en cualquier otro caso,} \end{cases} \quad (4.124a)$$

$$f_R = \begin{cases} 0 & \text{sí } \phi_R \in (\phi_R^l, \phi_R^u), \\ \text{ó } \phi_R = \phi_R^l & \text{y } h_R \geq 0, \\ \text{ó } \phi_R = \phi_R^u & \text{y } h_R \leq 0, \\ -h_R & \text{en cualquier otro caso,} \end{cases} \quad (4.124b)$$

$$f_{I_j} = \begin{cases} 0 & \text{sí } \phi_{I_j} \in (\phi_{I_j}^l, \phi_{I_j}^u), \\ \text{ó } \phi_{I_j} = \phi_{I_j}^l & \text{y } h_{I_j} \geq 0, \\ \text{ó } \phi_{I_j} = \phi_{I_j}^u & \text{y } h_{I_j} \leq 0, \\ -h_{I_j} & \text{en cualquier otro caso,} \end{cases} \quad (4.124c)$$

donde:

$$\begin{aligned} h_{X_j} &= \alpha_X y_e x_j, \quad j = 1 \dots n, \\ h_R &= \alpha_R y_e r, \\ h_{I_j} &= \alpha_I y_e x_{I_j}, \quad j = 1 \dots n. \end{aligned} \quad (4.125)$$

Obsérvese que, de esta manera, f_j es cero mientras que la ganancia integral correspondiente ϕ_j está dentro de los límites, y se activa cuando ϕ_j alcanza cualquiera de sus límites con una tendencia a abandonar la región. En este caso, el término de proyección del parámetro congela ϕ_j en el valor de intervalo admisible inferior o superior correspondiente.

A su vez, se propone una estrategia de bloqueo basada en la proyección de parámetros para la variable integral x_I , para mantener su evolución limitada en una región predeterminada del plano de fase. Este dominio se define como:

$$\Lambda_I := \left[x_{I_1}^l, x_{I_1}^u \right] \times \dots \times \left[x_{I_n}^l, x_{I_n}^u \right], \quad (4.126)$$

con, $x_{I_j}^l < 0$ y $x_{I_j}^u > 0$, para todo $j = 1, \dots, n$. Recordando la definición de x_I en (4.111), su contención dentro de Λ_I se consigue mediante el siguiente esquema:

$$f_{e_j}(t) = \begin{cases} 0 & \text{sí } x_{I_j} \in (x_{I_j}^l, x_{I_j}^u), \\ \phi & \text{ó } x_{I_j} = x_{I_j}^l \text{ y } x_{e_j} \geq 0, \\ \phi & \text{ó } x_{I_j} = x_{I_j}^u \text{ y } x_{e_j} \leq 0, \\ -x_{e_j}(t) & \text{en cualquier otro caso.} \end{cases} \quad (4.127)$$

Por último se establece en el artículo que considerando el sistema (4.103) con $\delta \in L_2 \cap L_\infty$ y el modelo de referencia (4.105). La acción de control viene dada por (4.108) - (4.113) con la parte integral de las ganancias adaptativas en (4.112) completado con los términos f en (4.123) calculada de acuerdo con la ley de proyección paramétrica en (4.124) y de modo que $\phi(t_0) \in \Lambda_\phi$, mientras la dinámica de x_I en (4.111) se completa con la estrategia de bloqueo (4.127) y $x_I(t_0) \in \Lambda_I$. Entonces, se delimitan todas las señales de lazo cerrado y, en particular $(\phi, x_I) \in \Lambda_\phi \times \Lambda_I$, y $x_e \rightarrow 0$ como $t \rightarrow +\infty$.

Esto se aplica también a los sistemas lineales variantes en el tiempo **LTV**, bajo el supuesto de una variación lenta de los parámetros de la planta con respecto a la de la parte integral de las ganancias adaptativas, basados en:

Si la matriz dinámica de la planta dada en (4.104) es variable en el tiempo, es decir, $A = A(t)$ con $a_j = a_j(t)$ en la última fila de $A(t)$, para todo $j = 1, \dots, n$,

$$\frac{\dot{a}_j(t)}{b} + \alpha y_e(t) x_j(t) \approx \alpha y_e(t) x_j(t), \quad (4.128)$$

entonces todo lo expuesto sigue siendo válido. Vale la pena remarcar que esta es una suposición estándar en la literatura de MCS ([128], [144]).

4.6.2. MCS con proyección paramétrica en tiempo discreto

La descripción completa de un controlador adaptativo por modelo de referencia con síntesis de controlador mínima con limitación de ganancias en tiempo discreto se presenta en [143]. Basados en el caso del tiempo continuo, en el documento se propone una solución analítica para hacer frente al posible inicio de la inestabilidad de ganancias adaptativas para las estrategias MCS de tiempo discreto.

En el artículo se propone una mejora a la estrategia MCS de tiempo discreto con acción integral **DTMCSI** propuesta en [145], al incluir un método de bloqueo de ganancia basado en la proyección de parámetros **PP**. El objetivo del control que se plantea en el documento citado, es resolver el problema de control MRAC para sistemas LTI de tiempo discreto cuando los parámetros de la planta se ven afectados por las incertidumbres y cuando la dinámica de la planta está sujeta a una perturbación aditiva, cuadrable e incierta, mientras se garantiza la limitación de las ganancias adaptativas en un conjunto dado.

La novedosa acción de control, denominada con el acrónimo **DTMCSI-PP**, se puede aplicar también a los sistemas LTV, siempre que la variación de los parámetros de la planta sea más lenta que la de las ganancias adaptativas.

A continuación se describe la estructuración de la proyección paramétrica aplicada a MCS con acción integral en tiempo discreto, de acuerdo a la nomenclatura propia de sus autores.

4.6.2.1. DTMCSI-PP en tiempo discreto

Se inicia por considerar una planta de la forma:

$$x(k+1) = Ax(k) + B_p u(k) + Bd(k), \quad x(0) \in \mathbb{R}^n, \quad (4.129)$$

siendo $x \in \mathbb{R}^n$ los estados y $u \in \mathbb{R}$ la entrada del sistema, y $d \in L_2$ una posible perturbación que actúa sobre la dinámica de la planta, donde $n \in \mathbb{N}$ es la dimensión del espacio de estado. Las matrices del sistema $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B_p \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ y $B \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ están en forma canónica de controlable, es decir.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_1 & -a_2 & \dots & \dots & -a_n \end{bmatrix}, \quad (4.130a)$$

$$B_p = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ b]^T = bB, \quad (4.130b)$$

$$B = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1]^T. \quad (4.130c)$$

Las siguientes hipótesis son asumidas para los parámetros de la planta.

Hipótesis A.

(i) Se conocen los límites superiores e inferiores de los parámetros de la planta a_i , es decir, $a_i \in [a_i^l, a_i^u]$, donde $a_i^l \leq a_i^u$ y son constantes conocidas $\forall i = 1, \dots, n$.

(ii) El parámetro de ganancia b tiene signo definido, y por ello los límites superior e inferior también son conocidos, es decir, $b \in [b_i^l, b_i^u]$, con $b_i^l \leq b_i^u$ conocidos, y también $b_i^l > 0$, ó $b_i^u < 0$.

De acuerdo a **DTMCSI-PP**, el objetivo es diseñar una ley de control para imponer al sistema (4.129) la dinámica de un cierto modelo de referencia asintóticamente estable, manteniendo todas las señales de bucle cerrado limitadas. Se supone que el modelo de referencia es un sistema lineal invariable en el tiempo de la forma:

$$x_m(k+1) = A_m x_m(k) + B_m r(k), \quad x_m(0) \in \mathbb{R}^n, \quad (4.131)$$

donde $x_m \in \mathbb{R}^n$ y $r(k) \in \mathbb{R}$, son el estado y la entrada del modelo de referencia, respectivamente, y A_m , B_m tienen las mismas dimensiones y forma canónica que las matrices de la planta A , B , respectivamente, es decir:

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_{m1} & -a_{m2} & \dots & \dots & -a_{mn} \end{bmatrix}, \quad (4.132a)$$

$$B_m = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ b_m]^T = b_m B. \quad (4.132b)$$

Además, se hacen las siguientes suposiciones de diseño para el modelo de referencia.

Hipótesis B.

- (i) A_m es una matriz Hurwitz en tiempo discreto.
- (ii) La entrada de referencia está limitada, es decir $r \in L_\infty$.
- (iii) Se define \mathbb{I} como la matriz identidad en $\mathbb{R}^{n \times n}$. Entonces $Q = Q^T$ es una matriz simétrica tal que $Q - \mathbb{I} > 0$, mientras $P = P^T > 0$ es una solución de la ecuación de Lyapunov de tiempo discreto.

$$A_m^T P A_m - P = -Q. \quad (4.133)$$

El algoritmo DTMCSI-PP para resolver el problema de MRAC, es decir $x \rightarrow x_m$ cuando $k \rightarrow +\infty$, es:

$$u(k) = u_{MCS}(k) + u_E(k), \quad (4.134)$$

con:

$$u_{MCS}(k) = L_X(k)x(k) + L_R(k)r(k), \quad (4.135a)$$

$$u_E(k) = L_E(k)x_E(k), \quad (4.135b)$$

donde:

$$x_E(k) = \sum_{i=0}^k x_e(i), \quad x_e(k) = x_m(k) - x(k), \quad (4.136)$$

mientras que las ganancias de control adaptativo se calculan como:

$$L_X(k) = L_{XI}(k) + \beta y_e(k+1)x^T(k), \quad (4.137a)$$

$$L_R(k) = L_{RI}(k) + \beta y_e(k+1)r(k), \quad (4.137b)$$

$$L_E(k) = L_{EI}(k) + \beta_E y_e(k+1)x_E^T(k), \quad (4.137c)$$

con y_e siendo una salida auxiliar seleccionada como:

$$y_e(k) = B^T P x_e(k) \in \mathbb{R}. \quad (4.138)$$

Las partes integrales de las ganancias en (4.137) se calculan como:

$$L_{XI}(k) = \tilde{L}_{XI}(k) + f_X(k), \quad (4.139a)$$

$$L_{RI}(k) = \tilde{L}_{RI}(k) + f_R(k), \quad (4.139b)$$

$$L_{EI}(k) = \tilde{L}_{EI}(k) + f_E(k), \quad (4.139c)$$

donde las funciones \tilde{L}_{XI} , \tilde{L}_{RI} , \tilde{L}_{EI} son definidas como:

$$\tilde{L}_{XI}(k) = L_{XI}(k-1) + \alpha y_e(k)x^T(k-1), \quad (4.140a)$$

$$\tilde{L}_{RI}(k) = L_{RI}(k-1) + \alpha y_e(k)r(k-1), \quad (4.140b)$$

$$\tilde{L}_{EI}(k) = L_{EI}(k-1) + \alpha_E y_e(k)x_E^T(k-1), \quad (4.140c)$$

mientras que $f_X(k) \in \mathbb{R}^n$, $f_R(k) \in \mathbb{R}$ y $f_E(k) \in \mathbb{R}^n$ se definen por componentes como:

$$f_{X_j} = \begin{cases} 0 & \text{si } \tilde{L}_{XI_j}(k) \in [L_{XI_j}^l, L_{XI_j}^u] \\ L_{XI_j}^u - \tilde{L}_{XI_j}(k) & \text{si } \tilde{L}_{XI_j}(k) > L_{XI_j}^u \\ L_{XI_j}^l - \tilde{L}_{XI_j}(k) & \text{si } \tilde{L}_{XI_j}(k) < L_{XI_j}^l, \end{cases} \quad (4.141a)$$

$$f_R = \begin{cases} 0 & \text{si } \tilde{L}_{RI}(k) \in [L_{RI}^l, L_{RI}^u] \\ L_{RI}^u - \tilde{L}_{RI}(k) & \text{si } \tilde{L}_{RI}(k) > L_{RI}^u \\ L_{RI}^l - \tilde{L}_{RI}(k) & \text{si } \tilde{L}_{RI}(k) < L_{RI}^l, \end{cases} \quad (4.141b)$$

$$f_{E_j} = \begin{cases} 0 & \text{si } \tilde{L}_{EI_j}(k) \in [L_{EI_j}^l, L_{EI_j}^u] \\ L_{EI_j}^u - \tilde{L}_{EI_j}(k) & \text{si } \tilde{L}_{EI_j}(k) > L_{EI_j}^u \\ L_{EI_j}^l - \tilde{L}_{EI_j}(k) & \text{si } \tilde{L}_{EI_j}(k) < L_{EI_j}^l. \end{cases} \quad (4.141c)$$

Los pesos de control y los límites de las partes integrantes de las ganancias de control se eligen de la siguiente manera.

Hipótesis C.

(i) Los pesos de control $\alpha, \alpha_E, \beta, \beta_E$ son tales que:

$$\text{signo}(\alpha) = \text{signo}(\beta) = \text{signo}(b), \quad (4.142a)$$

$$\text{signo}(\alpha_E), \text{signo}(\beta_E) \in \{0, \text{signo}(b)\}, \quad (4.142b)$$

$$|\beta| \geq \frac{|\alpha|}{2}, \quad |\beta_E| \geq \frac{|\alpha_E|}{2}. \quad (4.142c)$$

(ii) Las partes integrales de las ganancias de control $L_{XI_j}^l, L_{XI_j}^u, L_{EI_j}^l, L_{EI_j}^u, j = 1, \dots, n$, y L_{RI}^l, L_{RI}^u , son elegidas verificando que:

$$\frac{a_{m_j} - a_j}{b} \in [L_{XI_j}^l, L_{XI_j}^u], \quad 0 \in [L_{EI_j}^l, L_{EI_j}^u], \quad \frac{b_m}{b} \in [L_{RI}^l, L_{RI}^u].$$

Observación 1. La hipótesis **C.(i)** puede cumplirse cuando se verifica la hipótesis **A.(ii)**. Además, como los parámetros del modelo de referencia a_{m_j} y b_m son conocidos por diseño, los parámetros $L_{XI_j}^l, L_{XI_j}^u, L_{RI}^l, L_{RI}^u$ en la hipótesis **C.(ii)** pueden obtenerse fácilmente de $a_j^l, a_j^u, b_j^l, b_j^u$ cuando la hipótesis A es verificada.

El objetivo de control, que es, la convergencia del error de seguimiento a cero y la delimitación de todas las señales de lazo cerrado bajo perturbaciones de cuadrado sumable, está garantizado por el siguiente resultado:

Teorema 1. Considere el sistema (4.129) y el modelo de referencia (4.131). Si se cumplen las hipótesis A, B y C, para todos los $j = 1 \dots n$, entonces:

$$L_{XI_j}(0) \in [L_{XI_j}^l, L_{XI_j}^u], \quad L_{RI}(0) \in [L_{RI}^l, L_{RI}^u], \quad L_{EI_j}(0) \in [L_{EI_j}^l, L_{EI_j}^u]. \quad (4.143)$$

Además si $d \in L_2$, entonces la ley de control adaptativo (4.134)-(4.141) garantiza que $x_e(k) \rightarrow 0$ cuando $k \rightarrow \infty$, y $x, x_E, \bar{L}_X, L_R, L_E, u \in L_\infty$.

Observación 2.

- i) El método de proyección paramétrica consiste en utilizar las funciones de proyección de parámetros (4.141) para el cálculo de la parte integral de las ganancias adaptativas (4.139).
- ii) En el caso de que f_X, f_R y f_E se establezcan en cero, la acción de control (4.134)-(4.141) se reduce al MCS con acción integral en tiempo discreto DTMCSI. Sin embargo, las ganancias del algoritmo DTMCSI $\tilde{L}_{XI}(k), \tilde{L}_{RI}(k), \tilde{L}_{EI}(k)$ pueden entonces crecer sin límites frente a perturbaciones o dinámicas no modeladas, aunque $x(k), x_E(k)$ y la entrada $r(k)$ estén limitados. Por lo tanto, el nuevo algoritmo mejora y amplía los disponibles en la literatura, garantizando una evolución de las ganancias de control en un grupo limitado y preasignado. Además, a diferencia de [145], aquí se muestra analíticamente que las perturbaciones desconocidas en L_2 no alteran la estabilidad de lazo cerrado.
- iii) En caso de no tener perturbaciones, es decir, $d(k) = 0, \forall k \geq 0$, el requisito $Q - \mathbb{I} > 0$ en (4.133) se puede reemplazar por $Q > 0$, como se supone generalmente para el DTMCS [144] y en las estrategias de DTMCS [145]. Sin embargo, el uso de una matriz Q que satisfaga el supuesto **B.(iii)** no conlleva ninguna limitación porque es seleccionado por los diseñadores.
- iv) El mecanismo adaptativo (4.137) en el instante de tiempo discreto $t = k$ requiere el conocimiento de la señal de salida en el momento $k + 1$, es decir, $y_e(k + 1)$. Este problema, conocido como el problema del retardo en la literatura MRAC [125], puede ser resuelto prácticamente mediante una estimación de la muestra $y_e(k + 1)$ tal como se propone en [125, 124], descrito en la sección 4.4.1.
- v) Es importante notar que en los algoritmos de MCS de tiempo discreto propuestos en la literatura hasta ahora, la suma de la parte integral de las ganancias de control es hasta el actual instante de tiempo k , incluyendo así la parte del término de retardo, mientras que el resto está en la ganancia

proporcional. Sin embargo, en (4.137), (4.139), (4.140) la ganancia integral no se ve afectada por el problema del retardo, ya que el término del retardo está totalmente incluido en la parte proporcional de las ganancias de adaptación. Por lo tanto, el problema del retardo tiene que ser considerado solo cuando se manipulan los términos adaptativos proporcionales, simplificando así la prueba del **Teorema 1**, usado en el método de Lyapunov.

- vi) A partir de la definición del mecanismo de actualización (4.139), es evidente que las partes integrales de las ganancias de control están limitadas. Específicamente, $L_{XI_j} \in [L_{XI_j}^l, L_{XI_j}^u]$, $L_{EI_j} \in [L_{EI_j}^l, L_{EI_j}^u]$, $j = 1, 2, \dots, n$, y $L_{RI} \in [L_{RI}^l, L_{RI}^u]$.
- vii) La única suposición adicional que se requiere con respecto a la estrategia MCS presentada en [145], es conocer algunos límites para los parámetros de la planta. Esta no es una limitación, porque los valores nominales para los parámetros de la planta, así como su rango de variación, a menudo están disponibles en los problemas de ingeniería.

4.7. Análisis de los algoritmos de MCS

Una vez conocidos los algoritmos de MCS como también sus variantes desde el ámbito matemático, se observa que tiene unas ventajas para enfrentar los problemas de control expuestos previamente, frente a otros controladores. Como se ha podido entender desde el ámbito teórico es recomendable implementar en la medida de lo posible MCS con proyección paramétrica en los sistemas de control con perturbación periódica, para así evitar problemas de estabilidad cuando las ganancias adaptativas crecen a la deriva.

Para ello primero se deberán establecer las plantas bajo la Forma Canónica Controlable, determinar si son controlables y verificar las condiciones de Erzberger como también el signo de b , sin olvidar que A_m sea una matriz Hurwitz. Es importante determinar un modelo de referencia que guarde las características deseadas de funcionamiento del sistema y para tener un seguimiento lo mas fiel posible de la planta es necesario sintonizar muy bien las ganancias adaptativas α y β .

Como metodología se ve adecuado implementar primero los algoritmos de MCS y luego ir escalando hacia sus variantes con proyección paramétrica.

A continuación en los capítulos 5 y 6, se mostrará la implementación MCS y sus variantes, bajo la metodología planteada en las plantas Roto-Imán e Inversor basado en LCL, plantas de primer orden y tercer orden respectivamente.

Capítulo 5

Implementación de MCS para el Roto-Imán y el Inversor basado en LCL

5.1. Introducción

Una vez presentados los conceptos de MCS, en este capítulo se procederá a diseñar e implementar cada uno de los componentes de MCS para la planta Roto-Imán y el Inversor basado en LCL, partiendo desde el ámbito de tiempo continuo para luego implementarlo en tiempo discreto.

Se iniciará con el desarrollo de MCS para la planta Roto-imán, dado que es una planta más simple que el Inversor basado en LCL, lo que permitirá ir verificando todos los resultados obtenidos en forma de simulación y experimental, y así luego con estas certezas poder implementar en el Inversor.

En el caso del Inversor basado en LCL, se iniciará con la verificación de las condiciones básicas para construir un MCS, para ello primero se obtendrá un sistema en el Espacio de Estados bajo la Forma Canónica Controlable, para luego verificar si el sistema cumple con las condiciones de Controlabilidad y Observabilidad. Después se desarrollará el Modelo de Referencia para el Inversor basado en LCL, mostrando la metodología empleada como la simulación del mismo. Dada la complejidad de no poder medir todas las variables de estados se construirá un Observador de Estados de orden completo para el Inversor, mostrando su convergencia con el sistema. En virtud de que los valores de los elementos del Filtro LCL son muy pequeños y al tener los valores de los estados de sistema muy grandes se procederá a Normalizar el sistema, para de esta forma evitar errores numéricos.

Una vez concluidos con todos estos pasos se procederá a desarrollar modelos de simulación a los cuales se incorporará primero el algoritmo de control de MCS en tiempo continuo, para luego implementar MCS en tiempo discreto. Estos modelos en cada caso serán modelo matemático, modelo promediado y modelo conmutado.

5.2. Condiciones de Implementación de MCS para el Roto-Imán

De acuerdo al marco teórico revisado en el capítulo anterior, las condiciones mínimas para el establecimiento de MCS es primero que la planta Roto-Imán pueda ser establecida en el espacio de estados en Forma Canónica Controlable. Luego determinar si es controlable y por último conocer el signo de b . Cada uno de estas condiciones se irán desarrollando a continuación.

5.2.1. Características de la Planta Roto-imán

La función de transferencia de la planta Roto-imán presentada en (2.16), que relaciona la velocidad angular y el voltaje de alimentación, que la denominaremos en este capítulo como *Planta Roto-imán*, y que tendrá la nomenclatura $P_R(s)$, es una función de transferencia de primer orden con las unidades descritas en la ecuación (5.1):

$$P_R(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{k_R}{\tau_{RS} + 1} = \frac{16.152 \text{ rev/s}}{0.457s + 1} \cdot V. \quad (5.1)$$

El diagrama de Bode junto con el diagrama de polos y ceros de la planta Roto-imán se muestran en la Figura 5.1, donde se puede observar que es estable y con una alta ganancia.

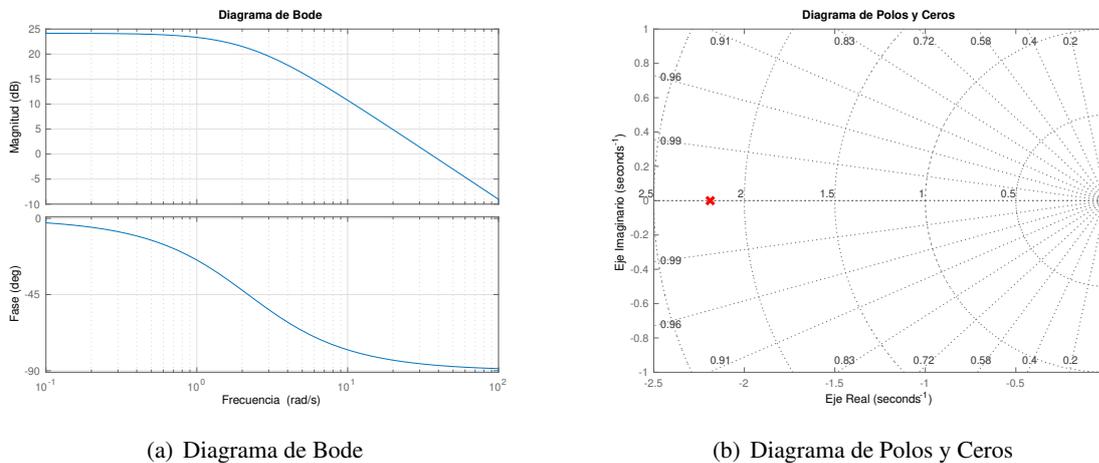


Figura 5.1: Diagramas de la planta **Roto-imán**

Al aplicar a la entrada de la planta Roto-imán un escalón unitario se produce en su salida la respuesta mostrada en la Figura 5.2, donde se puede observar que la planta tiene una ganancia muy grande. El valor generado por el escalón unitario en la salida es de 16.152 rev/s , en estado estacionario.

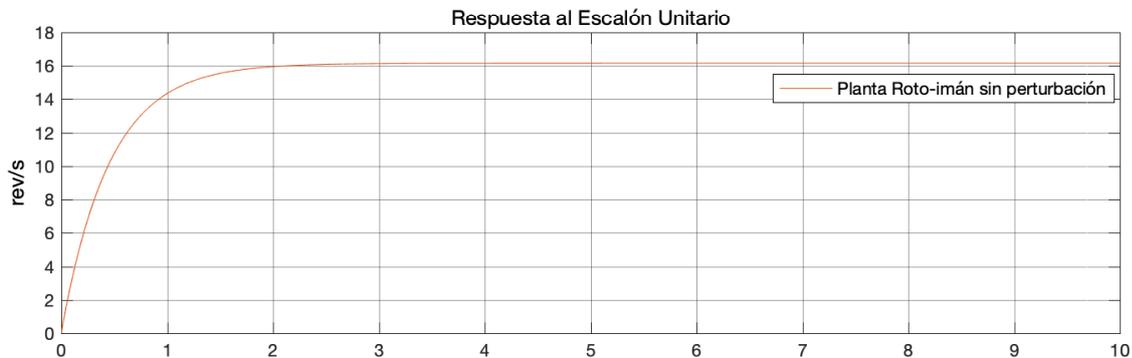


Figura 5.2: Respuesta de la planta Roto-imán ante un escalón unitario

5.2.2. Forma Canónica Controlable del Roto-imán

Bajo la estructura en el espacio de estados:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}bu \\ y &= \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}u\end{aligned}\quad (5.2)$$

y de acuerdo al procedimiento de [146], expresamos la función de transferencia (5.1) de la planta Roto-imán como:

$$(0.457s + 1)y(s) = 16.152u(s), \quad (5.3)$$

que al ser pasada al dominio del tiempo se tendrá:

$$0.457 \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = 16.152 u(t). \quad (5.4)$$

Al considerar como variable de estado:

$$x = y, \quad (5.5)$$

se obtiene que:

$$\dot{x}(t) = -\frac{1}{0.457} x(t) + \frac{16.152}{0.457} u(t). \quad (5.6)$$

Así, en el **Espacio de Estados en su Forma Canónica Controlable** la planta Roto-imán queda expresada como:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= -2.8810x + 35.3435u \\ y &= x,\end{aligned}\quad (5.7)$$

donde $A = -2.881$, $B = 1$, $b = 35.3435$, $C = 1$ y $D = 0$. De aquí se desprende también que el signo de b es positivo. Además, el valor característico de A es $\lambda_A = -2.881$ y se encuentra en semi-plano izquierdo del eje imaginario, con lo cual el sistema es estable. En la Figura 5.4, se muestra el diagrama de bloques de la planta Roto-imán en el espacio de estados en forma canónica controlable.

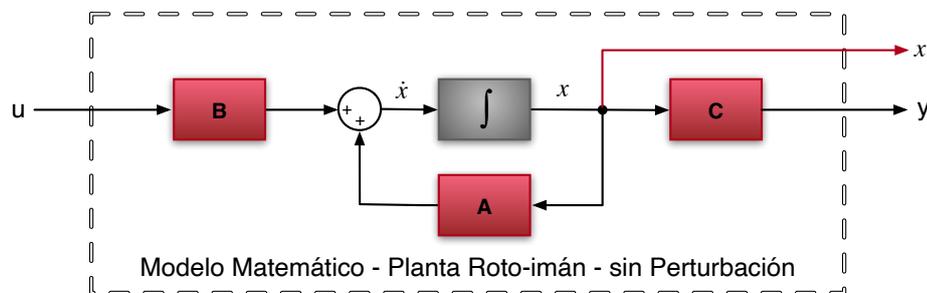


Figura 5.3: Diagrama de bloques del modelo matemático planta Roto-imán

5.2.3. Modelo de Referencia para la Planta Roto-Imán

Para construir el modelo de referencia del Roto-imán se considera un sistema en el espacio de estados en la forma canónica controlable como el mostrado en (5.2), el cual debe guardar correspondencia con la planta Roto-imán, por lo que la matriz de entrada, la de salida y de transmisión directa, deben ser iguales. En tanto que como condición adicional, el modelo de referencia debe tener ganancia unitaria cuando se le aplique un escalón unitario, para de esta forma poder evaluar las características y prestaciones de MCS.

Por lo que el modelo de referencia para la planta Roto-imán se establece como:

$$\begin{aligned}\dot{x}_{mr}(t) &= -2.881 x_{mr}(t) + 2.881 r(t) \\ y_{mr}(t) &= x_{mr}(t)\end{aligned}\quad (5.8)$$

siendo, $A_{mr} = -2.881$, $B_{mr} = 1$, $b_{mr} = 2.881$, $C_{mr} = 1$ y $D_{mr} = 0$. En la Figura 5.4 se presenta el diagrama de bloques del modelo de referencia propuesto.

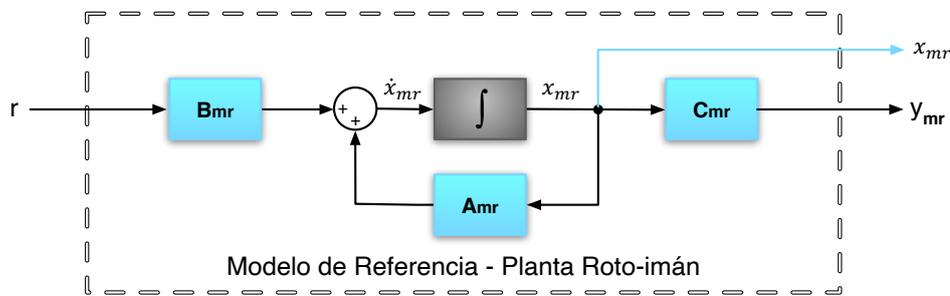


Figura 5.4: Diagrama de Bloques del Modelo de Referencia

En la Figura 5.5 se puede observar la respuesta al escalón unitario para el modelo de referencia propuesto para la planta Roto-imán establecido.

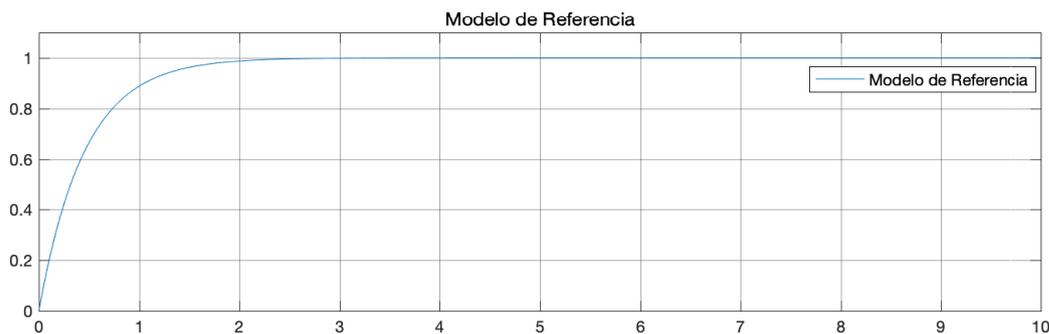


Figura 5.5: Respuesta al escalón unitario del Modelo de Referencia

5.2.4. Modelos de Simulación de MCS para la planta Roto-imán en tiempo continuo

En esta sección se implementa un modelo de simulación matemático que en primera instancia no tendrá perturbación, y esta simulación tienen como objetivo observar el funcionamiento de MCS y determinar

las ganancias adaptativas que presenten mejor performance. Luego se aplicará al modelo matemático un bloque de simulación de la perturbación, que buscará incluir la perturbación de la planta real y observar el comportamiento del sistema y las prestaciones de MCS, buscando que el comportamiento sea muy similar al del modelo de referencia. Para ello se afinan las ganancias adaptativas hasta lograr el performance esperado.

5.2.4.1. Planta Roto-imán sin perturbación

Una vez establecida la planta en forma canónica controlable, y con el modelo de referencia a seguir, se estructura un modelo de simulación de acuerdo al esquema mostrado en la Figura 4.1, utilizando para ello Matlab/Simulink, utilizando el solver ode45 (Dormand-Prince), con un paso variable, y utilizando un paso de integración mínimo de 10^{-4} y un máximo automático. Se considera también una tolerancia relativa de 10^{-3} y una absoluta de 10^{-6} . El resto de parámetros se establecen como automáticos. Se establece como tiempo de simulación 10 segundos. En la Figura 5.6 se muestra el esquema de bloques del modelo de simulación matemático utilizado.

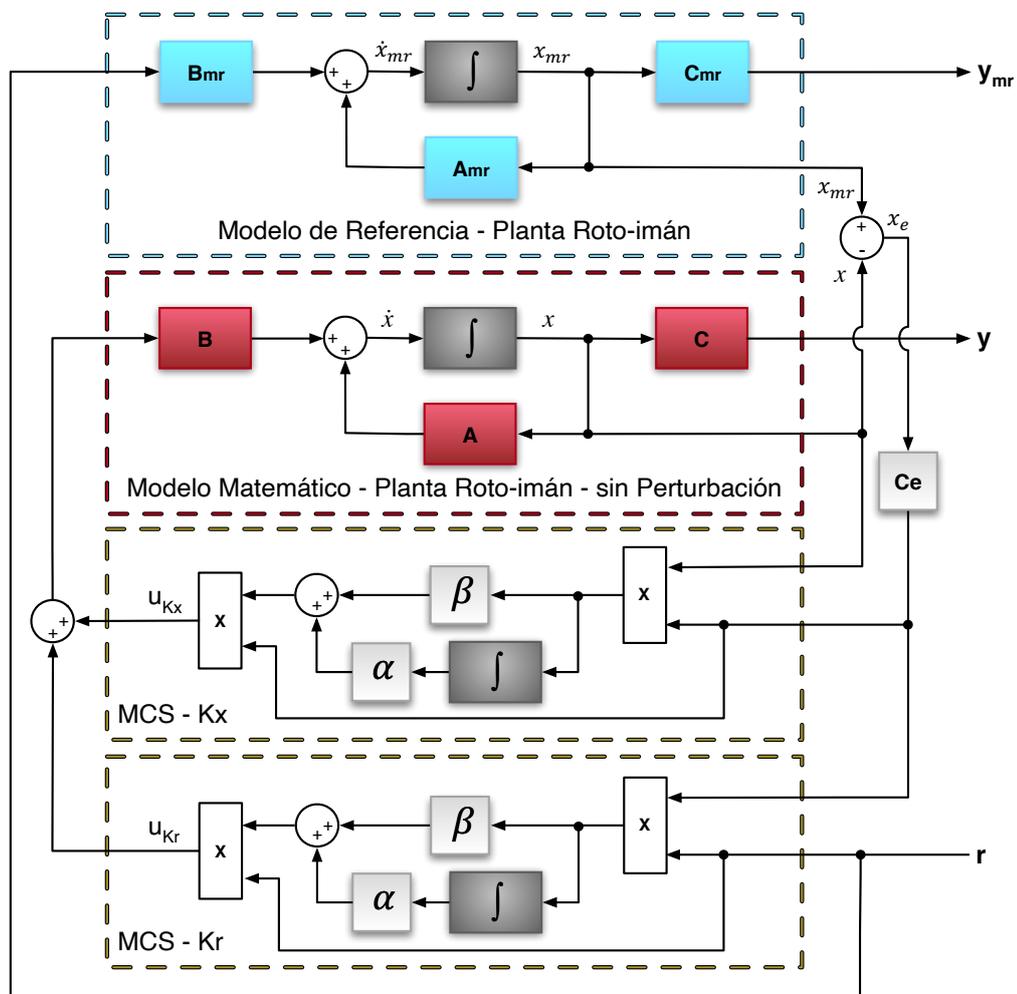


Figura 5.6: Esquema de bloques del modelo de simulación matemático sin perturbación

De forma previa, se establece que el valor de $Q = 1$, con lo que al resolver la ecuación de Lyapunov y

obtener P , se obtiene que el valor de $C_e = 0.2285$. Luego se establecen que los valores iniciales de las ganancias, sean: $\alpha = 0.01$ y $\beta = 0.001$. Con estos valores, se establece como referencia una velocidad de 4 rev/s y se procede a realizar la simulación del sistema, y se obtienen los resultados mostrados en la Figura 5.7.

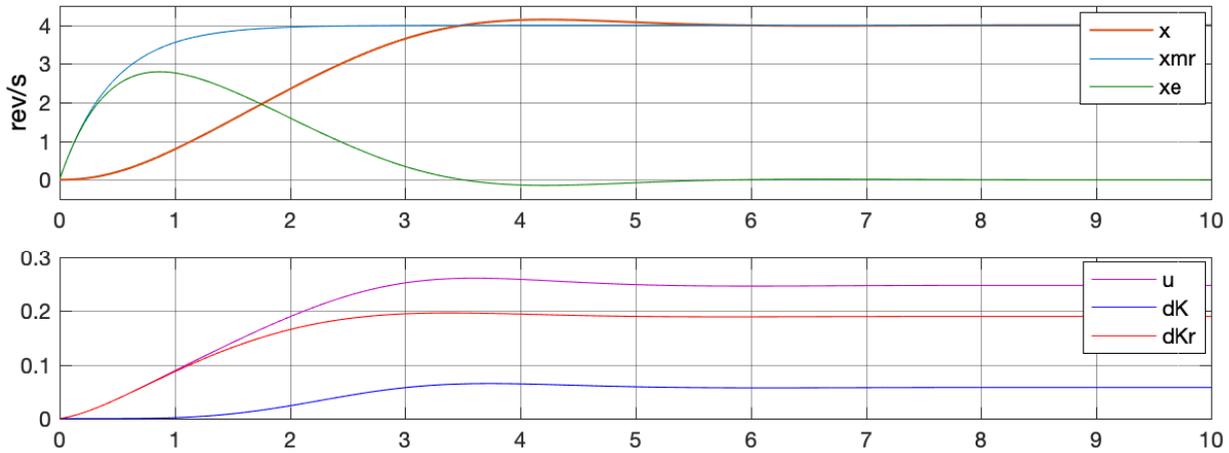


Figura 5.7: Simulación matemática de MCS sin perturbación $\alpha = 0.01$, $\beta = 0.001$.

Como se puede observar, el error x_e es eliminado por MCS en aproximadamente 7.5 segundos, para luego tener un correcto seguimiento de la señal de referencia. Para buscar disminuir el error en el sistema, se prueban con subir las ganancias α y β en un factor de 10, y en la Figura 5.8 se muestran los resultados obtenidos.

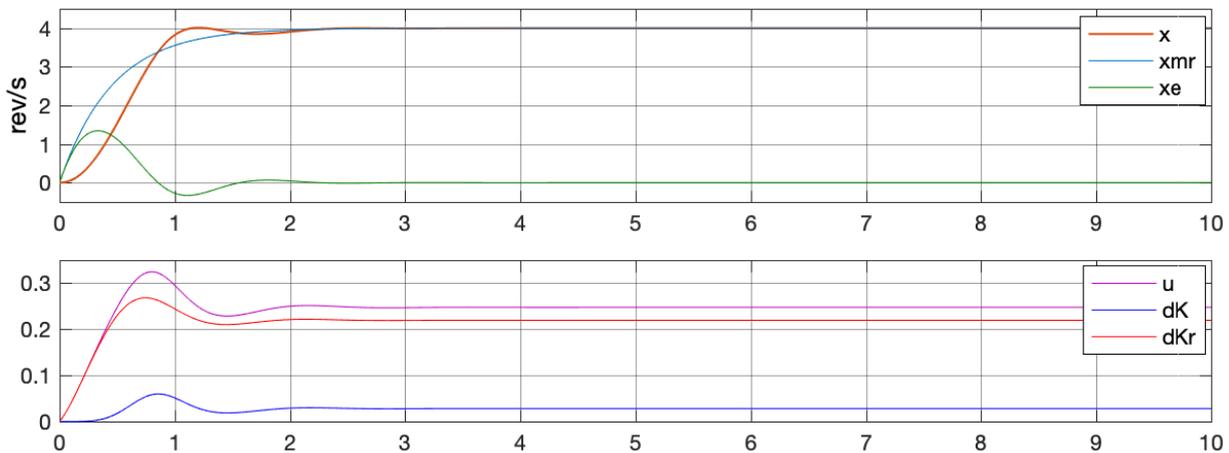


Figura 5.8: Simulación matemática de MCS sin perturbación $\alpha = 0.1$, $\beta = 0.01$.

En las gráficas se observa que el error disminuye, y ahora el seguimiento de la señal de referencia es correcto a partir aproximadamente de 4 segundos. Otro aspecto, es que se observa que las señales se comprimieron, guardando total similitud. Para observar si el error inicial disminuye aún más, se procede a tener un aumento en las ganancias con el mismo factor de 10, es decir teniendo los valores para $\alpha = 1$

y $\beta = 0.1$. Estos resultados se presentan en la Figura 5.9.

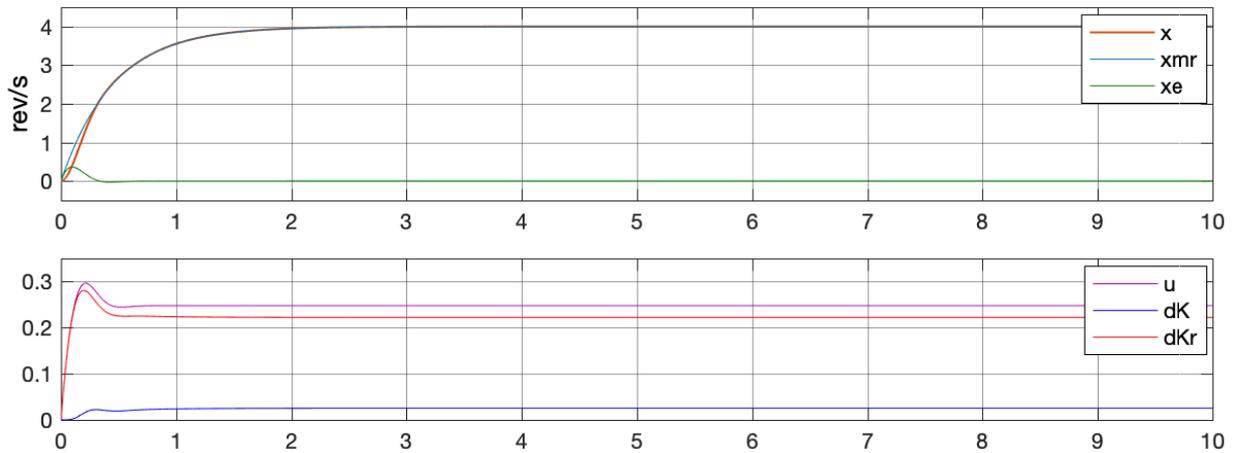


Figura 5.9: Simulación matemática de MCS sin perturbación $\alpha = 1$, $\beta = 0.1$.

En estas gráficas se puede observar que el error x_e disminuye drásticamente y que las ganancias adaptativas $\delta K(t)$ y $\delta K_R(t)$ tienen un comportamiento cada vez más constante, perdiendo la sobre elongación inicial, haciendo que la señal de control u sea cercano a un valor constante, provocando a la vez que la velocidad del roto-imán sea más cercana al del modelo de referencia, manteniendo la estabilidad del sistema.

Buscando que el error x_e tienda a cero, se aumentan las ganancias α y β , en un factor de 10, con respecto a los valores anteriores y se obtienen los resultados mostradas en la Figura 5.10.

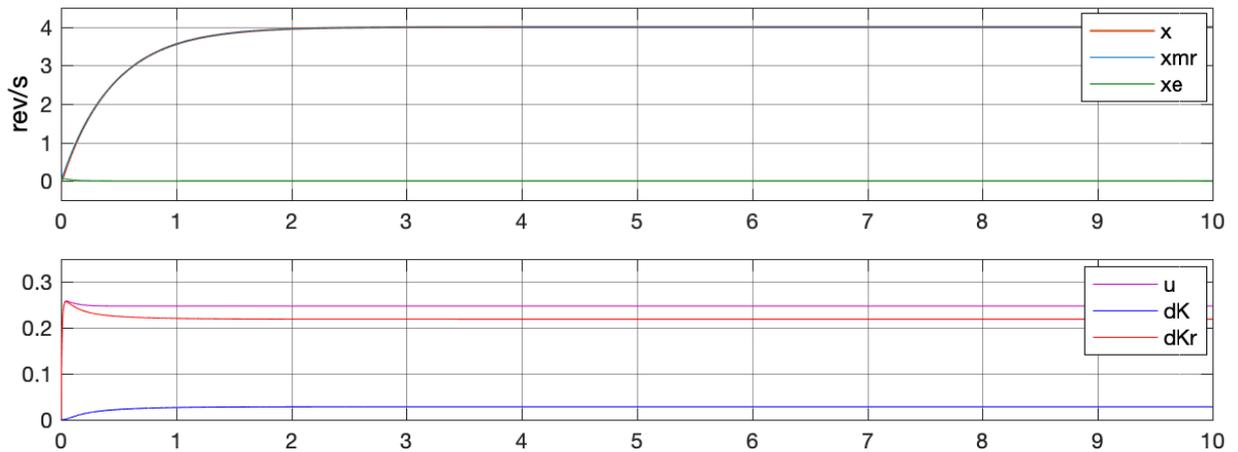


Figura 5.10: Simulación matemática de MCS sin perturbación $\alpha = 10$, $\beta = 1$.

Las ganancias adaptativas $\delta K(t)$ y $\delta K_R(t)$ tienen ahora un comportamiento mucho más constante, generando un error eminentemente imperceptible, y un seguimiento muy cercano al del modelo de referencia, lo que muestra un desempeño correcto de MCS. A partir de 2.581 segundos, la ganancia $\delta K(t)$ se establece en 0.2192 y $\delta K_R(t)$ en 0.02845, permaneciendo estos valores constantes en

el tiempo. Para observar aún más las prestaciones de MCS, y con el objetivo de eliminar el error inicial, entre la planta y el modelo de referencia, se procede a aumentar nuevamente el valor α y β por un factor de 10, con lo cual los valores de las ganancias serían $\alpha = 100$ y $\beta = 10$. Estos resultados son mostrados en la Figura 5.11.

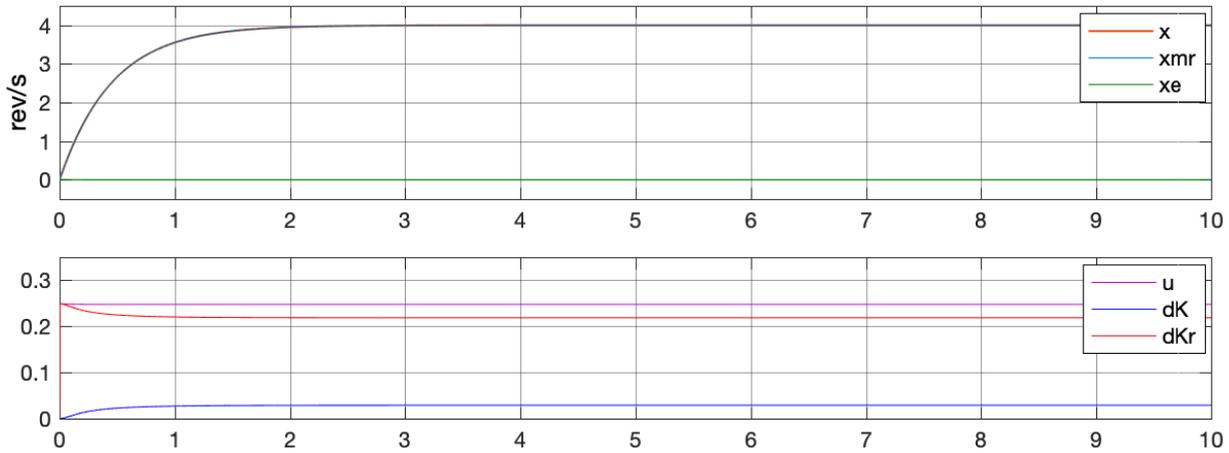


Figura 5.11: Simulación matemática de MCS sin perturbación $\alpha = 100$, $\beta = 10$.

En esta simulación se observa que el error es despreciable y tiende a cero, y se observa que la señal x_e se mantiene constante en cero. A partir de 3.309 segundos, la ganancia $\delta K(t)$ se establece en 0.2187 y $\delta K_R(t)$ en 0.0289. Una ampliación de la simulación que permite observar los primeros 0.01 segundos, se muestra en la Figura 5.12, donde se puede observar que existe un error de seguimiento de $6.209 \cdot 10^{-3}$ rev/s a los 0.01 segundos. Este error de acuerdo a la adaptación va disminuyendo, y a los 10 segundos se tiene un error de $-3.464 \cdot 10^{-14}$, lo que evidencia el poder de MCS en el seguimiento del modelo de referencia.

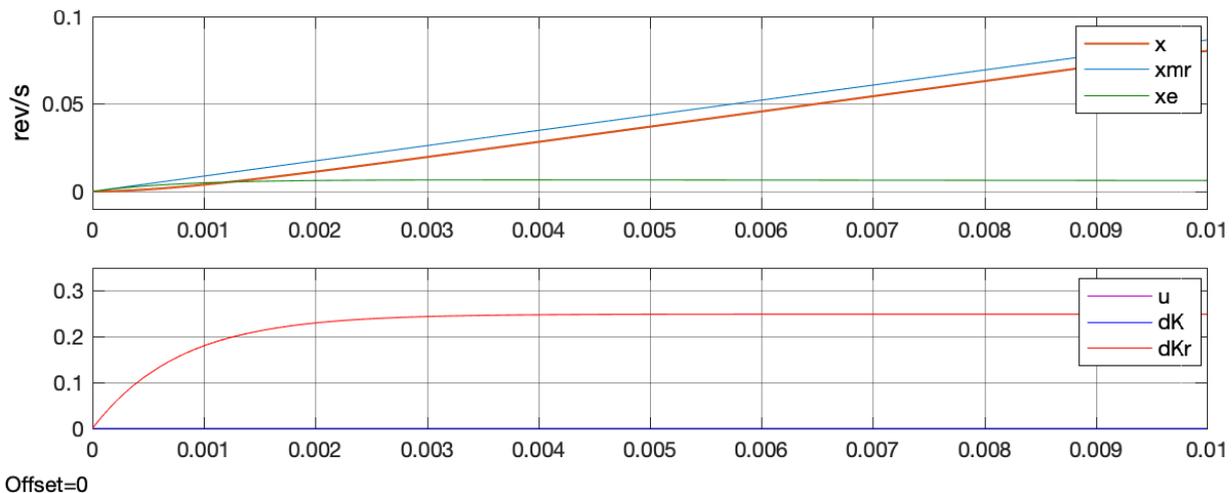


Figura 5.12: Ampliación de la simulación matemática de MCS sin perturbación $\alpha = 100$, $\beta = 10$.

Luego de la experimentación matemática mostrada en esta sección, se puede decir que la precisión en

el seguimiento en el arranque, depende del valor de las ganancias α y β , y su valor dependerá de las condiciones de funcionamiento y desempeño de la planta a controlar. Como se ha podido observar en las diferentes simulaciones el error es el mismo, pero el tiempo transitorio disminuye al aumentar los valores de α y β , por lo que la precisión en el arranque se deberá definir por el diseñador.

5.2.4.2. Planta Roto-imán con perturbación

Al modelo de simulación matemático mostrado en la Figura 5.6 se le incorpora un bloque que emulará la perturbación presente en el eje del Roto-imán, generada por la interacción de los imanes con los electroimanes. Este modelo de perturbación es desarrollado mediante la combinación de diferentes ondas periódicas, buscando que la emulación de la perturbación sea lo más cercana a la realidad. Este bloque se adiciona, considerando un tipo de perturbación sumativa a la salida de la planta. En la Figura 5.13 se muestra el modelo de perturbación de velocidad externa, considerando que la velocidad de referencia r se fija en 4 rev/s , de acuerdo a las simulaciones previas.

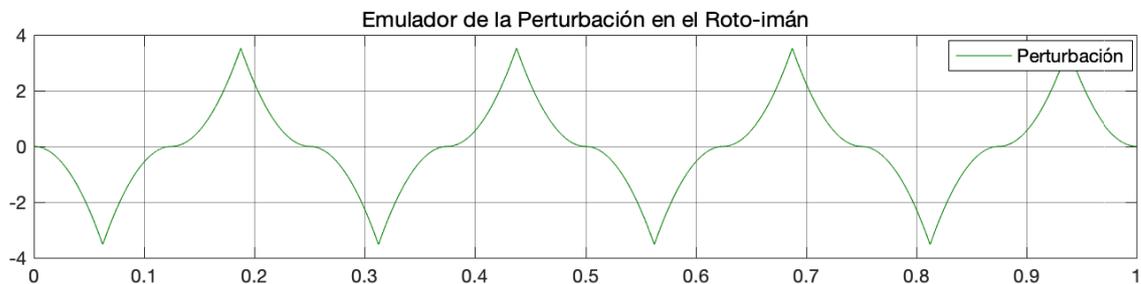


Figura 5.13: Modelo de Perturbación externa con velocidad de 4 rev/s .

La respuesta del modelo matemático de la planta roto-imán ante un escalón de unitario es mostrado en la Figura 5.14, donde se puede apreciar que la perturbación constante presente en la planta es grande, y que se intensificará al aumentar la velocidad del motor.

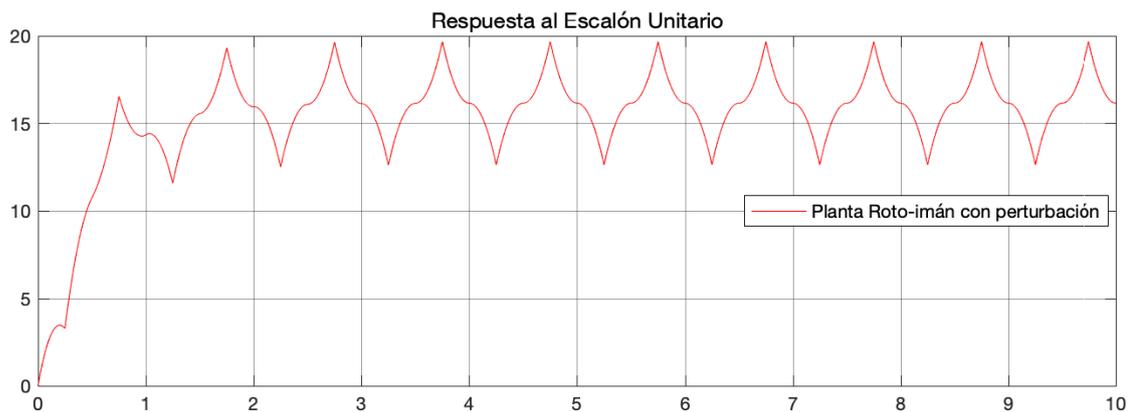


Figura 5.14: Respuesta de la planta Roto-imán con perturbación ante un escalón unitario en lazo abierto

Para observar las prestaciones de MCS en tiempo continuo, se muestra en la Figura 5.15 una comparativa de la repuesta de la planta Roto-imán y el modelo de referencia, cuando se aplica un escalón de amplitud

de 4 rev/s en lazo abierto LA. Se puede observar que la velocidad promedio del Roto-imán de 64.60 rev/s , a la que se suma la perturbación, teniendo picos positivos aproximado de 68.12 rev/s y picos negativos de 61.09 rev/s , teniendo por tanto un sistema difícil de controlar.

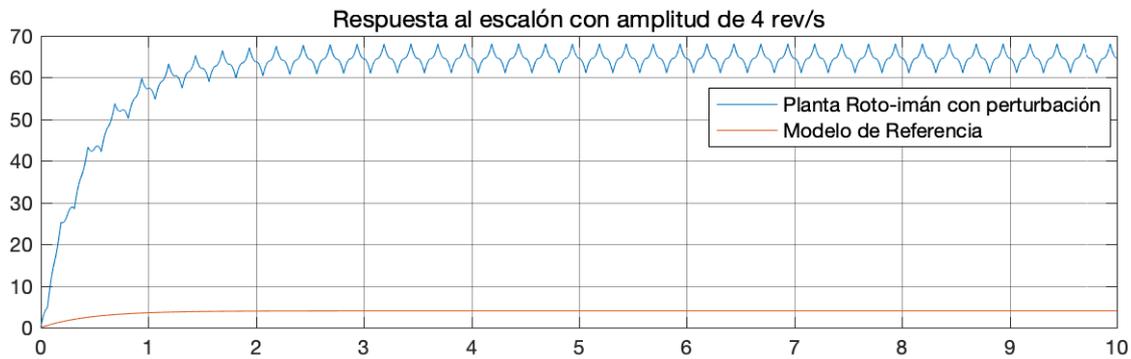


Figura 5.15: Respuesta al escalón 4 rev/s : Roto-imán con perturbación vs. modelo de referencia en LA

Bajo este contexto, y ya con el bloque de perturbación incorporado al modelo de simulación matemático, se establece que los valores de las ganancias sean de $\alpha = 10$ y $\beta = 1$, y se mantiene el valor de $Q = 1$, por lo que se tendrá un $C_e = 0.2285$. Con estos valores se procede a simular el sistema, y se obtienen los resultados mostrados en la Figura 5.16.

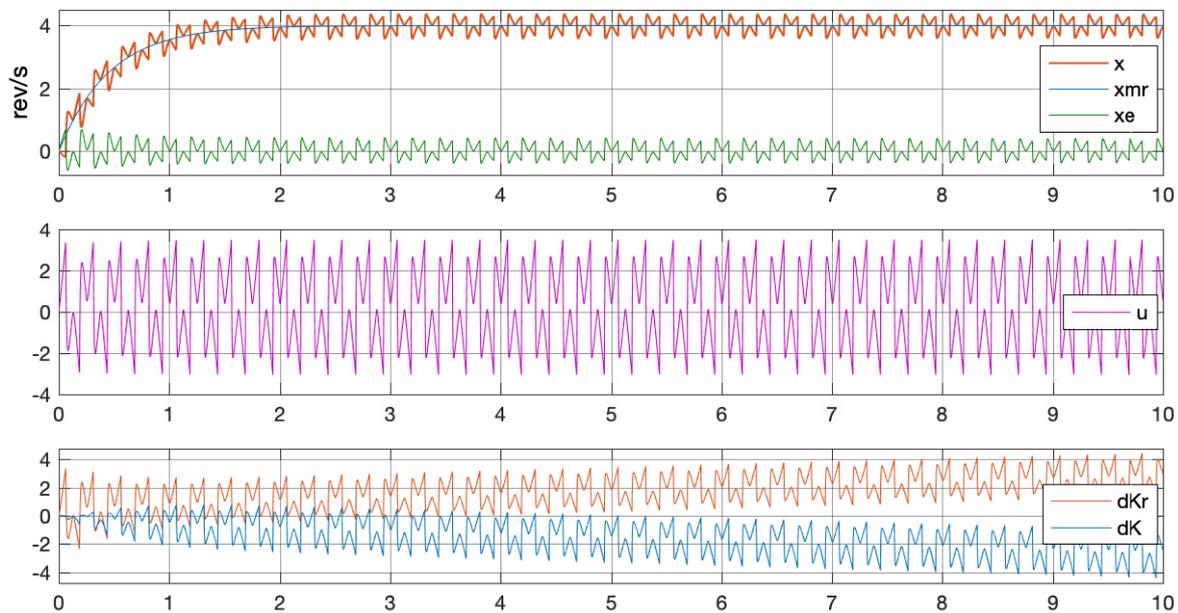


Figura 5.16: Simulación matemática de MCS con perturbación $\alpha = 10$, $\beta = 1$.

Se observa que la velocidad de salida tiene un promedio de 4 rev/s , cumpliendo MCS con su primer objetivo, el del seguimiento del modelo de referencia. Esta velocidad tiene una nueva forma de perturbación similar a la señal de control u . La señal de error x_e , tiene una ligera pérdida de amplitud al inicio de la simulación hasta aproximadamente 1.5 segundos, y luego se mantiene el error en el tiempo

entre valores aproximados, comprendidos entre 0.4144 y -0.3734 rev/s . Un aspecto a destacar es el crecimiento de la acción de control, que antes era constante y positiva, a tener una acción de control con valores positivos y negativos. El sistema sin perturbación el valor aproximado de la señal de control era de 0.25 , pasando esta ahora estar cercana a valores entre ± 4 unidades. Otro aspecto que llama la atención es que ahora la ganancia adaptativa $\delta K(t)$ inicia en cero y luego va tomando valores negativos variables crecientes. Aunque $\delta K_R(t)$ toma valores positivos, como cuando no existía perturbación, estos valores son variables y crecientes. Para buscar disminuir y eliminar la perturbación, se ejecuta una nueva simulación, y se asigna los valores de $\alpha = 100$ y $\beta = 10$, y sus resultados son presentados en la Figura 5.17. Cómo se puede observar la salida del Roto-imán tiene poca perturbación.

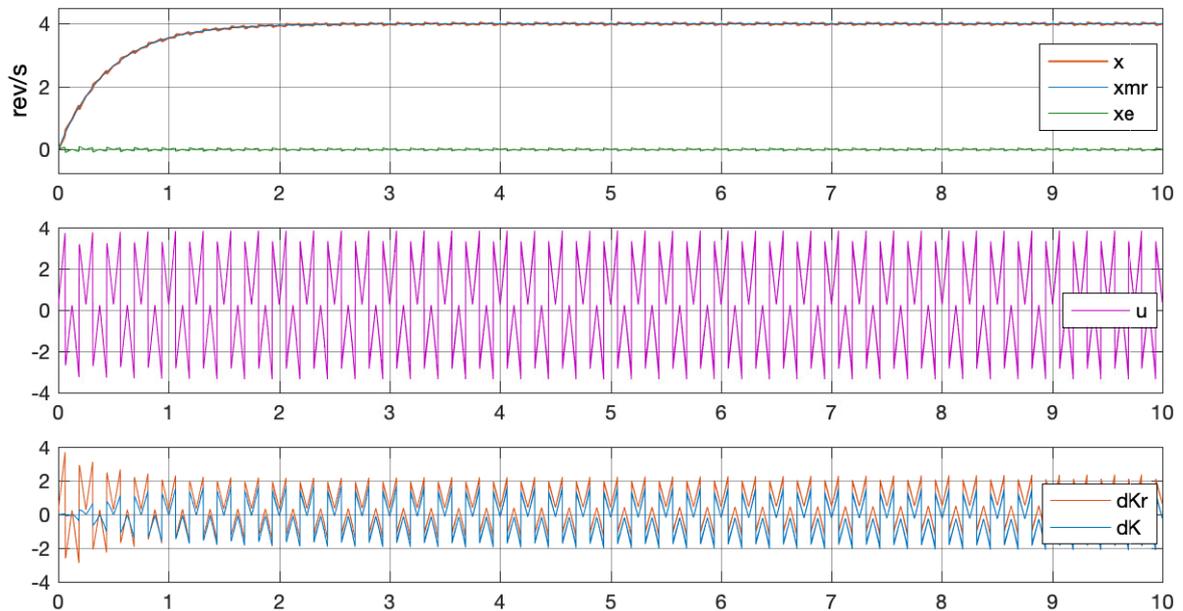


Figura 5.17: Simulación matemática de MCS con perturbación y $\alpha = 100$, $\beta = 10$.

Ahora el error ha disminuido como se esperaba, y su variación se encuentra entre valores cercanos a 0.05458 y -0.05363 rev/s , como se puede observar en la Figura 5.18. La acción de control ha crecido ligeramente manteniendo su forma, pero ahora sus componentes $\delta K(t)$ y $\delta K_R(t)$ varían entre valores positivos y negativos.

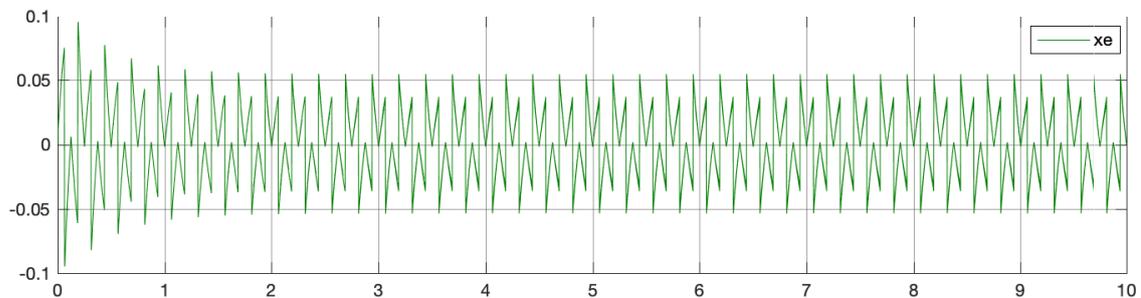


Figura 5.18: Señal de error x_e con $\alpha = 100$, $\beta = 10$.

Para eliminar aún más la perturbación se procede a realizar un último aumento en las ganancias adaptativas, llevándolas a $\alpha = 1000$ y $\beta = 100$. Los resultados obtenidos se muestran en Figura 5.19, donde se puede apreciar un error imperceptible, pero con un incremento en la acción de control. Sus componentes también se incrementan, y guardan la característica de fluctuar entre valores positivos y negativos.

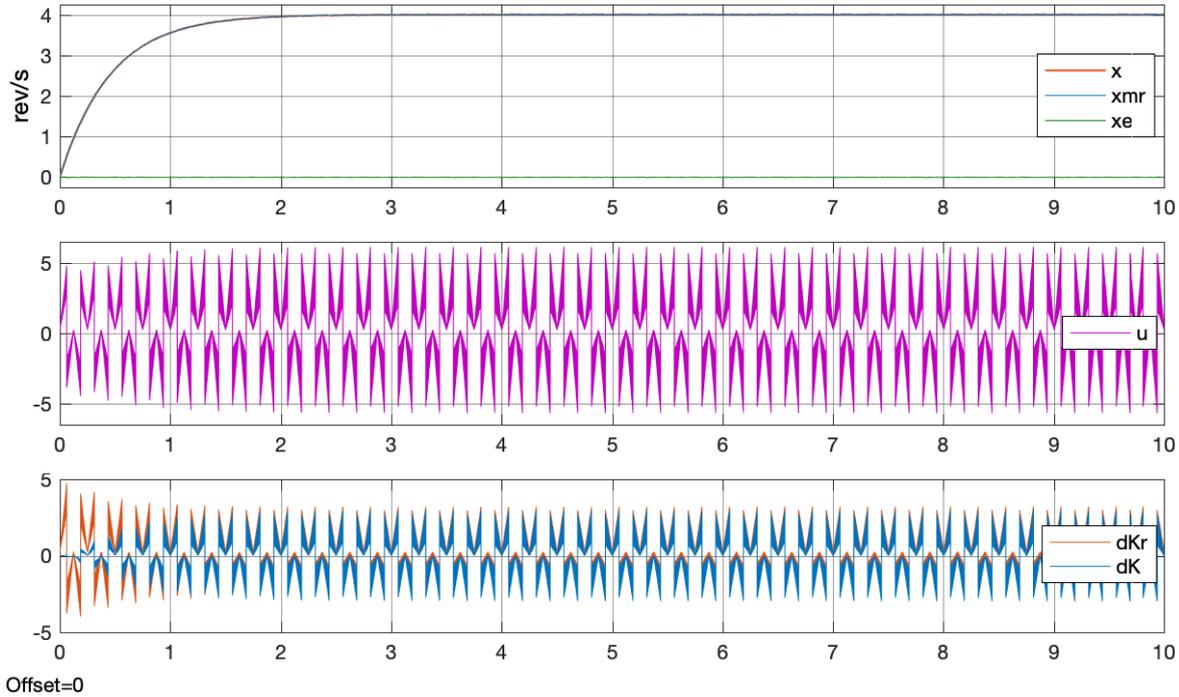


Figura 5.19: Simulación matemática de MCS con perturbación $\alpha = 1000$, $\beta = 100$.

Para poder observar mejor el error entre el modelo de referencia y la salida del Roto-imán, se amplía la señal x_e y se presenta en la Figura 5.20. Esta señal tiene unos valores iniciales y luego se estabilizan, y tiene una variación de valores dentro del rango de $\pm 0.01 \text{ rev/s}$, que representaría aproximadamente el 0.25 % de la señal de referencia.

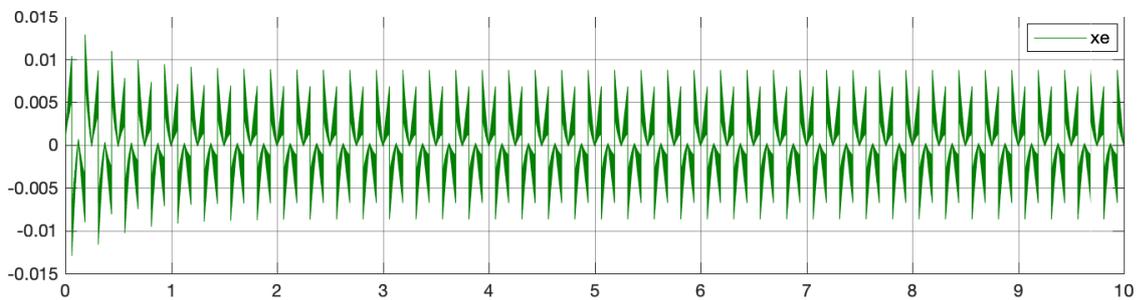


Figura 5.20: Señal de error x_e con $\alpha = 1000$, $\beta = 100$.

Bajo los valores de ganancias de $\alpha = 100$ y $\beta = 10$, se práctica una última simulación en tiempo continuo, que tienen una duración de 100 segundos, con el objetivo de apreciar la evolución y

funcionamiento del sistema. Los resultados de esta simulación se presenta en la Figura 5.21 y 5.22.

Una ampliación del error en esta simulación prolongada, se puede apreciar en la Figura 5.21, donde se observa que el valor del error se mantiene en el tiempo sin disminuir, mostrando que el algoritmo de MCS, no puede eliminar la perturbación constante del sistema.

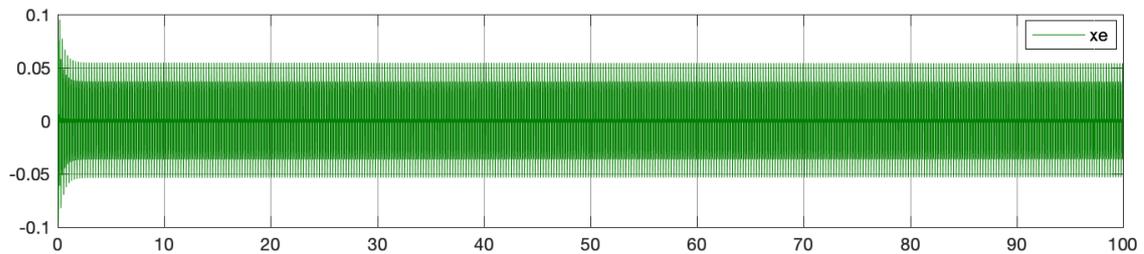


Figura 5.21: Señal de error x_e con $\alpha = 100$, $\beta = 10$ con tiempo de prolongado de 100 segundos

Cómo se observa Figura 5.22, el comportamiento del sistema a lo largo del tiempo de simulación, es estable y el seguimiento de la señal de referencia, y el rechazo de perturbaciones se mantiene.

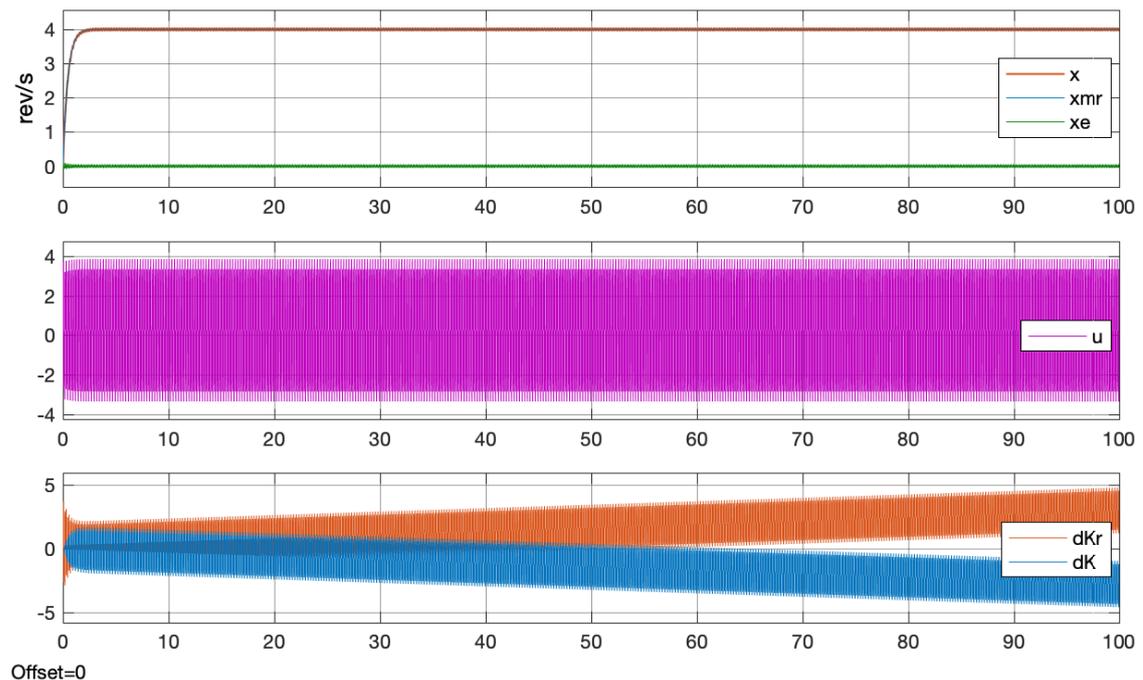


Figura 5.22: Tiempo de Simulación prolongado con $\alpha = 100$, $\beta = 10$.

Por otro lado, la acción de control se mantienen y es la misma que en la simulación mas corta. En tanto que el comportamiento de las ganancias adaptativas $\delta K(t)$ y $\delta K_R(t)$, con el tiempo varia. Las ganancias fluctúan inicialmente entre valores positivos como negativos, y luego cuando avanza el tiempo la ganancia adaptativa $\delta K_R(t)$ toma valores positivos y crecientes. Un comportamiento similar tiene $\delta K(t)$, salvo que esta toma valores negativos crecientes. Por otro lado, tanto $\delta K(t)$ y $\delta K_R(t)$, tienen un crecimiento constante a la deriva, buscando eliminar la perturbación, lo cual puede comprometer la estabilidad del sistema. Esta temática será abordada en en el siguiente capítulo.

5.2.5. Modelos de Simulación de MCS para la planta Roto-imán en tiempo discreto

Al igual que en tiempo continuo, se establecerá primero un modelo de simulación en tiempo discreto sin perturbación, mostrando el proceso para ello. Luego se implementará el mismo modulo de perturbación y se evaluará su funcionamiento. Con esta información, se procederá a realizar su implementación en el Laboratorio, en la planta Roto-imán y se mostrarán los resultados obtenidos.

5.2.5.1. Planta Roto-imán en tiempo discreto

Esta simulación tiene como objetivo el implementar el algoritmo de MCS en tiempo discreto sin perturbación y luego sintonizar los parámetros de ajuste α , β , Q y \tilde{C}_e , que pongan al sistema en funcionamiento, con la dinámica deseada. En este modelo no se incluye la perturbación externa.

En estas condiciones, se pasa a tiempo discreto el modelo de referencia mostrado en la ecuación (4.14) usando el método de forward Euler:

$$x_{mr}(k+1) = [\mathbb{I}_n + T_s A_m] x_{mr}(k) + T_s B_{fcc} b_m r(k). \quad (5.9)$$

Considerando un periodo de muestreo $T_s = 10^{-3} s$, de acuerdo a las características de la planta Roto-imán se obtiene el modelo de referencia en tiempo discreto:

$$x_{mr}(k+1) = 9.9781 \cdot 10^{-1} x_{mr}(k) + 2.1882 \cdot 10^{-3} [1] r(k), \quad (5.10)$$

donde $A_m = 9.978 \cdot 10^{-1}$, $B_{fcc} = 1$ y $b_m = 2.1882 \cdot 10^{-3}$. Se elige $Q = 4.3764 \cdot 10^{-3}$ y tras resolver la ecuación de Lyapunov de tiempo discreto expuesta en la ecuación (4.80) se obtiene el valor de $\tilde{C}_e = 1.0010$.

Con todos estos los elementos, se implementa el diagrama de la Figura 4.3, y al igual que en el caso de caso tiempo continuo, se inician con valores pequeños para las ganancias, siendo estos valores de $\alpha = 2.5 \cdot 10^{-4}$ y $\beta = 2.5 \cdot 10^{-5}$. Se simula el sistema y se obtienen los resultados de la Figura 5.23, donde se puede observar que existe seguimiento de la salida de la planta al del modelo de referencia, pero con la presencia de oscilaciones al inicio de la simulación.

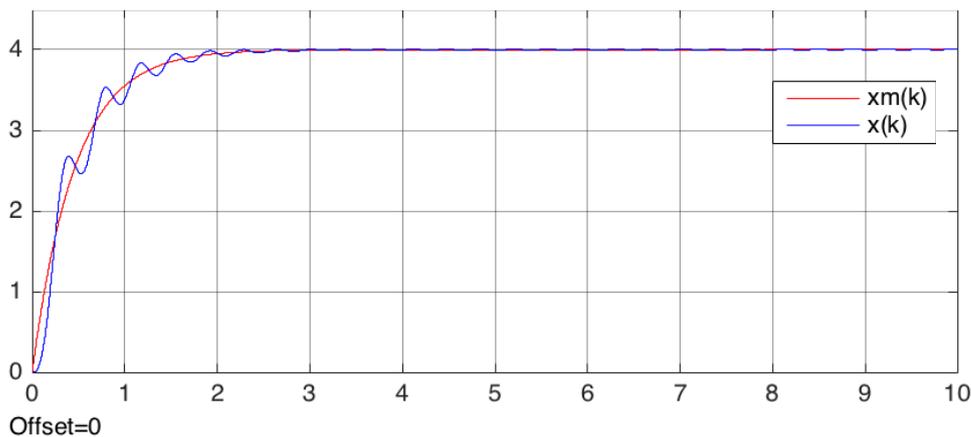


Figura 5.23: Modelo de Referencia vs. la Planta con $\alpha = 2.5 \cdot 10^{-4}$ y $\beta = 2.5 \cdot 10^{-5}$

Para corregir este inconveniente se ajustan los valores α y β , eligiendo $\alpha = 1$, $\beta = 0.1$ de acuerdo a la experiencia adquirida, y se mantiene constante el valor de Q , que lleva a mantener el valor de \tilde{C}_e .

Se ejecuta una nueva simulación y los resultados se presentan en la Figura 5.24. Se puede observar en su primera gráfica una comparativa entre $x_m(k)$ y $x(k)$, los estados del modelo de referencia y la planta roto-imán respectivamente, evidenciándose un seguimiento perfecto de velocidad de la planta al del modelo de referencia. En la segunda gráfica se puede observar el error existente entre los estados del modelo de referencia y la planta, $x_e(k)$, el cual es muy pequeño, teniendo en el arranque un máximo de amplitud de $8.753 \cdot 10^{-3} \text{ rev/s}$. En la tercera gráfica se observa la acción de control que ingresa a la planta Roto-imán, mostrando un incremento en el arranque y luego una disminución gradual hasta alcanzar un valor permanente de 0.2476 V, en un tiempo menor a $t = 0.05$ segundos, guardando similitud a lo sucedido en tiempo continuo.

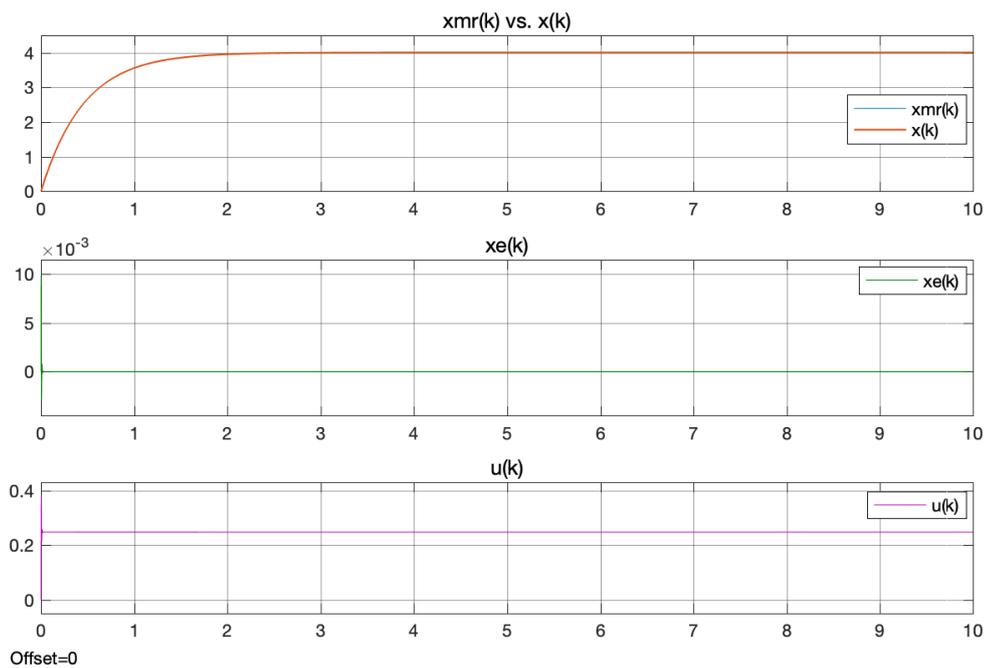


Figura 5.24: Planta sin perturbación y MCS con $\alpha = 1$, $\beta = 0.1$ y $\tilde{C}_e = 1.0010$

En la Figura 5.25 se muestra la evolución de las ganancias adaptativas $L_R(k)$ y $L_x(k)$ para la planta sin perturbación, siendo estas constantes, nuevamente guardando similitud a lo sucedido en tiempo continuo.

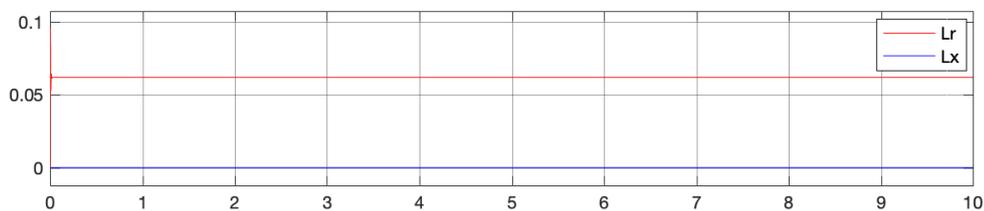


Figura 5.25: Evolución de ganancias adaptativas $L_R(k)$ y $L_x(k)$

De acuerdo a las simulaciones, con los valores de α y β elegidos se logra el objetivo de seguimiento esperado, por lo que no es necesario otro incremento y simulaciones.

5.2.5.2. Planta Roto-imán con perturbación en tiempo discreto

Al modelo de simulación se le incluye la perturbación externa mostrada en la Figura 5.13 y con los valores de $\alpha = 1.0$, $\beta = 0.1$, $Q = 4.3764 \cdot 10^{-3}$ y $\tilde{C}_e = 1.0010$, se procede a simular el sistema, obteniéndose los resultados mostrados en la Figura 5.26.

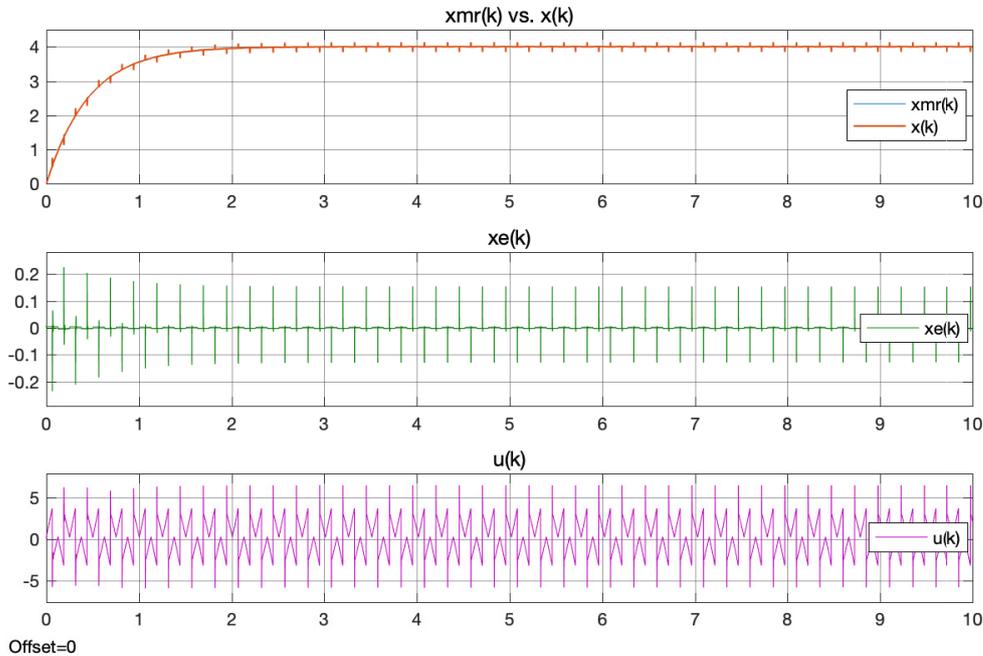


Figura 5.26: Planta con perturbación y MCS con $\alpha = 1.0$, $\beta = 0.1$ y $\tilde{C}_e = 1.0010$

En la primera gráfica se observa nuevamente un correcto seguimiento de la velocidad de la Planta al del modelo de referencia, presentando unas pequeñas perturbaciones que se generan por cálculo matemático debido al modelo de perturbación. En la segunda gráfica el error entre los estados $x_e(k)$ es similar a cuando la Planta no tenía perturbación, pero con el ruido matemático. La acción de control $u(k)$ ha cambiado para compensar la perturbación, y mantener así la estabilidad del sistema. En la Figura 5.27 se muestra la evolución de las ganancias adaptativas $L_R(k)$ y $L_x(k)$ para la planta con perturbación, observándose que han dejado de ser constantes.

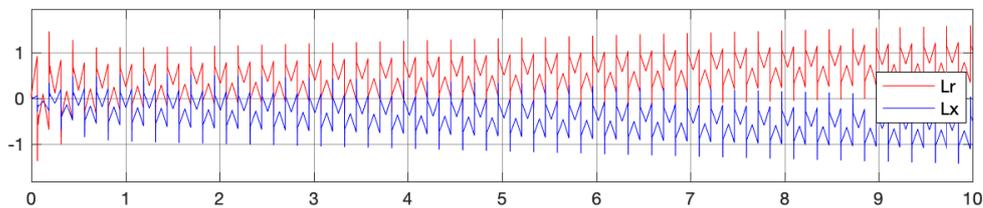


Figura 5.27: Evolución de ganancias adaptativas $L_R(k)$ y $L_x(k)$

Así con estos valores de α , β , Q y \tilde{C}_e , se ha conseguido poner en funcionamiento el sistema en lazo cerrado, rechazando correctamente la perturbación externa y con la dinámica esperada.

5.2.5.3. Experimentación Práctica de MCS en tiempo discreto en la planta Roto-imán

Ahora se evalúa de forma práctica al algoritmo de MCS en tiempo discreto, utilizando para ello el equipo de Laboratorio denominado Roto-imán. Mediante Simulink se implementa el algoritmo de control, utilizando un periodo de muestreo $T_s = 10^{-3}s$ y con los valores de $\alpha = 0.8$, $\beta = 0.08$, $Q = 4.4 \cdot 10^{-3}$ y $\tilde{C}_e = 1$. Se ejecuta una simulación durante un $t = 10s$, y los resultados obtenidos se presentan en la Figura 5.28. En la primera gráfica se observa la salida de la Planta, la cual presenta seguimiento pero con perturbación; la misma se ve reflejada en la segunda gráfica que muestra el error en los estados $x_e(k)$, que es mucho mayor que el obtenido en la simulación matemática con perturbación.

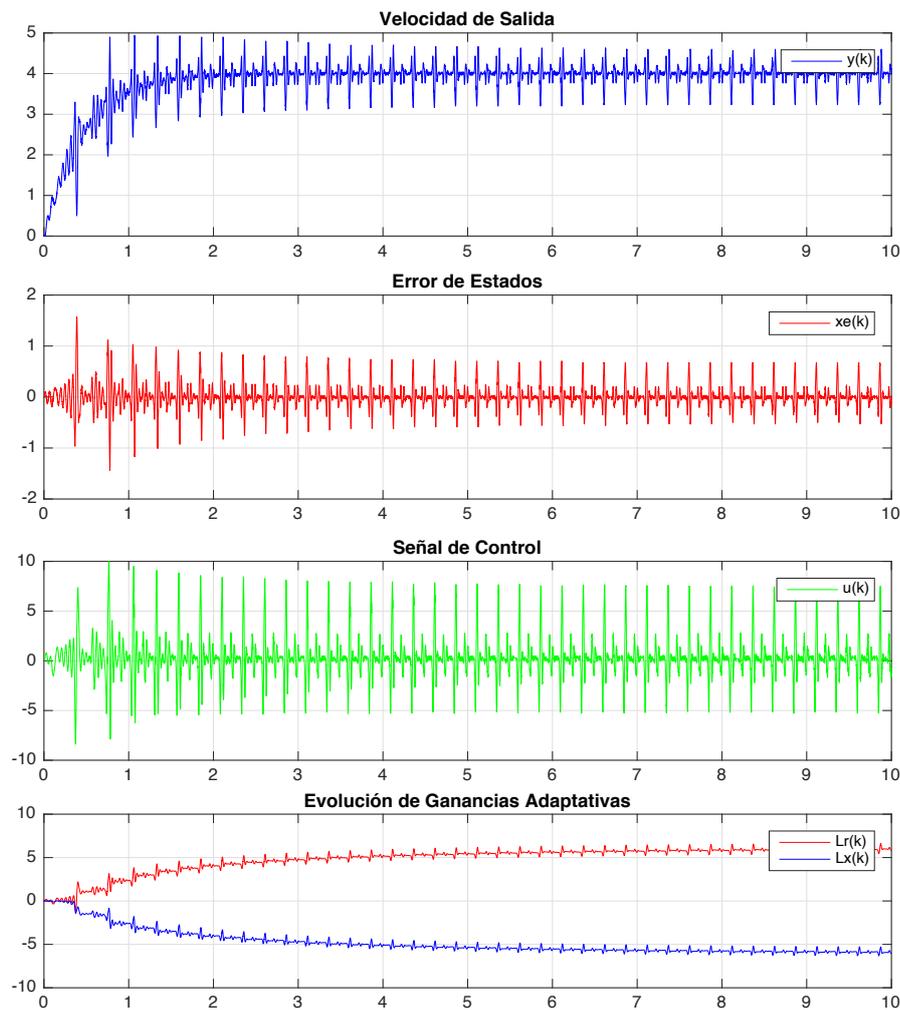


Figura 5.28: Experimentación Práctica - Planta Roto-imán y MCS con $\alpha = 0.8$, $\beta = 0.08$ y $\tilde{C}_e = 1$

La señal de control $u(k)$, también ha sufrido un incremento, esto para tratar de compensar la perturbación, las no linealidades de la planta y la incertidumbre paramétrica debidas al modelado de la planta Roto-imán. Por último, en la cuarta gráfica se observa la evolución de las ganancias adaptativas $L_R(k)$ y $L_x(k)$, en las cuales se nota un incremento en sus valores. Esto muestra que MSC en tiempo discreto funciona, y que permite ser implementado en forma práctica, y con resultados satisfactorios. Es evidente que se tiene un error de seguimiento grande que se ajustará en la siguiente sección.

5.2.6. Atenuación de perturbaciones periódicas mediante MCS

Un análisis más detallado de la aplicabilidad de MCS en el problema de seguimiento/rechazo de perturbaciones periódicas, a partir de un estudio comparativo de las prestaciones proporcionados por MCS y un controlador tradicional basado en realimentación de estado y observador de perturbaciones, un controlador repetitivo. Ambos son diseñados para regular la velocidad de la planta Roto-imán, bajo la metodología seguida, primero la simulación matemática y luego el estudio experimental.

5.2.6.1. Seguimiento y/o rechazo de perturbaciones periódicas

El seguimiento y/o rechazo de perturbaciones periódicas en sistemas lineales es factible utilizando controladores basados en el principio del modelo interno. Sin embargo, cuando la frecuencia de la señal a seguir/rechazar es incierta o variante en el tiempo, las prestaciones de este tipo de controladores decae dramáticamente.

En la teoría clásica de control en el espacio de estados para sistemas lineales se distinguen claramente dos problemas. Por un lado se encuentra el problema de estabilización o fijación de los polos de lazo cerrado, y por otro lado el problema de seguimiento de consignas y rechazo de perturbaciones. La solución al primero de ellos cuando se tiene acceso a todo el estado consiste en un controlador estático, mientras que en el caso de tener parcialmente accesible el estado se utiliza un controlador dinámico que incluye observador de estados (total o parcial) más realimentación de estado. Sin embargo, es bien conocido que este tipo de controladores no garantiza el seguimiento de consignas, que suele realizarse mediante una entrada auxiliar que ayuda a fijar un punto de equilibrio diferente del origen y un ajuste de ganancia [146]. Esta solución es poco robusta frente a incertidumbre paramétrica y no garantiza rechazo de perturbaciones. El error introducido por éstas dependerá de las ganancias de los controladores, las cuales están fijadas para ubicar los polos de lazo cerrado. La solución al problema de rechazo de perturbaciones y la introducción de robustez en el seguimiento de referencias la introduce el principio del modelo interno [1]. Ello implica completar la realimentación de estado con un controlador dinámico que contenga el generador de la perturbación/referencia. Esto es, para seguir referencias y/o rechazar perturbaciones es necesario conocer las características principales de las señales con las que se trabaja, como por ejemplo las componentes frecuenciales. Esta aproximación garantiza error estacionario nulo aunque existan parámetros inciertos siempre que el sistema sea robustamente estable [147], pero no lo hace cuando la incertidumbre está en la frecuencia de la señal a seguir/rechazar [148]. En este último caso la preservación de prestaciones necesita de medidas adicionales que habitualmente requieren un estimador de la frecuencia de la referencia/perturbación [149].

En la actualidad proliferan diferentes técnicas de control adaptativo, entre las que cabe destacar el control adaptativo \mathcal{L}_1 [150], el control adaptativo con modelo de referencia (MRAC) [125], y una variante de este último que utiliza una síntesis de controlador mínima (MCS) [122], motivo de este trabajo. Conceptualmente hablando, este tipo de controladores obtiene la acción de control a partir de la diferencia entre los estados del sistema y una cierta referencia, y posteriormente multiplicando por una ganancia que se va adaptando en función del error observado. Así pues, y de manera simplificada, se puede pensar que el control adaptativo constituye una realimentación de estado cuyas ganancias se van adaptando.

En este contexto parece claro que el control adaptativo no debería ofrecer seguimiento de consignas o rechazo de perturbaciones. Sin embargo, revisando la literatura se puede observar que muchas publicaciones manifiestan que este tipo de control sí presenta estas prestaciones. En el caso de señales constantes el control adaptativo \mathcal{L}_1 incorpora una acción integral, mientras que el MCS adapta también

la ganancia que fija el punto de equilibrio, cosa que les permite obtener estas funcionalidades. En el caso de referencias/perturbaciones periódicas la situación no es a priori tan evidente.

5.2.6.2. Perfil de la referencia y parámetros de control utilizados

El modelo de referencia que sigue la expresión (4.2), y que se utilizará para el control MCS, es el mismo con el que se ha trabajado hasta ahora, donde: $A_{mr} = -2.1882$ y $b_{mr} = 2.1882$, mientras que $r(t)$ corresponde al perfil de la velocidad mostrado en la Figura 5.29. En esa misma figura puede observarse la bondad con la cual el modelo de referencia (denotado como x_m en esta figura), sigue la referencia.

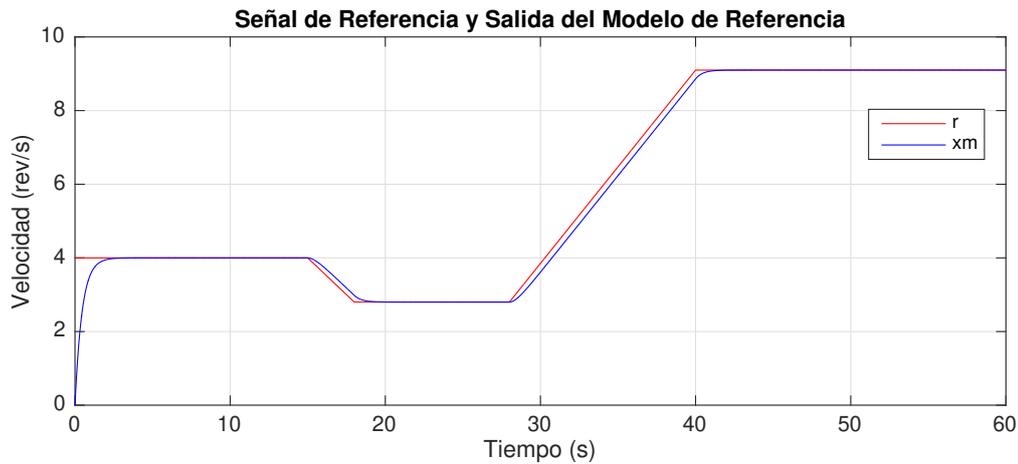


Figura 5.29: Perfil de velocidad $r(t)$

Este perfil de la referencia de velocidad escogido permitirá observar las prestaciones tanto del algoritmo de MCS en tiempo discreto, como del controlador repetitivo, ante la variación de velocidad, que genera como consecuencia un cambio de la frecuencia de la perturbación. El periodo de muestreo para la experimentación sigue siendo el mismo que se ha escogido hasta ahora, esto es $T_s = 10^{-3}$ s. Cabe destacar que con ello se verifica la condición que demanda que $\mathbb{I}_n + T_s A_m$ tenga los autovalores en el interior del círculo unidad, puesto que en este caso tenemos:

$$\mathbb{I}_n + T_s A_m = 1 + 10^{-3} \cdot (-2.1882) = 0.9978.$$

La ecuación de Lyapunov de tiempo discreto (4.80) se ha planteado para $Q = 0.0043764$, lo cual proporciona $\tilde{C}_e = 1.001095$. Finalmente, los parámetros α y β se han tomado conforme a la relación empírica $\alpha = 10 \cdot \beta$, utilizada en [121], en particular $\alpha = 0.008$, $\beta = 0.0008$. Los valores de α y β iniciales han sido menores y se han ido ajustando hasta llegar a los indicados, buscando tener el menor error posible. De acuerdo a lo mostrado en las simulaciones y la experimentación, el incremento α y β , permite al algoritmo de control adaptar en un menor tiempo al sistema, teniendo un menor error inicial. Sin embargo, esto no significa que se puede incrementar indiscriminadamente los valores de α y β , puesto que el sistema inestabiliza.

Para valorar el comportamiento de MCS en tiempo discreto respecto a una técnica que incluya el modelo interno, se implementa un Controlador Repetitivo en forma digital, siguiendo el esquema detallado en [2]. Se ha diseñado para una referencia nominal de velocidad de $\bar{\omega} = 4 \text{ rev/s}$, correspondiente a la primera

parte del perfil de velocidad. Se ha utilizado el mismo periodo de muestreo que para el control MCS, lo cual indica que el sistema está operando con $N = (T_s \bar{\omega})^{-1} = 250$ muestras por periodo.

5.2.6.3. Experimentación práctica de la atenuación de perturbaciones periódicas mediante MCS en tiempo discreto

Los resultados obtenidos con el control MCS se muestran en la Figura 5.30. Como es habitual en este tipo de controlador, la adaptación mejora con el paso del tiempo y se va reduciendo el error, con independencia de los cambios de consigna. La señal de control, así como las ganancias adaptativas

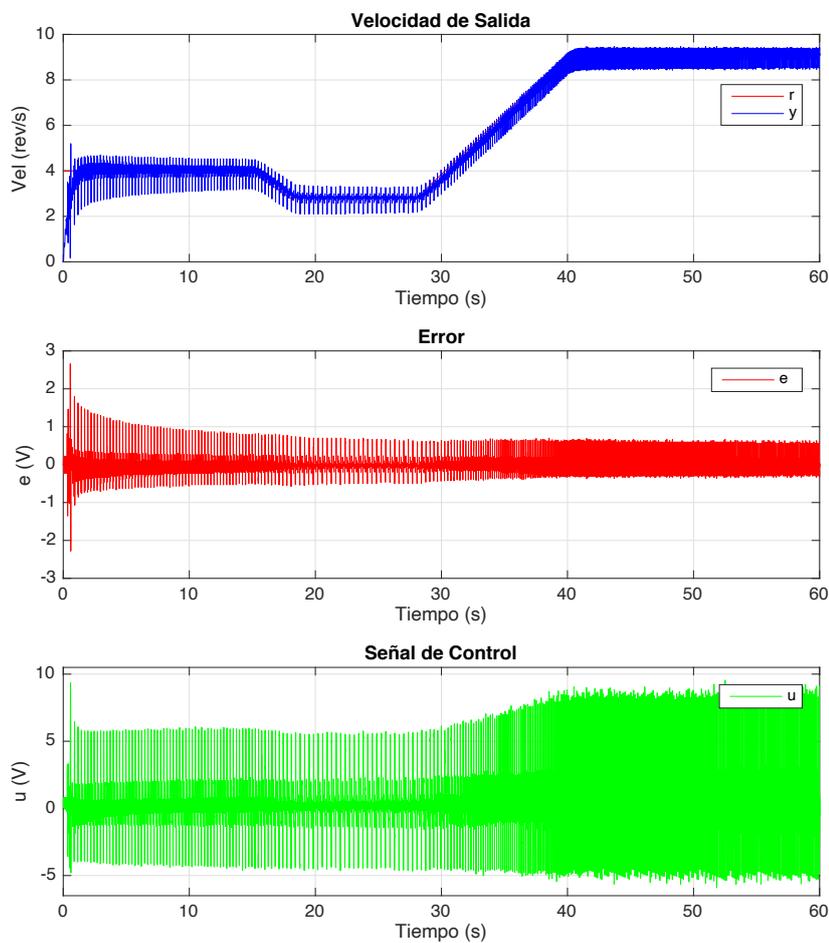


Figura 5.30: Planta Roto-imán bajo control MCS: seguimiento, error y acción de control

mostradas en la Figura 5.31, se mantienen dentro de márgenes aceptables. Se confirma así en este caso la estabilidad del algoritmo frente a perturbaciones periódicas. La persistencia de la perturbación, sin embargo, no permite cancelarla de forma definitiva.

Los resultados obtenidos al utilizar el controlador repetitivo se recogen en la Figura 5.32.

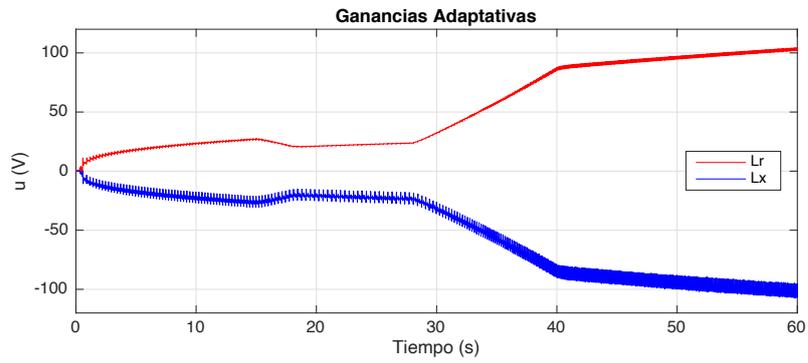


Figura 5.31: Planta bajo control MCS: ganancias adaptativas

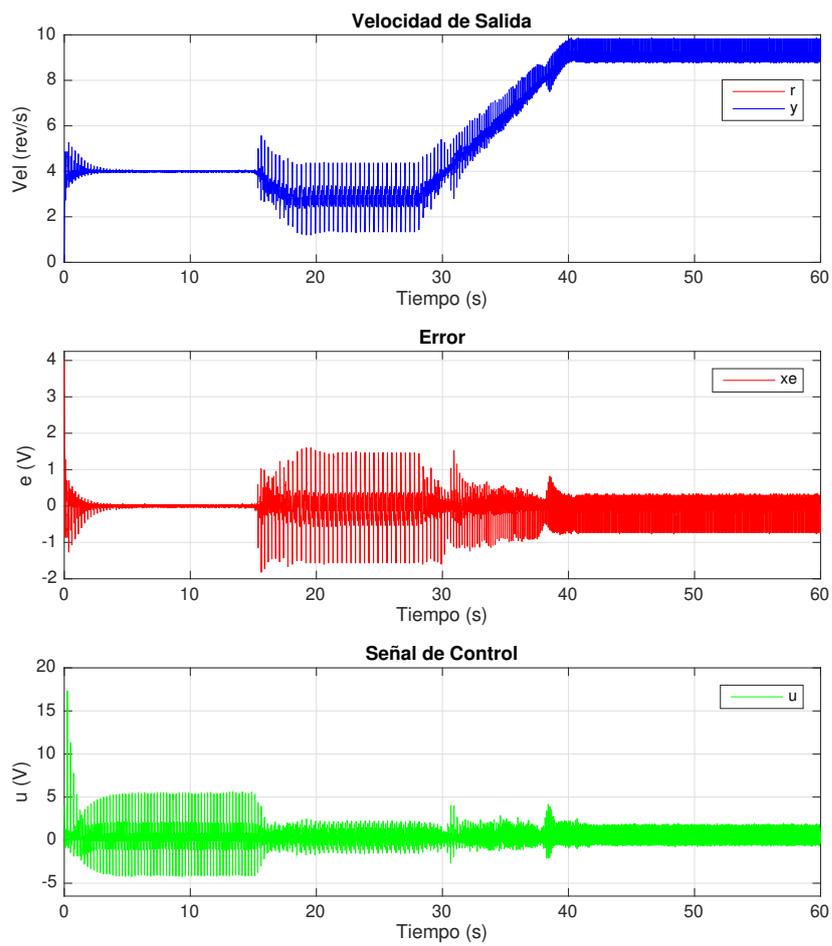


Figura 5.32: Planta Roto-imán bajo control repetitivo: seguimiento, error y acción de control

Como era de esperar, la cancelación de la perturbación en el primer tercio de la experimentación es perfecta, puesto que el controlador está precisamente diseñado para trabajar a esa frecuencia. Sin embargo, al variar la misma las especificaciones empeoran de forma notable, tal y como se ha discutido en la sección previa.

Se pone de esta manera de manifiesto que el control MCS, si bien está lejos de representar una alternativa al control repetitivo en situaciones en las cuales la frecuencia de la señal a seguir/rechazar es conocida, no sucede lo mismo en caso de que la misma sea incierta o presente variaciones temporales.

5.2.7. Incertidumbre Paramétrica de la Planta Roto-imán con MCS en tiempo discreto

La robustez de MCS ante la variación paramétrica de una planta se analizará ahora de forma matemática y bajo experimentación práctica. Para ello se establece un margen de variabilidad paramétrica de la planta Roto-imán partiendo de su estructura. Bajo este escenario de variación paramétrica, que a su vez genera una familia de plantas, se evalúa a MCS en tiempo discreto y al controlador repetitivo establecido en la sección anterior, y nuevamente se los compara a estos dos controladores, para analizar su robustez. Desde el ámbito de la experimentación práctica, esta variación paramétrica, se lo ejecuta variando la ganancia de la planta, mostrando el procedimiento utilizado.

5.2.7.1. Variación Paramétrica de la Planta Roto-imán

Para poder evaluar la robustez de MCS se establece una variación de planta Roto-imán en dos de sus parámetros en su forma de función de transferencia de primer orden. La primera variación se establece en su ganancia Δk_p y la segunda en su tiempo de respuesta $\Delta \tau_p$.

Para ello se considera la familia de plantas para el Roto-imán:

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{(k_p + \Delta k_p)}{(\tau_p + \Delta \tau_p)s + 1}, \quad (5.11)$$

considerando para ello un rango de variación paramétrica:

$$\begin{aligned} -0.5k_p &\leq \Delta k_p \leq 0.5k_p \\ -0.5\tau_p &\leq \Delta \tau_p \leq 0.5\tau_p. \end{aligned} \quad (5.12)$$

Una vez establecida la variabilidad paramétrica, y utilizando el mismo esquema de simulación matemático con perturbación, se realizan simulaciones en los extremos de los márgenes establecidos en (5.12) para observar el comportamiento de MCS al tener variación paramétrica.

Para estas simulaciones se han disminuido las ganancias α, β , con el objetivo de perder algo precisión en el seguimiento en el arranque, pero permitir soportar mas perturbación al algoritmo, y así ganar robustez, un compromiso a tener siempre en cuenta. Así los valores escogidos serán $\alpha = 0.7$ y $\beta = 0.07$.

En una primera simulación se considera una incertidumbre $\Delta k_p = 0.5k_p$ y $\Delta \tau_p = 0.5\tau_p$. Los resultados expuestos en la Figura 5.33, muestran un funcionamiento similar al anterior (Figura 5.26), con una disminución de $x_e(k)$ y de la acción de control $u(k)$, pero manteniéndose estable el sistema, y teniendo un seguimiento correcto de la señal de referencia.

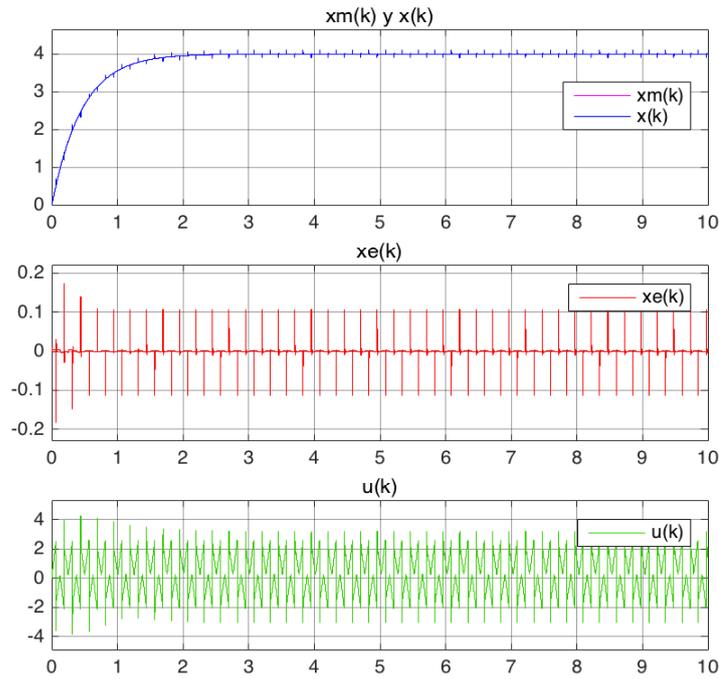


Figura 5.33: Planta con Perturbación e Incertidumbre $\Delta k_p = 0.5k_p$ y $\Delta\tau_p = 0.5\tau_p$

Una segunda simulación se presenta en la Figura 5.34, donde ahora la incertidumbre es $\Delta k_p = -0.5k_p$ y $\Delta\tau_p = -0.5\tau_p$, buscando simular el extremo inferior del rango de variación paramétrica.

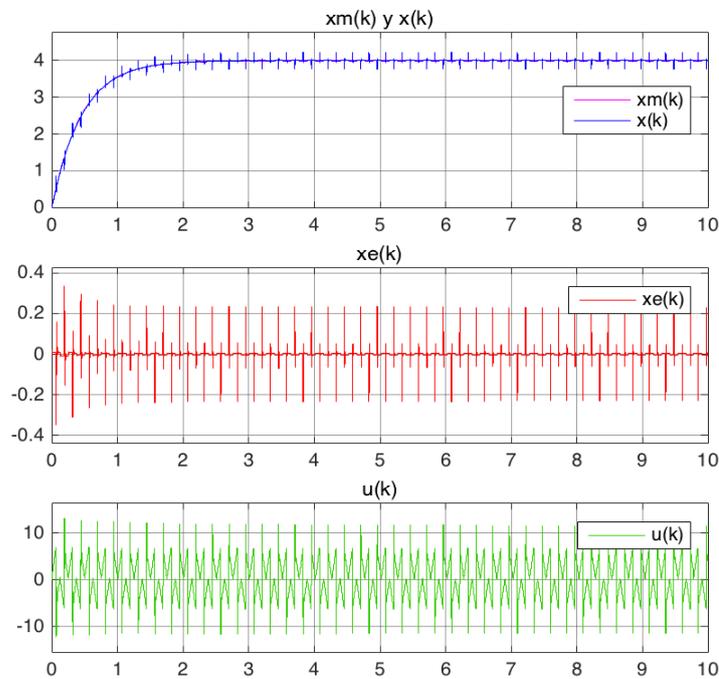


Figura 5.34: Planta con Perturbación e Incertidumbre $\Delta k_p = -0.5k_p$ y $\Delta\tau_p = -0.5\tau_p$

Como se observa existe un incremento de la señal de control $u(k)$ para compensar la incertidumbre paramétrica, manteniéndose el sistema estable y con un seguimiento de acuerdo a la dinámica deseada. Tras otras simulaciones con diferentes valores de Δk_p y $\Delta \tau_p$ el sistema se comporta de igual manera, mostrando incrementos o disminuciones de $u(k)$ para de esta forma compensar la incertidumbre presente en el sistema.

Estos resultados muestran que MSC es robusto ante el rango de incertidumbre propuesto. Las simulaciones realizadas en la sección previa, como en la presente, han sido ejecutadas en Matlab: Simulink, utilizando el solver ode45 (Dormand-Prince), con paso variable, utilizando un paso mínimo de integración de 10^{-4} y un máximo automático, considerando una tolerancia relativa de 10^{-3} y una tolerancia absoluta de 10^{-6} . El resto de parámetros en automático.

5.2.7.2. Experimentación práctica de la incertidumbre paramétrica de la Planta Roto-imán con MCS en tiempo discreto

La experimentación práctica se desarrolla mediante la estructuración de una incertidumbre del tipo multiplicativa a la entrada de la planta. Para ello se estructura un perfil de control, que multiplica a la señal de control proveniente del controlador que ingresa a la planta, y así tener una variación paramétrica en la ganancia de la planta Roto-imán. Para simular esta variación de k , a la señal de control generada tanto por MCS como por el Controlador Repetitivo se le introduce un factor multiplicativo, para así observar el comportamiento de los controladores y su robustez ante variación de la ganancia de la Planta.

Perfil de Control con variación lenta. En la primera simulación la referencia se mantiene constante en $\bar{\omega} = 4 \text{ rev/s}$ y se varía la constante k de la planta Roto-imán (5.1) por un factor multiplicativo como el que se establece en la Figura 5.35, el cual tiene una variación de ganancia lenta en el tiempo de simulación propuesto. Esta señal multiplicativa en su primera fase ($t = 0 - 20s.$) no altera la señal

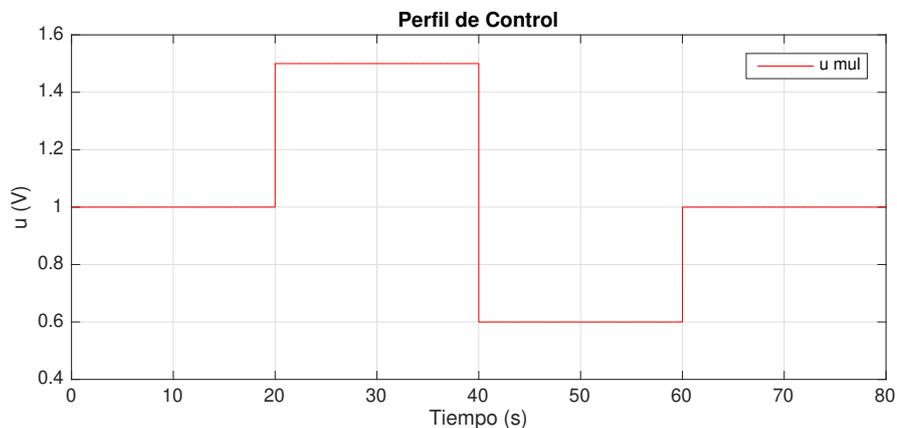


Figura 5.35: Factor multiplicativo de la señal de Control

de control, esperando que el control repetitivo alcance su estado estacionario. Luego se incrementa la señal de control en un factor de 1.5 durante los siguiente 20s. A partir de $t = 40-60s$ se reduce la señal de control con un factor de 0.6. En los últimos 20s. de simulación la señal de control es la original generada por los controladores. Al aplicar el factor multiplicativo a la señal de control de MCS en tiempo discreto se obtienen los resultados mostrados en la Figura 5.36, donde se observa que el control adaptativo es robusto ante este cambio de ganancia de la Planta, mostrando que en cada cambio sigue adaptando buscando disminuir el error cada vez. Las ganancias adaptativas muestran cómo van

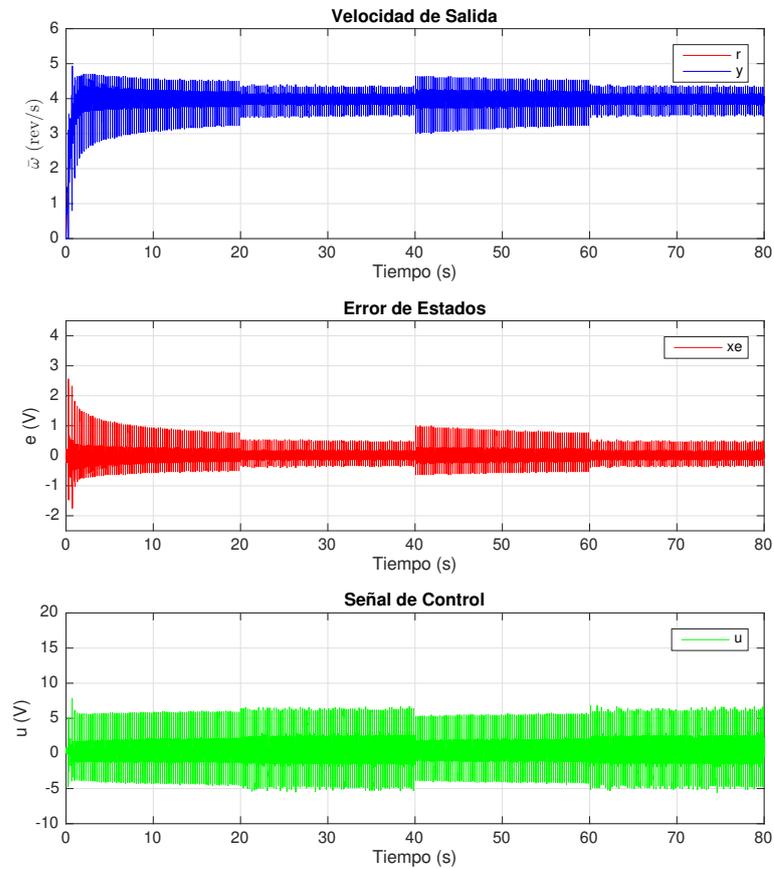


Figura 5.36: Planta bajo control MCS: seguimiento, error y acción de control modificada lenta

aumentando buscando eliminar la perturbación presente en la Planta y también se visualiza el aumento en cada cambio en la señal de control para compensar así esta variación paramétrica.

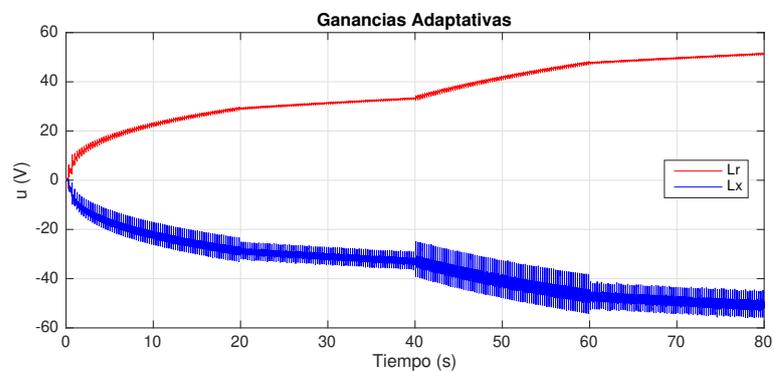


Figura 5.37: Planta bajo control MCS: ganancias adaptativas con acción de control modificada lenta

De igual manera se aplica al Controlador Repetitivo la señal multiplicativa, mostrando en la primera fase que funciona correctamente, eliminando perfectamente el ruido y llegando a su estacionario. Al comenzar la segunda fase se visualiza un incremento de perturbación en la salida, mostrando pérdida de prestaciones y conforme avanza el tiempo nuevamente se recupera. Algo similar sucede en la tercera y cuarta fase, mostrándose también un incremento de la señal de control con respecto al experimento anterior.

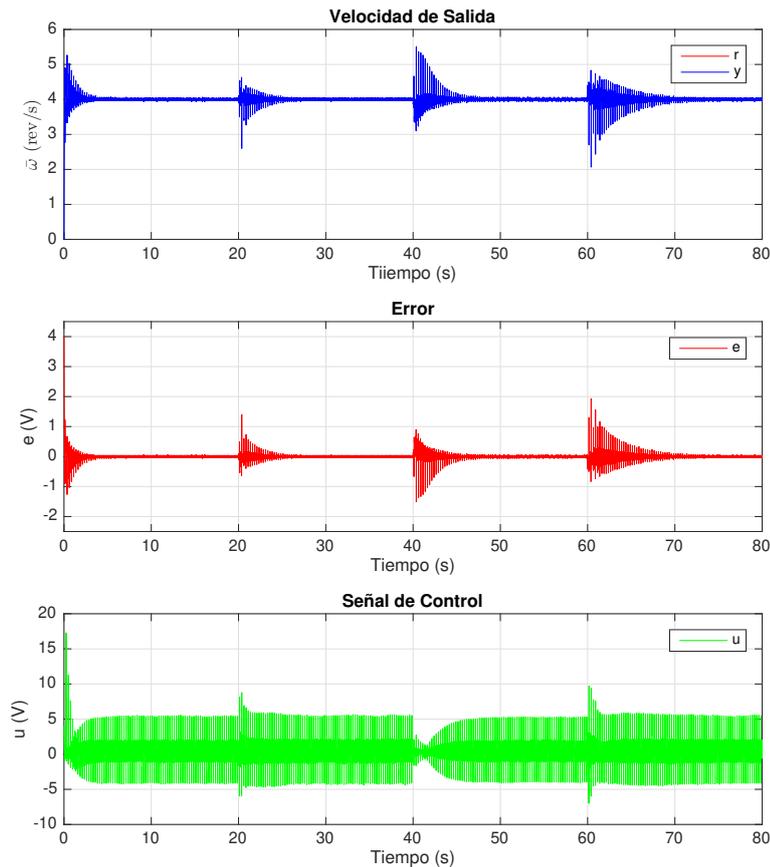


Figura 5.38: Planta bajo control repetitivo: seguimiento, error y acción de control modificada

Perfil de Control con variación rápida. En esta nueva simulación la referencia se mantiene igualmente constante en $\bar{\omega} = 4 \text{ rev/s}$ y se variará la constante k de la planta, con el perfil de control mostrado en la Figura 5.39, el que tiene una variación de ganancia rápida en el tiempo de simulación propuesto. Esta señal multiplicativa en su primera fase ($t = 0 - 20\text{s}$) no altera la señal de control, esperando que el control repetitivo alcance su estado estacionario. Luego se incrementa la señal de control en un factor de 1.5 durante los siguientes 5s. Luego se produce un decremento del factor a 0.6 durante 5s. A partir de $t = 40\text{s}$ se repiten las dos fases anteriores. En $t = 40\text{s}$, se incrementa la señal de control a un factor de 0.4 durante 5s. Los próximos 5s el factor multiplicativo es de 0.5. Todas estas variaciones entre $t = 20 - 50\text{s}$ se han realizado buscando que el controlador repetitivo no llegue a su estacionario. En los últimos 10s de simulación la señal de control es la original generada por los controladores.

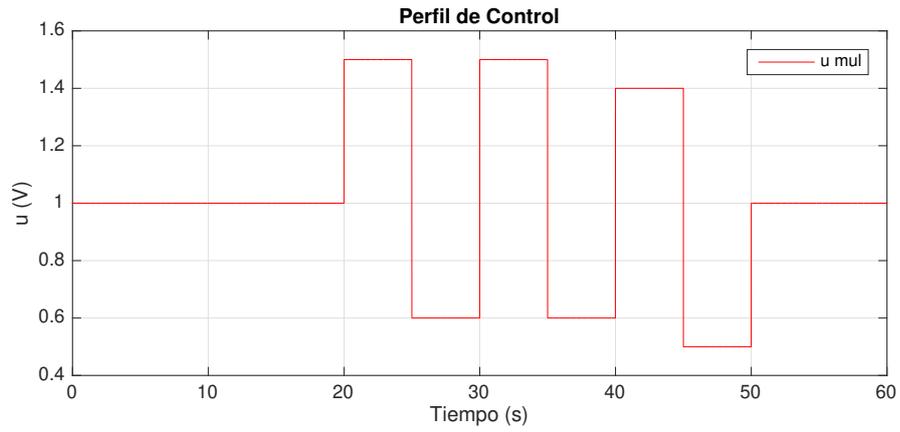


Figura 5.39: Factor multiplicativo de la señal de Control

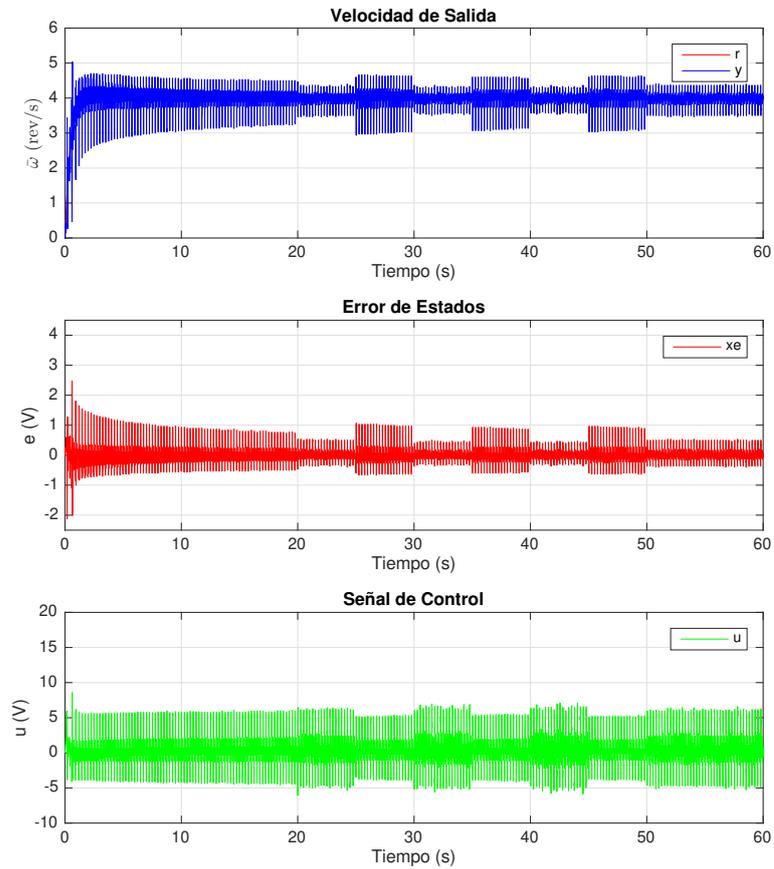


Figura 5.40: Planta bajo control MCS: seguimiento, error y acción de control modificada rápida

Al aplicar el factor multiplicativo a la señal de control de MCS en tiempo discreto se obtienen los

resultados mostrados en la Figura 5.40, donde se observa que el control adaptativo es robusto ante este cambio de ganancia de la Planta, mostrando que en cada cambio de la ganancia k sigue adaptando, buscando disminuir el error cada vez.

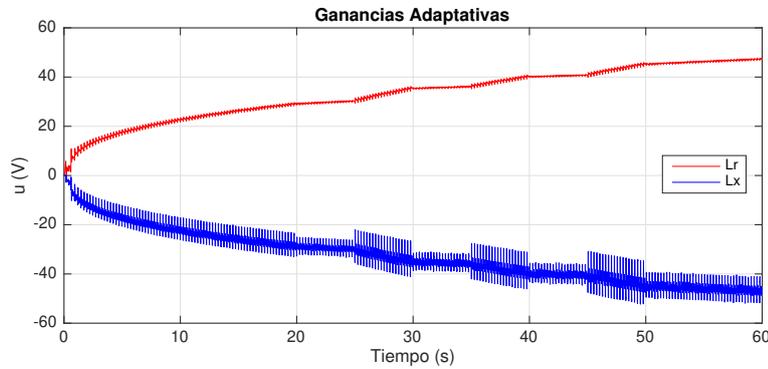


Figura 5.41: Planta bajo control MCS: ganancias adaptativas con acción de control modificada rápida

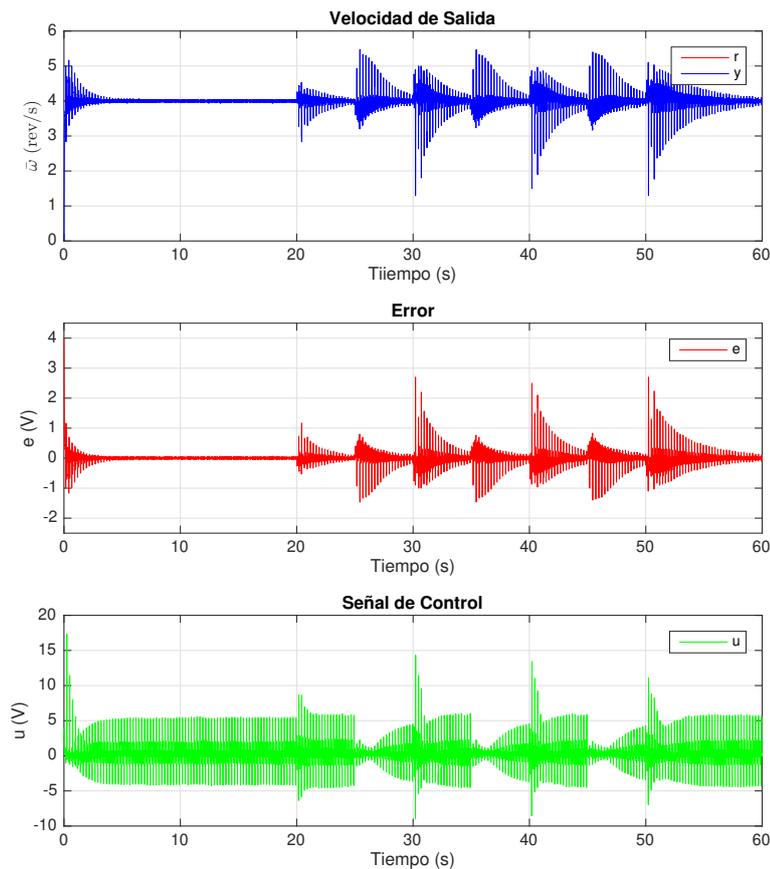


Figura 5.42: Planta bajo control repetitivo: seguimiento, error y acción de control modificada

Las ganancias adaptativas se observan en la Figura 5.41, estas van aumentando buscando eliminar la perturbación presente en la Planta. También se visualiza el aumento en cada cambio en la señal de control para compensar así esta variación paramétrica. De igual manera se aplica a la señal de control generada por el Controlador Repetitivo la señal multiplicativa, mostrando en la primera fase que funciona correctamente, eliminando perfectamente el ruido y llegando a su estacionario. Al comenzar la segunda fase en $t = 20s$ hasta el final de la simulación se visualiza un incremento de perturbación en la salida, mostrando pérdida de prestaciones y conforme avanza el tiempo no se recupera, puesto que las variaciones no le permiten llegar a su estacionario. Se observa también en la Figura 5.42, un incremento de la señal de control con respecto a la experimentación con perfil lento, pero mantiene sus prestaciones.

5.3. Condiciones de Implementación de MCS para el Inversor basado en LCL

Para implementar un MCS en un sistema a controlar, se establecen condiciones mínimas que debe cumplir el sistema. La primera condición consiste en poder llevar el sistema al Espacio de Estados en Forma Canónica Controlable. Otra condición que se pudiese derivar es la que en caso de no poder medir todas las variables de estado, también será necesario que el sistema sea Observable. En esta sección estas condiciones se verificarán para el inversor basado en LCL.

5.3.1. Forma Canónica Controlable del Inversor basado en LCL

Dado que uno de los requerimientos de MCS es representar el sistema a controlar en el espacio de estados en Forma Canónica Controlable, a partir del diagrama simplificado del Inversor basado en LCL mostrado en la Figura 5.43 se procederá a obtener esta estructura.

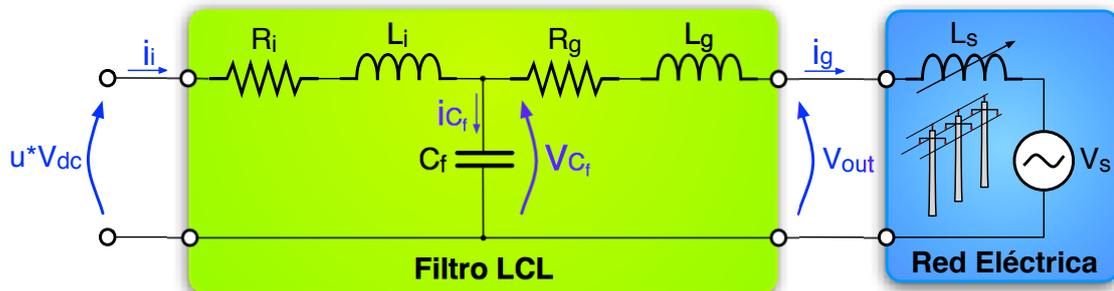


Figura 5.43: Diagrama simplificado del Inversor basado en LCL

Puesto que el objetivo es controlar la corriente de salida del inversor $i_g(t)$, se buscará obtener una expresión que contenga la corriente de salida i_g en función del voltaje de entrada uV_{dc} y el voltaje de Red V_s . Bajo la consideración de un modelo promediado y mediante la utilización de las leyes de

Kirchhoff, se obtienen las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned} u \cdot V_{dc} &= R_i i_i + L_i \frac{di_i}{dt} + V_{C_f} \\ V_{C_f} &= R_g i_g + (L_g + L_s) \frac{di_g}{dt} + V_s \\ i_i &= i_{C_f} + i_g = C_f \frac{dV_{C_f}}{dt} + i_g. \end{aligned} \quad (5.13)$$

Aplicando la transformada de Laplace y al combinar de manera adecuada las relaciones de (5.13) se obtiene:

$$u(s) \cdot V_{dc} = (R_i + L_i s) [C_f s V_{C_f}(s) + I_g(s)] + R_g I_g(s) + (L_g + L_s) s I_g(s) + V_s(s). \quad (5.14)$$

Al agrupar los términos de (5.14) obtenemos:

$$u \cdot V_{dc} = \left\{ \begin{aligned} &[L_i C_f (L_g + L_s)] s^3 + [R_i C_f (L_g + L_s) + L_i C_f R_g] s^2 \\ &+ \{R_i C_f R_g + [L_i + (L_g + L_s)]\} s + (R_i + R_g) \end{aligned} \right\} I_g + \left(\begin{aligned} &1 + R_i C_f s \\ &+ L_i C_f s^2 \end{aligned} \right) V_s. \quad (5.15)$$

Se establecen algunas variables:

$$\begin{aligned} a_3 &= L_i C_f (L_g + L_s) \\ a_2 &= R_i C_f (L_g + L_s) + L_i C_f R_g \\ a_1 &= R_i C_f R_g + [L_i + (L_g + L_s)] \\ a_0 &= (R_i + R_g) \\ b_0 &= -1; \quad b_1 = -R_i C_f; \quad b_2 = -L_i C_f \\ F(s) &= -(1 + R_i C_f s + L_i C_f s^2) = (b_0 + b_1 s + b_2 s^2). \end{aligned} \quad (5.16)$$

Al sustituir en (5.15) las variables definidas en (5.16) tenemos:

$$(a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0) I_g(s) = V_{dc} \cdot u(s) + F(s) V_s(s). \quad (5.17)$$

Si pasamos (5.17) al dominio del tiempo para adoptar las variables de estado se tiene:

$$a_3 \frac{d^3 i_g(t)}{dt} + a_2 \frac{d^2 i_g(t)}{dt} + a_1 \frac{di_g(t)}{dt} + a_0 i_g(t) = V_{dc} \cdot u(t) + F(dt) V_s(t). \quad (5.18)$$

Se definen como variables de estado:

$$\begin{aligned} i_g(t) &= x_1 \\ \frac{di_g(t)}{dt} &= x_2 = \frac{dx_1}{dt} = \dot{x}_1 \\ \frac{d^2 i_g(t)}{dt} &= x_3 = \frac{dx_2}{dt} = \dot{x}_2. \end{aligned} \quad (5.19)$$

Al sustituir (5.18) en (5.19) y ordenar las igualdades, se obtiene:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_3 \\ \dot{x}_3 &= -\frac{a_2}{a_3} x_3 - \frac{a_1}{a_3} x_2 - \frac{a_0}{a_3} x_1 + \frac{V_{dc}}{a_3} u(t) + \frac{1}{a_3} F(dt) V_s(t) \\ y &= i_g(t) = x_1. \end{aligned} \quad (5.20)$$

Si se expresa en forma matricial (5.20) considerando la realización en el Espacio de Estados con perturbación:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{B}_0V_s + \mathbf{B}_1\dot{V}_s + \mathbf{B}_2\ddot{V}_s \\ y &= \mathbf{C}\mathbf{x},\end{aligned}\quad (5.21)$$

y si se desarrolla (5.21) con todos sus componentes matriciales, se obtiene:

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{a_0}{a_3} & -\frac{a_1}{a_3} & -\frac{a_2}{a_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \frac{V_{dc}}{a_3} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{b_0}{a_3} \end{bmatrix} V_s + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{b_1}{a_3} \end{bmatrix} \dot{V}_s + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{b_2}{a_3} \end{bmatrix} \ddot{V}_s \\ y &= [1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (5.22)$$

que es la representación buscada en el **Espacio de Estados en Forma Canónica Controlable del Inversor basado en LCL**, puesto que los estados obtenidos son la salida de los integradores del sistema. Los valores característicos de A se muestran a continuación:

$$\begin{aligned}\lambda_{1A} &= -614.7226 \\ \lambda_{2A} &= -1.3155 \cdot 10^2 + 2.6992 \cdot 10^4 j \\ \lambda_{3A} &= -1.3155 \cdot 10^2 - 2.6992 \cdot 10^4 j.\end{aligned}\quad (5.23)$$

Estos valores característicos de A, se encuentran todos en el semi-plano izquierdo del eje imaginario, lo cual muestra que el sistema es estable.

5.3.1.1. Controlabilidad

Una vez establecido en el espacio de estados la forma canónica controlable del Inversor basado en LCL, un requisito primordial para poder implementar MCS es determinar si el sistema es controlable, para asegurar que exista una ley de control que permita llevar los estados del sistema desde su valor inicial hasta el valor final esperado.

El modelo de estados del inversor basado en LCL tiene tres estados, lo cual implica ser de orden tres ($n = 3$). Por tanto la matriz de Controlabilidad Q_o para un sistema de orden tres es:

$$Q_o = [B \ AB \ A^2B]$$

Así:

$$Q_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{V_{dc}}{a_3} \\ 0 & \frac{V_{dc}}{a_3} & -\frac{a_2 V_{dc}}{a_3^2} \\ 1 & -\frac{a_2 V_{dc}}{a_3^2} & \frac{V_{dc}}{a_3} \left(-\frac{a_1}{a_3} + \frac{a_2^2}{a_3^2} \right) \end{bmatrix} \Rightarrow \text{rango}(Q_o) = 3, \forall V_{dc} \neq 0. \quad (5.24)$$

Al ser el rango de la Matriz de Controlabilidad Q_o el mismo que el orden del sistema, se concluye que el sistema es **Controlable** [146].

5.3.1.2. Observabilidad

De acuerdo a la estructura de forma canónica controlable, las variables de estado son las salidas de los integradores del sistema, siendo por ello evidente que no todas ellas tendrán interpretación física. Esto implica que no todos sus estados sean medibles, por lo que se deberá construir un observador de estados para contar con los estados no medibles.

Se debe por tanto verificar si el inversor basado en LCL es observable. Al ser el orden del Inversor basado en LCL $n = 3$, la Matriz de Observabilidad será:

$$P_o = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \end{bmatrix}$$

Así:

$$P_o = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \Rightarrow \text{rango}(P_o) = 3. \quad (5.25)$$

Al ser el rango de la Matriz de Observabilidad P_o el mismo que el orden del sistema, se concluye que el sistema es **Observable** [146].

5.4. Modelo de Referencia para el Inversor basado en LCL

Una de las partes más importantes de MCS es el Modelo de Referencia, puesto que este determinará la dinámica del Sistema a controlar, permitiendo a la Planta generar una señal de salida con el menor error con respecto a la señal de referencia, si los estados entregados por el Modelo de Referencia son lo más fieles con respecto a los estados deseados.

La metodología empleada para obtener el Modelo de Referencia consiste primero en establecer un sistema en el Espacio de Estados que tenga los mismos estados que la Planta y con estructura canónica controlable, donde A_{mr} debe ser Hurwitz, lo cual garantizará la estabilidad del Modelo de Referencia. El segundo paso será determinar la dinámica deseada de los estados, que junto con la referencia nos permitirán obtener los valores de A_{mr} . Los grados de libertad para el diseño serán: $-a_1^m$, $-a_2^m$, $-a_3^m$, junto con la referencia del sistema de control $r(t)$.

En base a la metodología empleada para el Roto-imán (sección 5.2.3), el Modelo de Referencia para el Inversor basado en LCL en el espacio de estados vendrá dado por:

$$\dot{x}_{mr}(t) = A_{mr}x_{mr}(t) + b_{mr}B_{mr}r(t), \quad (5.26)$$

donde la estructura de A_{mr} , B_{mr} y b_{mr} es:

$$A_{mr} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_1^m & -a_2^m & -a_3^m \end{bmatrix}; \quad B_{mr} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad b_{mr} = 1; \quad (5.27)$$

y el vector de estados es el mismo que los de la Planta (recuérdese (5.19)):

$$x_{mr}(t) = \begin{bmatrix} \dot{i}_g \\ \dot{i}_g \\ \vdots \\ \dot{i}_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{1mr} \\ x_{2mr} \\ x_{3mr} \end{bmatrix}. \quad (5.28)$$

El objetivo del Inversor basado en LCL es entregar a la Red Eléctrica una onda de corriente eléctrica sinusoidal, lo que implica que el estado x_{1mr} sea $I_{gref} \text{ sen } \omega t$, donde I_{gref} será la amplitud escogida como salida del Inversor LCL, permitiendo al inversor entregar mas o menos corriente a la Red en función de la energía generada. Por lo tanto:

$$x_{mr} = \begin{bmatrix} I_{gref} \text{ sen } \omega t \\ \omega I_{gref} \text{ cos } \omega t \\ -\omega^2 I_{gref} \text{ sen } \omega t \end{bmatrix}.$$

Así (5.26) con todos los componentes matriciales es:

$$\dot{x}_{mr} = \begin{bmatrix} \dot{x}_{1mr} \\ \dot{x}_{2mr} \\ \dot{x}_{3mr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_1^m & -a_2^m & -a_3^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{gref} \text{ sen } \omega t \\ \omega I_{gref} \text{ cos } \omega t \\ -\omega^2 I_{gref} \text{ sen } \omega t \end{bmatrix} + b_{mr} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} r(t). \quad (5.29)$$

Al desarrollar (5.29) se tiene:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{1mr} &= \omega I_{gref} \text{ cos } \omega t \\ \dot{x}_{2mr} &= -\omega^2 I_{gref} \text{ sen } \omega t \\ \dot{x}_{3mr} &= -a_1^m I_{gref} \text{ sen } \omega t - a_2^m \omega I_{gref} \text{ cos } \omega t + a_3^m \omega^2 I_{gref} \text{ sen } \omega t + b_{mr} r(t), \end{aligned}$$

y en virtud de la dinámica deseada:

$$\dot{x}_{3mr} = -\omega^3 I_{gref} \text{ cos } \omega t.$$

Al escoger la referencia como:

$$r(t) = I_{gref} \text{ cos } \omega t, \quad (5.30)$$

y las constantes $a_1^m = \omega^2$ y $a_3^m = b_{mr} = 1$, se obtiene:

$$-\omega^3 I_{gref} \text{ cos } \omega t = -(\omega^2) I_{gref} \text{ sen } \omega t - a_2^m \omega I_{gref} \text{ cos } \omega t + \omega^2 I_{gref} \text{ sen } \omega t + I_{gref} \text{ cos } \omega t;$$

lo que hace que:

$$a_2^m = \omega^2 + \frac{1}{\omega}.$$

Así el Modelo de Referencia obtenido para el Inversor basado en LCL es:

$$\dot{x}_{mr} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\omega^2 & -\left(\omega^2 + \frac{1}{\omega}\right) & -1 \end{bmatrix} x_{mr} + 1 \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} I_{gref} \text{ cos } \omega t; \quad (5.31)$$

donde sus condiciones iniciales serán:

$$x_{mr}(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ w I_{gref} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (5.32)$$

El modelo obtenido en (5.31) es controlable, como también observable y la parte real de los valores característicos de A_{mr} se encuentran ubicados todos en el lado izquierdo del plano complejo, garantizando la estabilidad del Modelo de Referencia. Los valores característicos de A_{mr} son:

$$\begin{aligned} \lambda_{1A_{mr}} &= -1.0000 \\ \lambda_{2A_{mr}} &= -1.6126 \cdot 10^{-8} + 3.1416 \cdot 10^2 j \\ \lambda_{3A_{mr}} &= -1.6126 \cdot 10^{-8} - 3.1416 \cdot 10^2 j. \end{aligned}$$

Como se puede observar, los valores característicos del modelo de referencia se encuentran alejados de los valores característicos del Inversor basado en LCL. Es más conveniente que los valores característicos del modelo de referencia están más cercanos a los del Inversor, puesto que le será más fácil al Inversor alcanzar los estados del modelo de referencia.

Un detalle importante de la metodología empleada para obtener el Modelo de Referencia es poder modificar la ubicación de sus valores característicos, siendo una alternativa para ello el incrementar el valor b_{mr} , lo cual modificará a_2^m , permitiendo la variación de los valores característicos. Si se elige el valor de:

$$b_{mr} = \frac{1}{L_i^2 C_f} \quad (5.33)$$

en (5.29), el **Modelo de Referencia para el Inversor basado en LCL** definitivo, viene dado por:

$$\dot{x}_{mr} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -w^2 & -\left(w^2 + \frac{1}{L_i^2 C_f}\right) & -1 \end{bmatrix} x_{mr} + \frac{1}{L_i^2 C_f} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} I_{gref} \cos wt \quad (5.34)$$

y los nuevos valores característicos son:

$$\begin{aligned} \lambda_{1A_{mr}} &= -9.0406 \cdot 10^{-5} \\ \lambda_{2A_{mr}} &= -4.9995 \cdot 10^{-1} + 3.3041 \cdot 10^4 j \\ \lambda_{3A_{mr}} &= -4.9995 \cdot 10^{-1} - 3.3041 \cdot 10^4 j. \end{aligned} \quad (5.35)$$

Para verificar el funcionamiento del Modelo de Referencia para el Inversor LCL, se implementa un modelo de simulación utilizando Matlab, considerando las condiciones iniciales (5.32) y la referencia establecida. El diagrama de bloques de este se muestra en la Figura 5.44. En la Figura 5.45 se observan tanto la corriente de referencia $r(t)$ como la corriente de salida $x_{1mr}(t)$ del Modelo de Referencia,

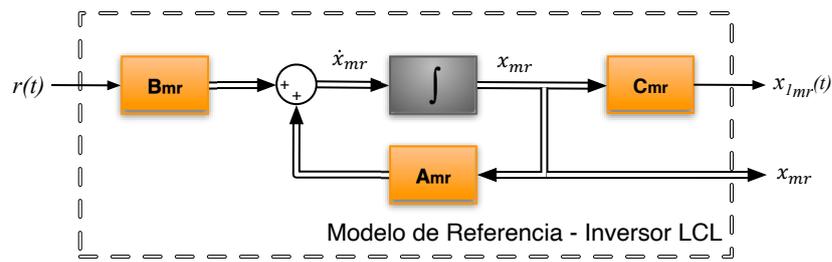


Figura 5.44: Diagrama de Bloques del Modelo de Referencia

las cuales tienen la misma amplitud pero se encuentran desfasados $\pi/2$ radianes, cumpliendo con las condiciones de diseño.

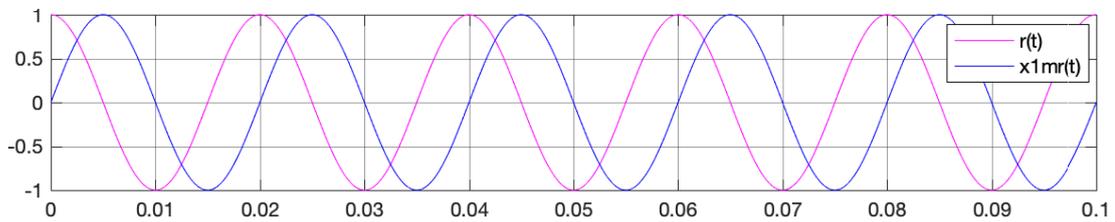


Figura 5.45: Corriente de Referencia y Corriente de salida del Modelo de Referencia

En la Figura 5.46 se observan los estados generados por el Modelo de Referencia para el Inversor basado en LCL, los cuales cumplen con los requerimientos de la dinámica deseada tanto en amplitud como en fase.

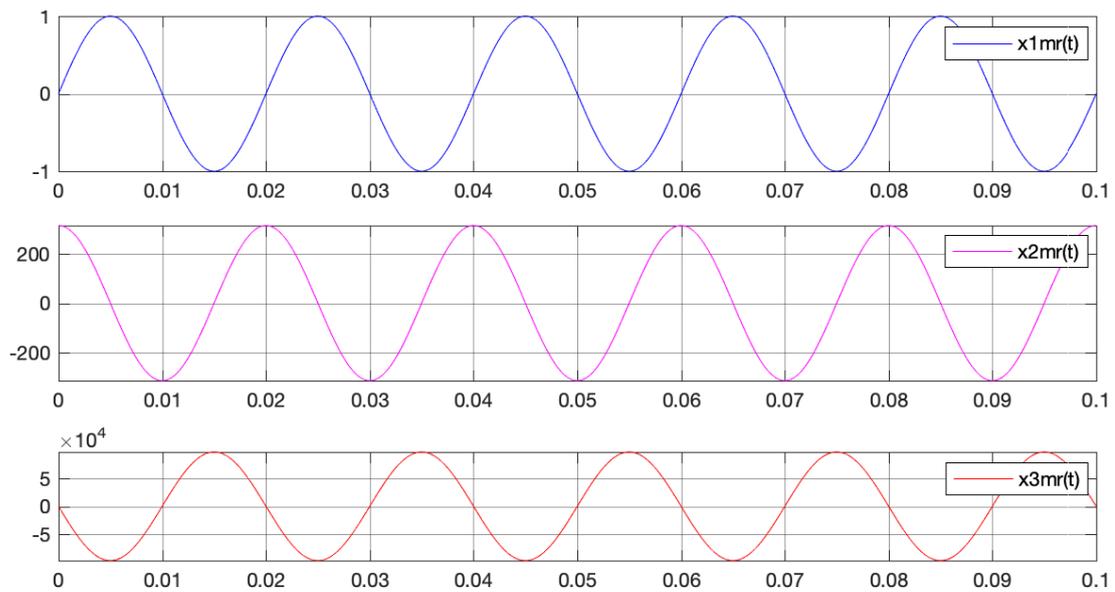


Figura 5.46: Vector de Estados generado por el Modelo de Referencia

5.5. Normalización del Inversor basado en LCL

Dado que los elementos que conforman el filtro LCL tienen valores muy pequeños, y por otro lado, el vector de estados tiene amplitudes muy grandes, es aconsejable normalizar el sistema. Ello evitará cálculos y simulaciones complejas innecesarias, permitiendo encontrar valores de α , β y C_e , dentro de los rangos de implementación.

Para ello se definen las siguientes variables de Normalización:

$$\tau = \frac{1}{\sqrt{L_i C_f}} t, \quad x_{1N} = \frac{1}{V_{dc}} \sqrt{\frac{L_i}{C_f}} i_g, \quad x_{2N} = \frac{dx_{1N}}{d\tau}, \quad x_{3N} = \frac{dx_{2N}}{d\tau}, \quad (5.36)$$

y de estas variables de (5.36) se puede deducir que:

$$\begin{aligned} t &= \sqrt{L_i C_f} \tau \\ dt &= \sqrt{L_i C_f} d\tau \quad \rightarrow \quad \frac{dt}{d\tau} = \sqrt{L_i C_f}. \end{aligned} \quad (5.37)$$

A partir de (5.36) y (5.37) se determinan los nuevos estados normalizados del Inversor basado en LCL:

$$\begin{bmatrix} x_{1N} \\ x_{2N} \\ x_{3N} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{dc}} \sqrt{\frac{L_i}{C_f}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{L_i C_f} & 0 \\ 0 & 0 & L_i C_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

Por tanto se puede decir que los estados normalizados vienen dados por:

$$\mathbf{x}_N = \mathbf{\Gamma} \mathbf{x}, \quad (5.38)$$

donde $\mathbf{\Gamma}$ es la **Matriz de Normalización**:

$$\mathbf{\Gamma} = \frac{1}{V_{dc}} \sqrt{\frac{L_i}{C_f}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{L_i C_f} & 0 \\ 0 & 0 & L_i C_f \end{bmatrix}. \quad (5.39)$$

Si se deriva (5.38) se obtiene:

$$\frac{d\mathbf{x}_N}{d\tau} = \mathbf{\Gamma} \frac{d\mathbf{x}}{d\tau} = \mathbf{\Gamma} \frac{d\mathbf{x}}{dt} \frac{dt}{d\tau} = \sqrt{L_i C_f} \mathbf{\Gamma} \frac{d\mathbf{x}}{dt}. \quad (5.40)$$

A partir de (5.39) y (5.40) se Normaliza la realización (5.21):

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_N &= \frac{d\mathbf{x}_N}{d\tau} = \sqrt{L_i C_f} \mathbf{\Gamma} (\mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} u + \mathbf{F} d) \\ y_N &= \mathbf{C} \mathbf{x}_N = \mathbf{C} \mathbf{\Gamma} \mathbf{x} \end{aligned} \quad (5.41)$$

Así el Sistema Normalizado es:

$$\dot{\mathbf{x}}_N = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{a_0}{a_3} L_i C_f \sqrt{L_i C_f} & -\frac{a_1}{a_3} L_i C_f & -\frac{a_2}{a_3} \sqrt{L_i C_f} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \frac{L_i^2 C_f}{a_3} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u + \frac{dx_{per}}{d\tau} \quad (5.42)$$

$$y_N = \begin{bmatrix} \frac{1}{V_{dc}} \sqrt{\frac{L_i}{C_f}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x},$$

donde:

$$\frac{dx_{per}}{d\tau} = \frac{L_i}{(L_g + L_s)} \frac{1}{V_{dc}} b_0 V_s + \frac{L_i \sqrt{L_i C_f}}{(L_g + L_s)} \frac{1}{V_{dc}} b_1 \frac{dV_s}{dt} + \frac{L_i^2 C_f}{(L_g + L_s)} \frac{1}{V_{dc}} b_2 \frac{d^2 V_s}{dt^2}.$$

Una vez normalizado el Inversor, es necesario también normalizar el Modelo de Referencia para poder implementar un sistema normalizado. Bajo la misma metodología se obtienen la Normalización del Modelo de Referencia (5.34):

$$\frac{d\mathbf{x}_{mrN}}{d\tau} = \sqrt{L_i C_f} \mathbf{\Gamma} [\mathbf{A}_{mr} \mathbf{x}_{mr} + b_{mr} \mathbf{B}_{mr} r(t)]. \quad (5.43)$$

Al desarrollar (5.43) se obtiene:

$$\frac{d\mathbf{x}_{mrN}}{d\tau} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -w^2 L_i C_f \sqrt{L_i C_f} & -w^2 + \frac{1}{w} L_i C_f & -\sqrt{L_i C_f} \end{bmatrix} \mathbf{x}_{mr} + 1 \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} r_N(\tau), \quad (5.44)$$

siendo:

$$r_N(\tau) = \frac{1}{V_{dc}} r(t) \quad (5.45)$$

5.6. Observador de Estados de Orden Completo

Un aspecto a considerar y superar es que no todos los estados con los que trabaja el sistema en Forma Canónica Controlable son medibles, por lo que será necesario implementar un Observador de Estados de Orden Completo que permita estimar estos estados. Este observador deberá converger rápidamente a los valores reales del Inversor y ser también estable, y tener una estructura de Forma Canónica Controlable para que cumpla con las condiciones de MCS. Teniendo en cuenta estas consideraciones, un inconveniente que se tiene para la implementación del Observador es que la Inductancia de la Red L_s no es conocida, y por otro lado no es factible medir el valor de Voltaje de la Red V_s . Por ello se realiza la medición de Voltaje Red en el punto de conexión del Inversor V_{out} y la corriente de salida del inversor a controlar I_g , como se muestra en la Figura 5.47.

Considerando un modelo promediado y utilizando de las leyes de Kirchhoff se obtienen las siguientes

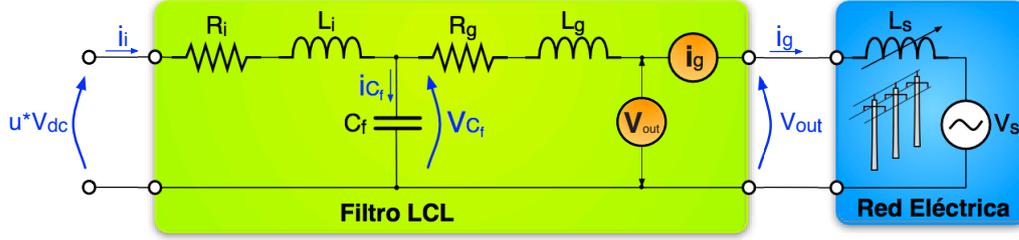


Figura 5.47: Medición de señales para Observador de Estados de Orden Completo

relaciones:

$$\begin{aligned} u \cdot V_{dc} &= R_i i_i + L_i \frac{di_i}{dt} + V_{C_f} \\ V_{C_f} &= R_g i_g + L_g \frac{di_g}{dt} + V_{out} \\ i_i &= i_{C_f} + i_g = C_f \frac{dV_{C_f}}{dt} + i_g. \end{aligned} \quad (5.46)$$

Aplicando a (5.46) la transformada de Laplace y al combinar de manera adecuada las relaciones, se obtiene:

$$U(s) \cdot V_{dc} = \left\{ \begin{array}{l} L_i C_f L_g s^3 + (R_i C_f L_g + L_i C_f R_g) s^2 \\ + [R_i C_f R_g + (L_i + L_g)] s + (R_i + R_g) \end{array} \right\} I_g(s) + \left(\begin{array}{l} 1 + R_i C_f s \\ + L_i C_f s^2 \end{array} \right) V_{out}. \quad (5.47)$$

Se establecen algunas variables:

$$\begin{aligned} \bar{a}_3 &= L_i C_f L_g \\ \bar{a}_2 &= R_i C_f L_g + L_i C_f R_g \\ \bar{a}_1 &= R_i C_f R_g + (L_i + L_g) \\ \bar{a}_0 &= (R_i + R_g) \\ b_0 &= -1; \quad b_1 = -R_i C_f; \quad b_2 = -L_i C_f \\ F(s) &= -(1 + R_i C_f s + L_i C_f s^2) = (b_0 + b_1 s + b_2 s^2). \end{aligned} \quad (5.48)$$

Al sustituir estas variables en (5.48), tenemos:

$$(\bar{a}_3 s^3 + \bar{a}_2 s^2 + \bar{a}_1 s + \bar{a}_0) I_g(s) = V_{dc} \cdot u(s) + F(s) V_{out}(s). \quad (5.49)$$

Si pasamos (5.49) al dominio del tiempo para adoptar las variables de estado, se tiene:

$$\bar{a}_3 \frac{d^3 i_g(t)}{dt} + \bar{a}_2 \frac{d^2 i_g(t)}{dt} + \bar{a}_1 \frac{d i_g(t)}{dt} + \bar{a}_0 i_g(t) = V_{dc} \cdot u(s) + F(dt) V_{out}(t). \quad (5.50)$$

Se definen como variables de estado observadas:

$$\begin{aligned} \hat{i}_g(t) &= \hat{x}_1 \\ \frac{d\hat{i}_g(t)}{dt} &= \hat{x}_2 = \frac{d\hat{x}_1}{dt} = \dot{\hat{x}}_1 \\ \frac{d^2 \hat{i}_g(t)}{dt} &= \hat{x}_3 = \frac{d\hat{x}_2}{dt} = \dot{\hat{x}}_2. \end{aligned} \quad (5.51)$$

Al sustituir (5.50) en (5.51) y ordenar las igualdades, se obtiene:

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{x}}_1 &= \hat{x}_2 \\
 \dot{\hat{x}}_2 &= \hat{x}_3 \\
 \dot{\hat{x}}_3 &= -\frac{\bar{a}_2}{\bar{a}_3}\hat{x}_3 - \frac{\bar{a}_1}{\bar{a}_3}\hat{x}_2 - \frac{\bar{a}_0}{\bar{a}_3}\hat{x}_1 + \frac{V_{dc}}{\bar{a}_3}d(t) + \frac{1}{\bar{a}_3}F(dt)V_{out}(t) \\
 y &= i_g(t) = \hat{x}_1.
 \end{aligned} \tag{5.52}$$

Si se expresa en forma matricial (5.52) considerando la realización en el Espacio de Estados con perturbación:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \\ \dot{\hat{x}}_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{\bar{a}_0}{\bar{a}_3} & -\frac{\bar{a}_1}{\bar{a}_3} & -\frac{\bar{a}_2}{\bar{a}_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \hat{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{V_{dc}}{\bar{a}_3} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{b_0}{\bar{a}_3} \end{bmatrix} V_{out} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{b_1}{\bar{a}_3} \end{bmatrix} \dot{V}_{out} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{b_2}{\bar{a}_3} \end{bmatrix} \ddot{V}_{out} \\
 y &= [1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \hat{x}_3 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{5.53}$$

Por tanto (5.53) en forma compacta es:

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}_o\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_o u + \mathbf{B}_{o0}V_{out} + \mathbf{B}_{o1}\dot{V}_{out} + \mathbf{B}_{o2}\ddot{V}_{out} \\
 y &= \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}.
 \end{aligned} \tag{5.54}$$

y a partir de (5.54) los estados pueden ser estimados usando el siguiente el Observador:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_o\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_o u + \mathbf{B}_{o0}V_{out} + \mathbf{B}_{o1}\dot{V}_{out} + \mathbf{B}_{o2}\ddot{V}_{out} + \mathbf{L}(i_g - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}), \tag{5.55}$$

donde \mathbf{L} será la ganancia del Observador. Considerando L_s como constante las siguientes relaciones se cumplen:

$$\begin{aligned}
 V_{out} &= L_s \frac{di_g(t)}{dt} + V_s = L_s \mathbf{H}_1 \mathbf{x} + V_s \\
 \dot{V}_{out} &= L_s \frac{d^2 i_g(t)}{dt^2} + \dot{V}_s = L_s \mathbf{H}_2 \mathbf{x} + \dot{V}_s \\
 \ddot{V}_{out} &= L_s \frac{d}{dt} \left(\frac{d^2 i_g(t)}{dt^2} \right) + \ddot{V}_s = L_s \mathbf{H}_2 \dot{\mathbf{x}} + \ddot{V}_s \\
 \ddot{V}_{out} &= L_s \mathbf{H}_2 (\mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{B}_0 V_s + \mathbf{B}_1 \dot{V}_s + \mathbf{B}_2 \ddot{V}_s) + \ddot{V}_s,
 \end{aligned} \tag{5.56}$$

siendo:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{H}_1 &= [0 \ 1 \ 0] \\
 \mathbf{H}_2 &= [0 \ 0 \ 1].
 \end{aligned}$$

El vector de error \mathbf{e} es definido por:

$$\mathbf{e} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}, \tag{5.57}$$

siendo la dinámica del vector de error:

$$\dot{\mathbf{e}} = \dot{\mathbf{x}} - \dot{\hat{\mathbf{x}}}. \tag{5.58}$$

Al desarrollar (5.58) se tiene:

$$\dot{e} = \mathbf{A}x + \mathbf{B}u + \mathbf{B}_0V_s + \mathbf{B}_1\dot{V}_s + \mathbf{B}_2\ddot{V}_s - \mathbf{A}_o\hat{x} - \mathbf{B}_o u - \mathbf{B}_{o0}V_{out} - \mathbf{B}_{o1}\dot{V}_{out} - \mathbf{B}_{o2}\ddot{V}_{out} - \mathbf{L}(i_g - \mathbf{C}\hat{x})$$

Considerando las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_o &= \mathbf{A} - L_s\mathbf{B}_{o0}\mathbf{H}_1 - L_s\mathbf{B}_{o1}\mathbf{H}_2 - \mathbf{B}_{o2}\mathbf{H}_2\mathbf{A} \\ \mathbf{B}_o &= \mathbf{B} - L_s\mathbf{B}_{o2}\mathbf{H}_2\mathbf{B} \\ \mathbf{B}_{o0} &= \mathbf{B}_0 - L_s\mathbf{B}_{o2}\mathbf{H}_2\mathbf{B}_0 \\ \mathbf{B}_{o1} &= \mathbf{B}_1 - L_s\mathbf{B}_{o2}\mathbf{H}_2\mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_{o2} &= \mathbf{B}_2(L_s\mathbf{H}_2\mathbf{B}_2 + \mathbb{I})^{-1} \end{aligned} \quad (5.59)$$

y aplicando las relaciones (5.56) se obtiene la dinámica del error:

$$\dot{e} = [\mathbf{A}_o - \mathbf{L}\mathbf{C}]e \quad (5.60)$$

Por tanto, si $\mathbf{A}_o - \mathbf{L}\mathbf{C}$ es estable, el vector de error convergerá a cero para cualquier vector de error inicial. En tanto que los polos del Observador deberán ser escogidos adecuadamente para que el error de estimación converja lo suficientemente rápido. El diagrama de bloques del Observador de Estados de Orden Completo para el Inversor basado en LCL se muestra en la Figura 5.48. Para comprobar el

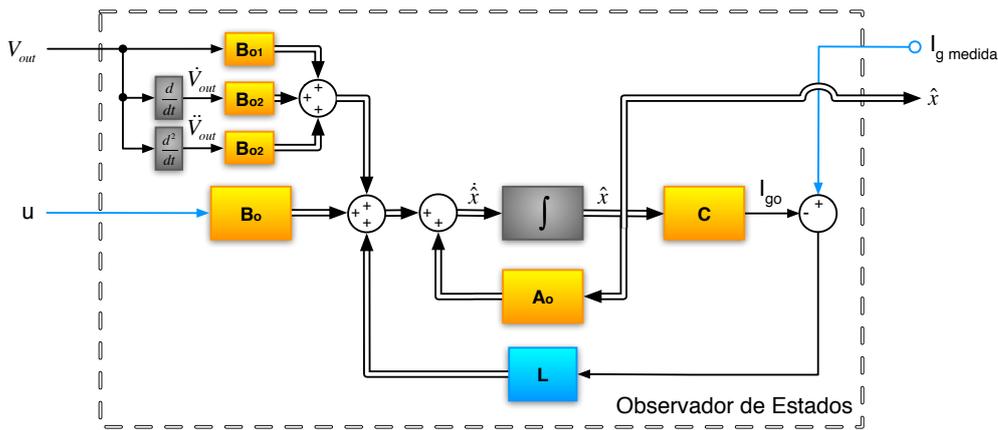


Figura 5.48: Observador de Estados de Orden Completo para el Inversor basado en LCL

funcionamiento del Observador de Estados se implementa un controlador mediante realimentación de estados bajo la metodología de Asignación de Polos en el espacio de estados. El diagrama de bloques del sistema de prueba del Observador de Estados se muestra en la Figura 5.49.

Al ser el sistema completamente controlable y observable, de acuerdo a lo verificado en las secciones 5.3.1.1 y 5.3.1.2, los polos en lazo cerrado del Inversor basado en LCL podrán ser ubicados en cualquier lugar del semi plano izquierdo del eje imaginario, eligiéndose estos en:

$$s_1 = -20W_r, \quad s_2 = -20W_r, \quad s_3 = -20W_r \quad (5.61)$$

donde W_r es la frecuencia de resonancia del Filtro LCL. Los polos del observador son ubicados 2.5 veces mas rápidos que los del inversor, para que de esta forma los polos dominantes del sistema sean los del controlador:

$$s_{o1} = -50W_r, \quad s_{o2} = -50W_r, \quad s_{o3} = -50W_r \quad (5.62)$$

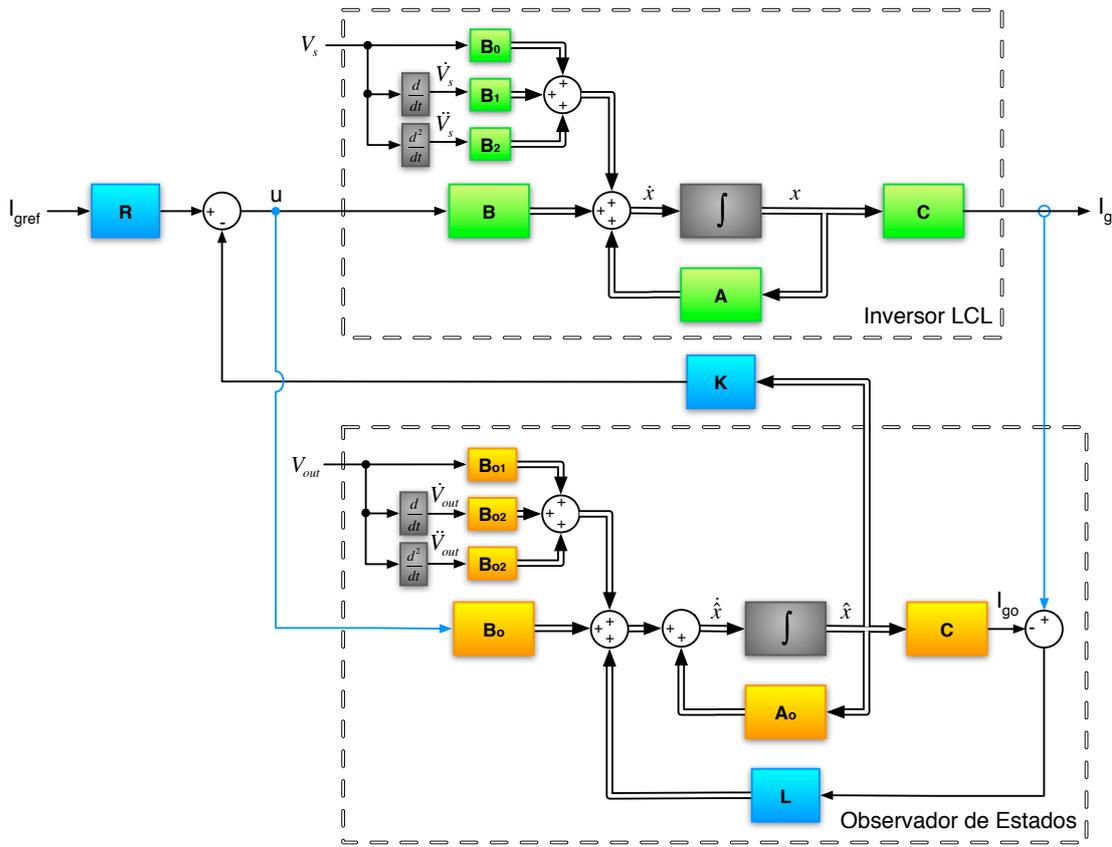


Figura 5.49: Modelo de Simulación Matemático del Observador de Estados de Orden Completo

Mediante la aplicación de la metodología de asignación de polos dada en [146] que considera una ley de control:

$$u = -\mathbf{K}\mathbf{x}, \tag{5.63}$$

se obtienen los valores de las ganancias del controlador, \mathbf{K} , y del observador, \mathbf{L} :

$$\begin{aligned} \mathbf{K} &= [3.7225 \cdot 10^2 \quad 2.0668 \cdot 10^{-3} \quad 3.8295 \cdot 10^{-9}] \\ \mathbf{L} &= [4.0482 \cdot 10^6 \quad 5.4607 \cdot 10^{12} \quad 2.4509 \cdot 10^{18}]^T \end{aligned} \tag{5.64}$$

El factor de corrección de la Referencia es obtenido a partir de:

$$\begin{aligned} R &= -[\mathbf{C}(\mathbf{A} - \mathbf{BK})^{-1}\mathbf{B}]^{-1} \\ R &= 5.8165 \cdot 10^3. \end{aligned} \tag{5.65}$$

Con todos los componentes del sistema, se procede a simular el Modelo Matemático de la Figura 5.49, en el que se considera $V_{out} = V_o$. El vector de estados $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1 \hat{x}_2 \hat{x}_3]^T$, generado por el **Observador de Estados**, es mostrado en la Figura 5.50, donde la nomenclatura ha sido sustituida por: $\hat{x}_1 = x_{o1}$, $\hat{x}_2 = x_{o2}$ y $\hat{x}_3 = x_{o3}$.

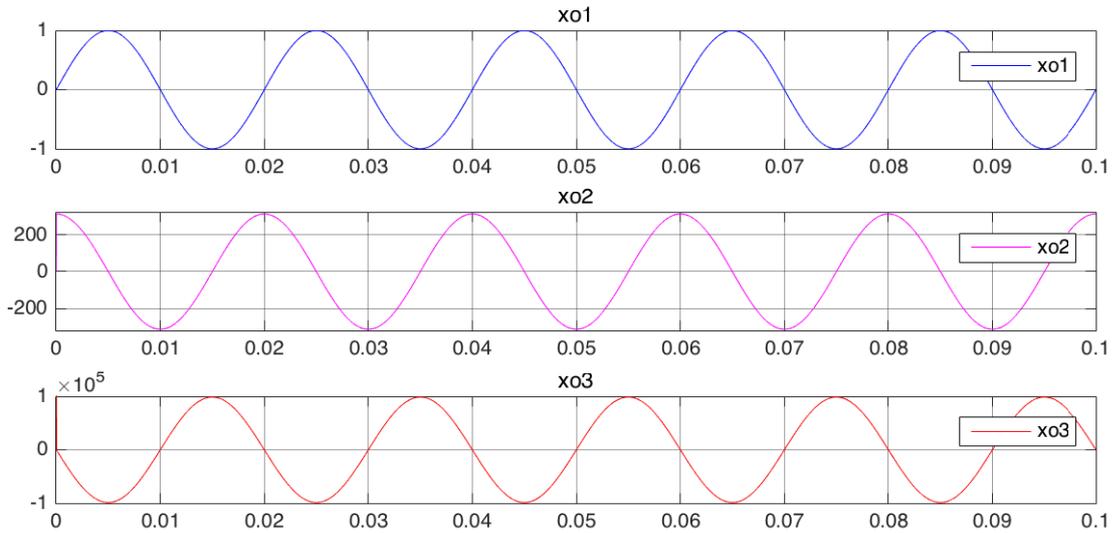


Figura 5.50: Vector de Estados $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1 \hat{x}_2 \hat{x}_3]^T$ generado por el Observador de Estados.

Como se puede verificar en las gráficas, los estados observados convergen de forma correcta a los del Inversor, sin la presencia de oscilaciones. Tan solo se observa que el estado \hat{x}_3 presenta un sobre impulso en su inicio, esto debido a que todos los estados tienen condiciones iniciales iguales a cero. Una comparativa de los estados del Observador y del Inversor LCL se tiene en la Figura 5.51, donde se puede apreciar el correcto seguimiento del Observador, tanto en amplitud como en fase.

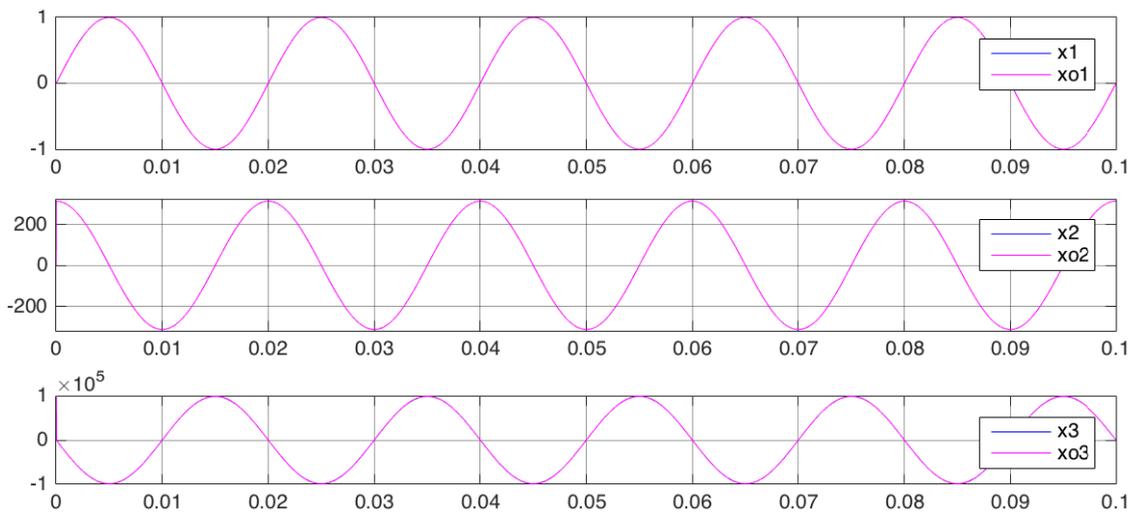


Figura 5.51: Comparativa del Vector de Estados del Inversor LCL y del Observador de Estados con MCS tiempo continuo

5.7. Modelos de Simulación de MCS para el Inversor basado en LCL

Para la implementación de MCS para el Inversor basado en LCL se ha llevado a cabo varios modelos de simulación que permitan sintonizar y luego ir afinando los valores de α y β , hasta tener un error y un desempeño dentro de márgenes aceptables.

Estos modelos desarrollados están divididos en MCS en tiempo continuo y MCS en tiempo discreto. Tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto, a su vez, se han implementado tres tipos de simulaciones: Matemático, Promediado y Conmutado.

Estas simulaciones implementadas van desde un modelo matemático puro, donde primero se simula el sistema sin perturbación y luego con perturbación. Una vez funcionando este modelo se implementará un modelo promediado, donde ya intervendrán los dispositivos eléctricos, pero no estarán presentes los dispositivos de conmutación de potencia (IGBT). Por último se implementará el sistema en forma conmutada, el cual es un sistema muy cercano a la realidad, en el cual se tendrá el PWM implementado para el disparo de los interruptores de potencia, medición de variables, y también se contará con el filtro LCL y la red eléctrica.

5.7.1. Modelos de Simulación de MCS en Tiempo Continuo para el Inversor basado en LCL

En esta sección se desarrollarán varios Modelos de Simulación que nos permitan observar el funcionamiento y las características de MCS en tiempo continuo, basándose para ello en [121]. En cada simulación realizada se mostrará cada una de las partes de los sistemas implementados y los resultados obtenidos, junto con los valores de α , β y C_e empleados.

5.7.1.1. Modelo de Simulación Matemático

El objetivo de realizar un Modelo de Simulación Matemática es contar con todos los estados del sistema (x_1, x_2, x_3) , sin la utilización del Observador de Estados, lo que permitirá implementar el algoritmo de control sin complicaciones, y así poder elegir los valores de α y β que estabilice el sistema, para luego ir afinándolos hasta tener un error dentro de márgenes aceptables. En estas condiciones se incorporará la perturbación para poder determinar los cambios necesarios entre los dos sistemas y observar las dificultades presentes en el proceso. Los modelos de simulación matemático estarán divididos en dos partes: sin Perturbación y con Perturbación.

Modelo de Simulación Matemático sin Perturbación

El Modelo Matemático del Inversor basado en LCL sin Perturbación es obtenido a partir del sistema original presentado en (5.21), al cual se le ha eliminado la perturbación, quedándonos un sistema de la forma:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx\end{aligned}\tag{5.66}$$

La estructura completa del sistema (5.66) por tanto es:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{a_0}{a_3} & -\frac{a_1}{a_3} & -\frac{a_2}{a_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{V_{dc}}{a_3} \end{bmatrix} u \quad (5.67)$$

$$y = [1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

El diagrama de bloques del Modelo de Matemático sin Perturbación del Inversor basado en LCL es implementado y se presenta en la Figura 5.52, el cual tiene acceso a todos los estados y también a otros puntos de la estructura interna. Las condiciones iniciales de todos los integradores del sistema son cero.

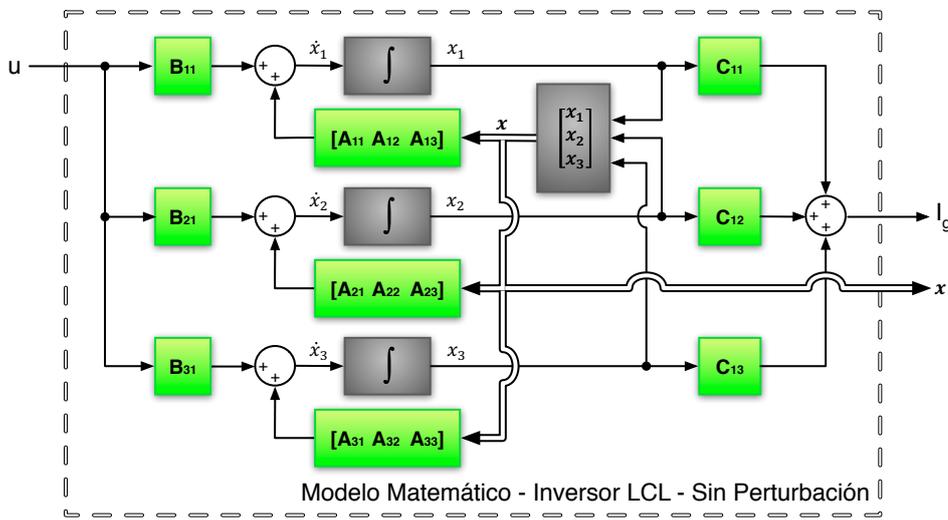


Figura 5.52: Modelo de Matemático sin Perturbación del Inversor basado en LCL

Una vez obtenido el Modelo de Matemático sin Perturbación del Inversor basado en LCL, y al contar con el Modelo de Referencia y la Normalización del sistema, se construye el sistema de simulación mostrado en la Figura 5.53.

Como se puede observar el diagrama incorpora la ley de control de MCS continuo expuesto en la sección 4.3.2 en la ecuación (4.10) y (4.15):

$$u(t) = \Delta K(t)x(t) + \Delta K_R(t)r(t)$$

$$u(t) = \left(\int_0^t \alpha y_e(\tau)x^T(\tau)d\tau + \beta y_e(t)x^T(t) \right) x(t) + \left(\int_0^t \alpha y_e(\tau)r^T(\tau)d\tau + \beta y_e(t)r^T(t) \right) r(t)$$

teniendo en cuenta que $\alpha > 0$ y $\beta \geq 0$. En el diagrama de la Figura 5.53, se denominan MCS – K_x y MCS – K_r a los bloques donde se implementa $\Delta K(t)x(t)$ y $\Delta K_R(t)r(t)$ respectivamente, y a las señales de control generadas por estos bloques se les denomina como u_{K_r} y u_{K_x} , las mismas que formarán la señal de control u_{mcs} , que es la señal de control u del sistema. En este diagrama también

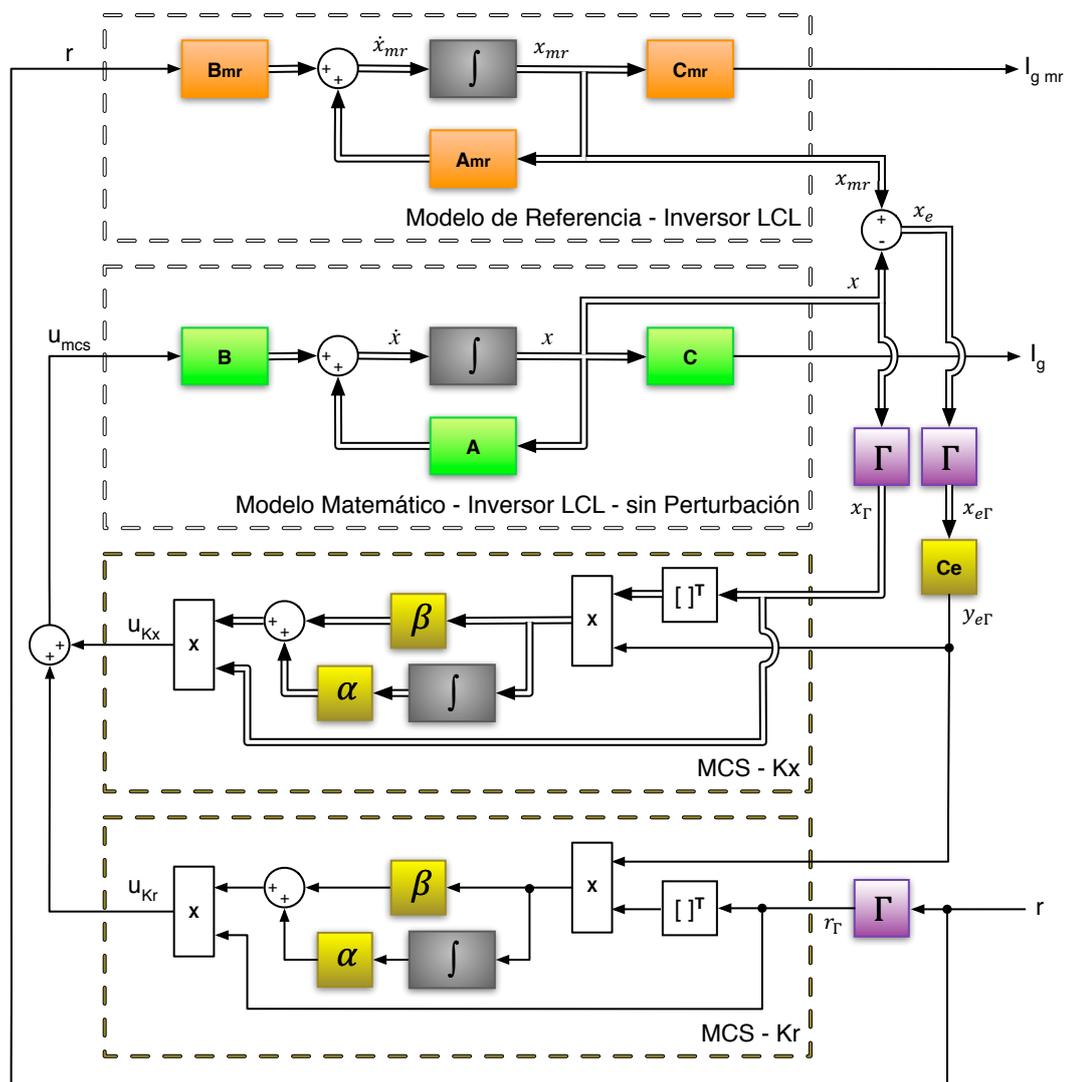


Figura 5.53: Modelo de Simulación Matemático de MCS en tiempo Continuo - Inversor LCL sin Perturbación

se observa unos bloques en color violeta, que ejecutan la Normalización Γ tanto al sistema dinámico como también a la señal de Referencia del Sistema. De igual manera se puede observar como se han Normalizado los estados del error al multiplicar estos por el bloque C_e que permite la obtención de $y_e(t)$. El valor de C_e se lo obtiene a partir de la resolución de la Ecuación de Lyapunov:

$$PA_{mr} + A_{mr}^T P = -Q$$

donde se elige una matriz Q , la cual tiene que ser simétrica real definida positiva, para así garantizar la estabilidad asintótica del sistema. Una vez obtenida la matriz P , que también será simétrica real definida positiva, se obtiene C_e , mediante la aplicación de:

$$C_e = B^T P.$$

Es necesario mencionar que la **selección de los valores** de α , β y C_e es una tarea que involucra el realizar varias simulaciones hasta que el sistema converja. Primero se fija una matriz defina positiva Q

para obtener C_e , y luego se varían los valores de α y β hasta que el sistema converja. Si la Q elegida no funciona, se buscará una nueva y se volverá nuevamente a realizar variaciones de α y β . Es recomendable elegir $\alpha = 10\beta$ dada en [121]. Esto llevará a tener tan solo que variar α y Q , y simplificará el trabajo de escoger las variables. Al ser el sistema de tercer orden, el considerar un matriz Q que tiene solo valores en su diagonal principal de signo positivo involucra escoger en realidad: α , Q_{11} , Q_{22} y Q_{33} . Es por ello que es recomendable que α se establezca en un valor como $\alpha = 10$, 100 ó 1000, y variar tan solo los valores de la diagonal principal de Q , hasta que el sistema converja.

Una vez que converge el sistema, el afinamiento de estos grados de libertad del sistema de control α , Q_{11} , Q_{22} y Q_{33} , será nuevamente una tarea que involucrará paciencia y conocimiento del sistema a controlar, puesto que se deberá fijar un error inicial del sistema y también cumplir características eléctricas de acuerdo con las normas establecidas. Para observar el funcionamiento del Modelo de Simulación Matemático de MCS Continuo para el Inversor basado en LCL sin Perturbación y la efectividad del algoritmo de control MCS Continuo se mostrarán dos simulaciones.

En la **primera simulación** se buscará mostrar como el sistema va adaptando, partiendo con un error alto entre la corriente i_{gmr} del modelo de referencia y la corriente i_g del Inversor. Para ello los valores escogidos han sido:

$$\alpha = 10, \beta = 1, Q = \begin{bmatrix} 4.9400 \cdot 10^8 & 0 & 0 \\ 0 & 5.4600 \cdot 10^{12} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.68)$$

Con estos valores de Q se obtiene P :

$$P = \begin{bmatrix} 2.7324 \cdot 10^{13} & 2.4688 \cdot 10^9 & 2.5026 \cdot 10^4 \\ 2.4688 \cdot 10^9 & 2.7308 \cdot 10^{13} & 2.5009 \cdot 10^4 \\ 2.5026 \cdot 10^4 & 2.5009 \cdot 10^4 & 2.5014 \cdot 10^4 \end{bmatrix},$$

y a partir de estos se encuentra C_e :

$$C_e = [2502.6332 \quad 2500.9214 \quad 2501.4214]. \quad (5.69)$$

Ahora con todos los componentes del sistema se procede a simularlo, y los resultados de la simulación se muestran en la Figura 5.54, donde se puede observar que el sistema ha sido evaluado durante 0.3 segundos. En la primera gráfica de la Figura 5.54 se observa como el sistema va adaptando la corriente de salida del inversor i_g a la del modelo de referencia i_{gmr} . Es notorio que al transcurrir el tiempo, la amplitud y la fase de la corriente del inversor será cada vez más similar a la del modelo de referencia. En la segunda gráfica se observa la señal de control del sistema u , la cual es originalmente cero, y se va incrementando al transcurrir el tiempo para de esta manera corregir el error entre las corrientes i_{gmr} y i_g . Por otro lado la señal de control u guarda correlación en su amplitud con la corriente del Inversor, como era de esperarse, en tanto que se nota un desfase entre las dos. La tercera gráfica permite ver el error entre el primer estado del modelo de referencia y del Inversor.

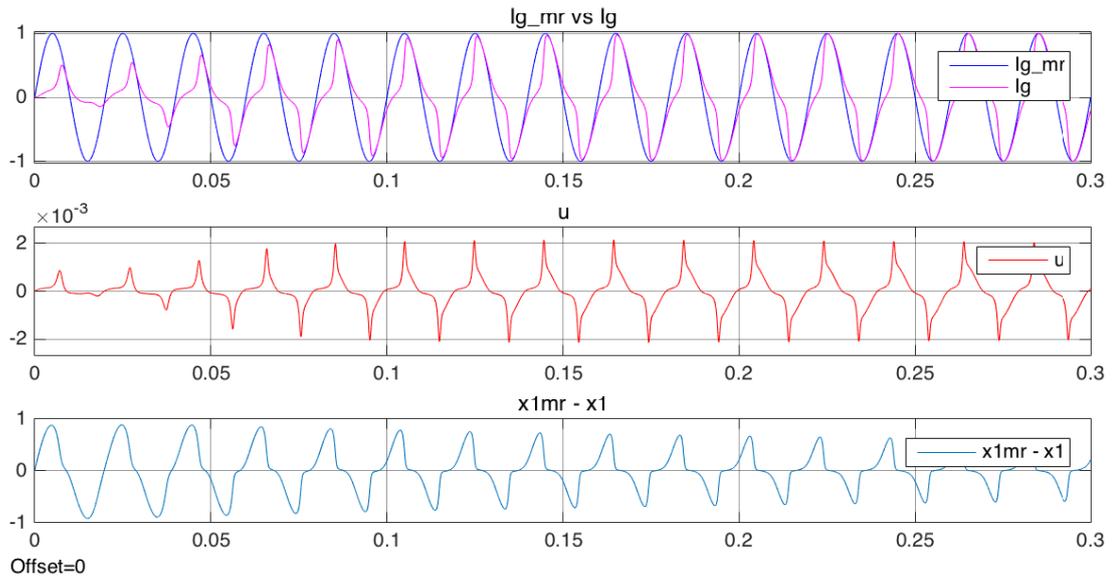


Figura 5.54: MCS Continuo - Inversor LCL sin Perturbación - Simulación $t = 0.3$ seg.

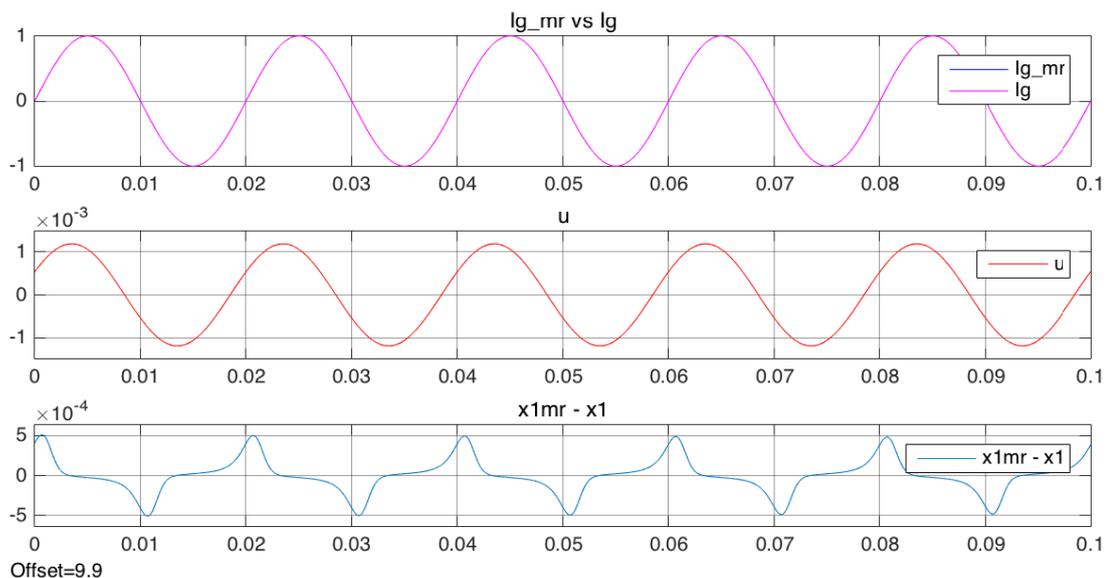


Figura 5.55: Inversor basado en LCL sin Perturbación con MCS Continuo ($\alpha = 10, \beta = 1$)

En la Figura 5.55 se presenta la última décima de segundo de una simulación de 10 segundos. Como se puede observar la corriente del Inversor se ha adaptado perfectamente a la corriente del modelo de referencia, tanto en fase como en amplitud, logrando el objetivo deseado, y verificándose el perfecto funcionamiento del algoritmo de control MCS continuo. La segunda gráfica muestra como la señal de control u es también una señal senoidal que mantiene el desfase con respecto a la corriente del Inversor. En la tercera gráfica se observa que el error entre el primer estado del modelo de referencia y la planta al cabo de 10 segundos ha disminuido hasta alcanzar un valor menor que $5.00 \cdot 10^{-4}$ A, lo cual muestra la exactitud de seguimiento del algoritmo de MCS continuo.

Para observar cómo se ha comportado y se ha ido adaptando el sistema, en la Figura 5.56 se muestra la evolución del error de los diferentes estados del modelo de referencia y la planta durante una simulación de 10 segundos. Se observa que los errores van disminuyendo conforme transcurre el tiempo, buscando el algoritmo que este error sea lo más pequeño posible sin llegar a desestabilizar el sistema.

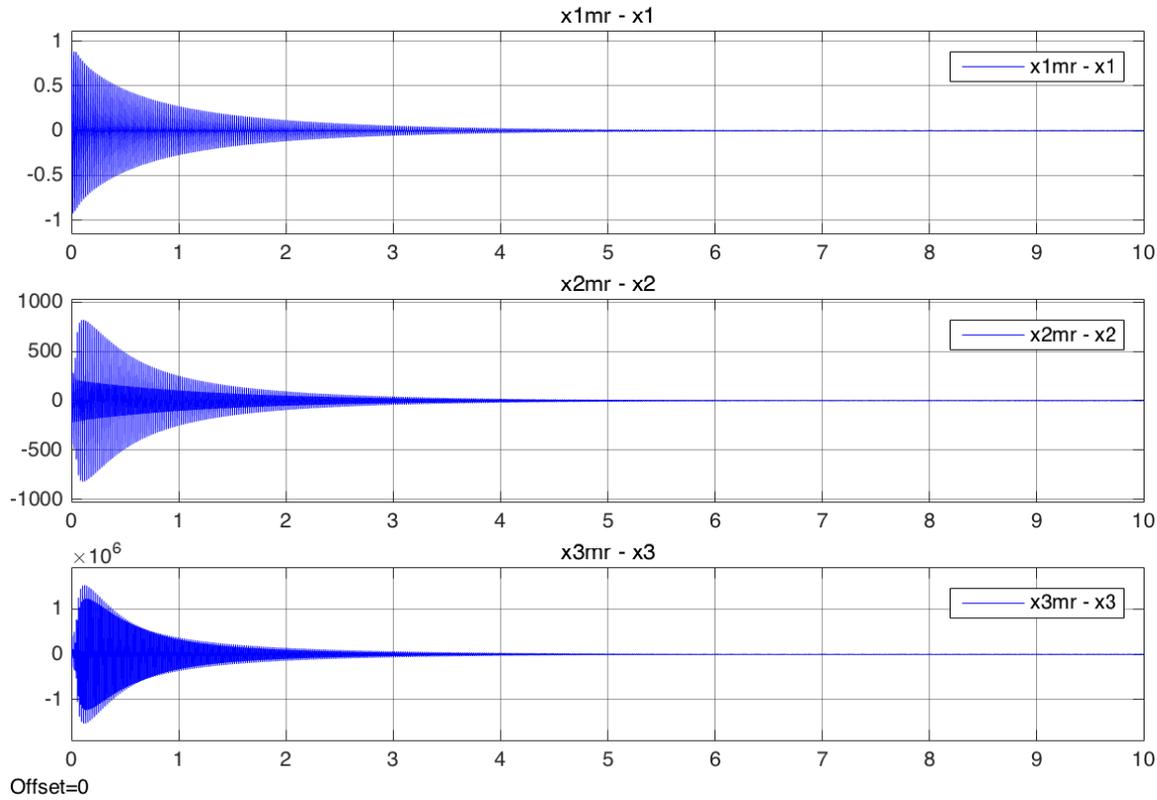


Figura 5.56: Evolución del Error entre los Estados del Modelo de Referencia y del Inversor

Una **segunda simulación** es desarrollada teniendo como objetivo disminuir el tiempo de adaptación, para lo cual se incrementarán los valores de α y β manteniendo constantes los valores de la diagonal principal de Q , y por ende se tendrán los mismos valores de C_e . Los valores elegidos son:

$$\alpha = 2500, \quad \beta = 250. \quad (5.70)$$

El resultado de la simulación se muestran en la Figura 5.57, donde se puede observar que el modelo de simulación ha sido evaluado durante 0.1 segundos.

La primera gráfica permite ver como el algoritmo de control de MCS continuo adapta perfectamente desde el inicio de la simulación, teniendo un correcto seguimiento tanto en amplitud como en fase de la corriente de salida del modelo de referencia y la corriente de salida del Inversor. En la segunda gráfica se puede observar que al inicio de la simulación la señal de control u tiene un salto de amplitud, para luego ser senoidal, teniendo un desfase igual que antes con respecto a la corriente controlada. La tercera gráfica muestra que el error inicial es del 1%, el cual irá disminuyendo mientras transcurre el tiempo.

La evolución de las ganancias adaptativas se muestran en la Figura 5.58, donde ΔK_r es la ganancia del

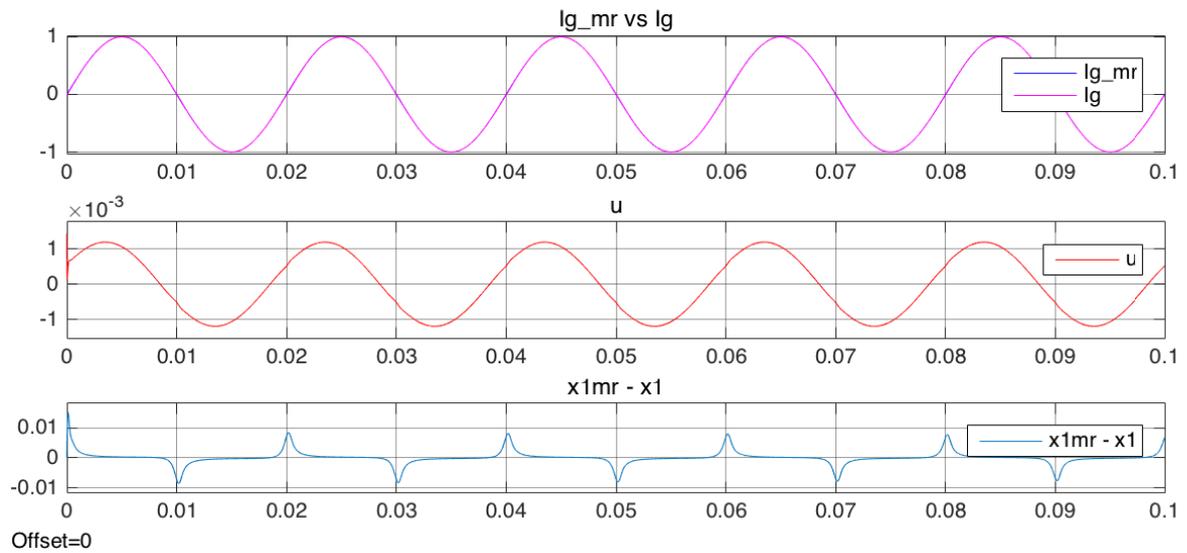


Figura 5.57: Inversor basado en LCL sin Perturbación con MCS Continuo ($\alpha = 2500, \beta = 250$)

bloque adaptativo vinculado con la referencia, en tanto que ΔK_{x_1} , ΔK_{x_2} y ΔK_{x_3} son las ganancias adaptativas de los estados x_1 , x_2 y x_3 , respectivamente.

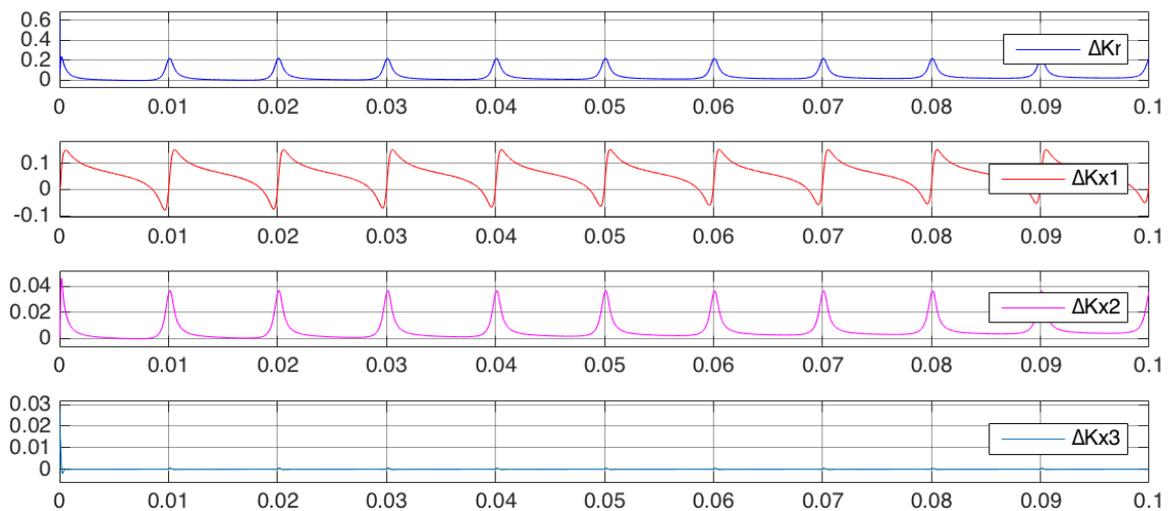


Figura 5.58: Evolución de las Ganancias Adaptativas ΔK_r , ΔK_{x_1} , ΔK_{x_2} y ΔK_{x_3}

Las señales de control u_{K_r} y u_{K_x} provenientes de los bloques adaptativos se muestran en la Figura 5.59, las mismas que sumadas generan la señal u de la Figura 5.57. Como se puede ver la componente generada por los estados u_{K_x} es mayor a la generada por la referencia u_{K_r} .

De acuerdo a lo observado el incremento α y β permite que el algoritmo de control adapte en un menor tiempo al sistema, con un pequeño error inicial. Sin embargo, esto no significa que se puede incrementar indiscriminadamente los valores de α y β , puesto que el sistema inestabilizará. Bajo esta consideración, α y β deberán ir aumentando hasta encontrar un equilibrio entre la velocidad de adaptación y el error

inicial permitido.

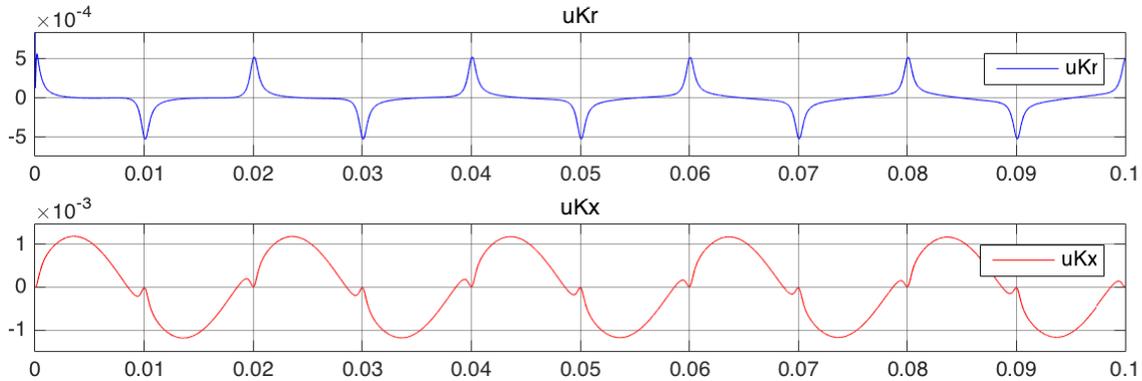


Figura 5.59: Evolución de las componentes de la señal de control uKr y uKx

Modelo de Simulación Matemático con Perturbación

Esta simulación se realizará con el Modelo Matemático del Sistema Completo del Inversor basado en LCL presentado en (5.22), Sección 5.3.1. Su implementación en diagrama de bloques se muestra en la Figura 5.60, el cual tiene acceso a todos los estados del sistema, a la perturbación y también a otros puntos de la estructura interna. Las condiciones iniciales de todos los integradores del sistema son cero.

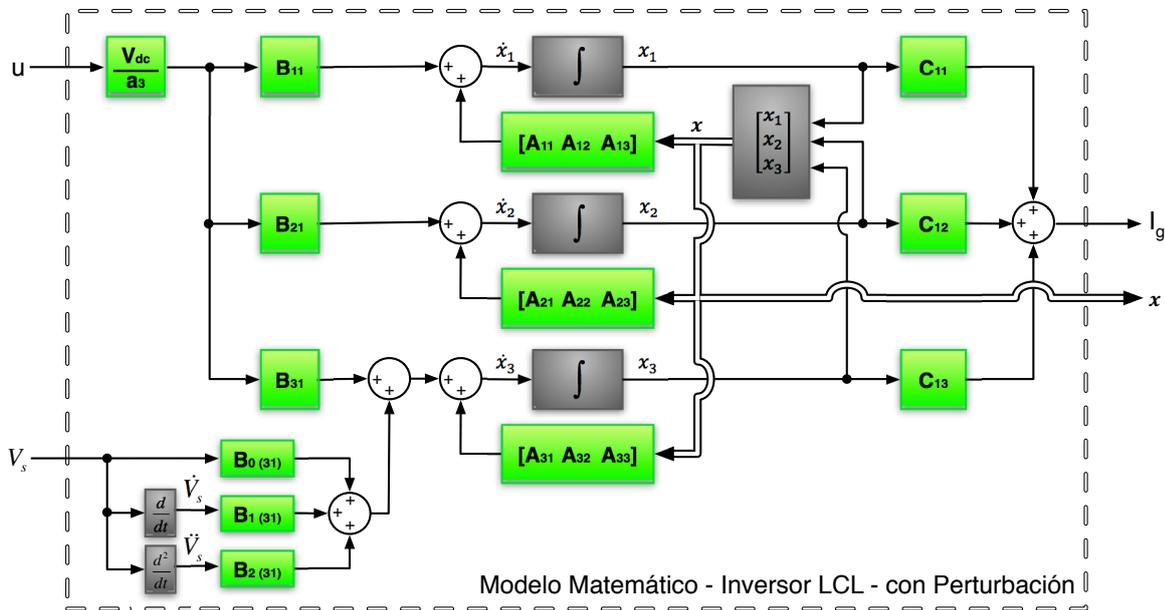


Figura 5.60: Modelo Matemático del Inversor basado en LCL

Al sustituir el Modelo Matemático del Inversor basado en LCL por el Modelo sin perturbación en el diagrama de bloques de la Figura 5.53 se obtiene Modelo de Simulación Matemático del Inversor basado en LCL con MCS Continuo. Este se puede observar en la Figura 5.61.

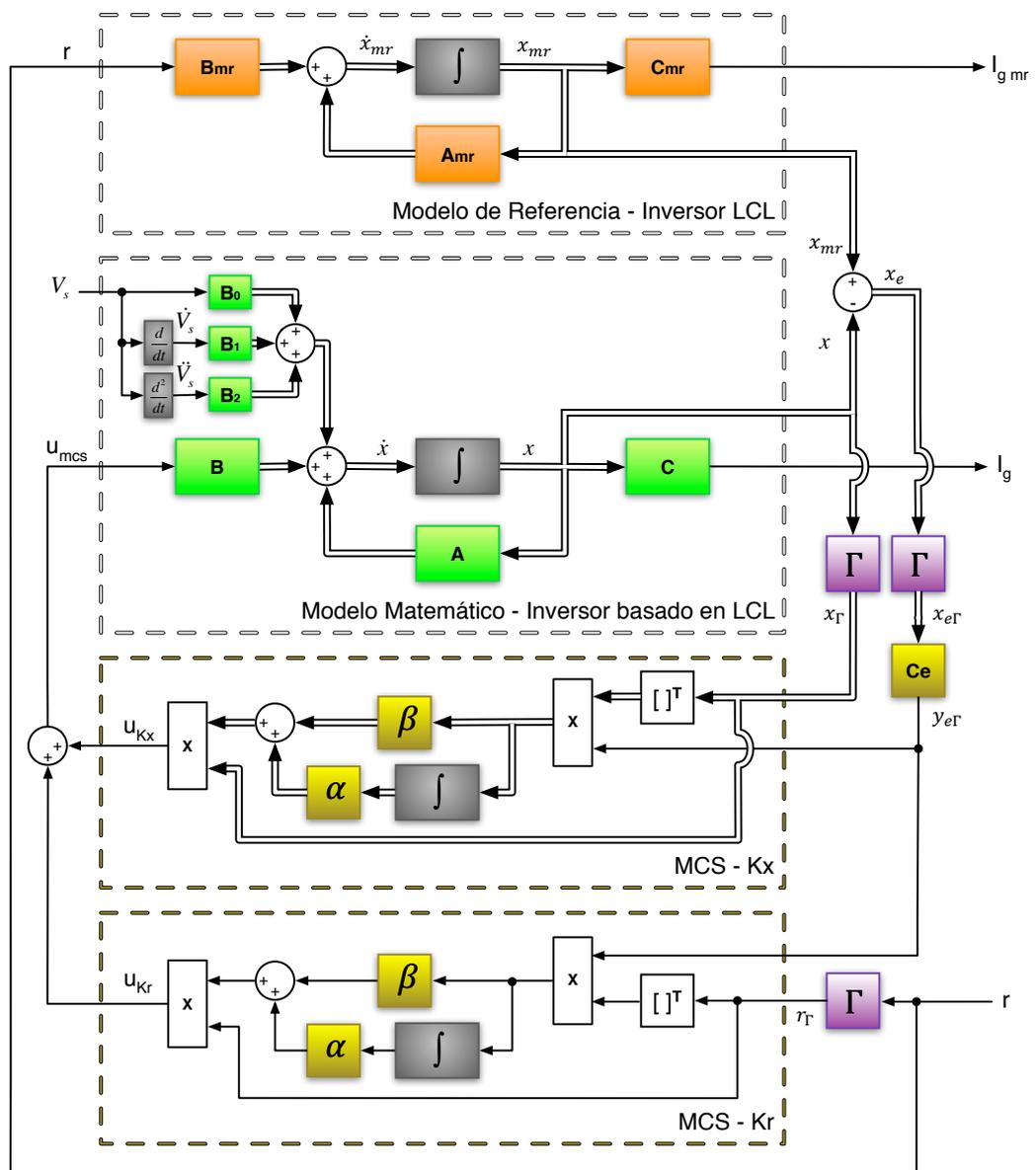


Figura 5.61: Modelo de Simulación Matemático del Inversor basado en LCL con MCS Continuo

Una **tercera simulación** es realizada tomando los valores obtenidos en la segunda simulación:

$$\alpha = 2500$$

$$\beta = 250$$

$$C_e = [2502.6332 \quad 2500.9214 \quad 2501.4214] .$$

Los resultados obtenidos son mostrados en la Figura 5.62, donde el tiempo de simulación ha sido 0.1 segundos. En la primera gráfica es notorio que estos valores de α , β y C_e no permiten compensar la perturbación, lo que trae como consecuencia que el sistema no pueda seguir a la señal de referencia, ni en amplitud ni en fase. La señal de control presente en la segunda gráfica es senoidal y está en fase con la corriente del modelo referencia, con una amplitud máxima de 0.74 A. En la tercera gráfica se observa

el error entre el primer estado del modelo de referencia y el del Inversor es elevado, reflejando la falta de seguimiento entre los estados. Al realizar una simulación de tiempo más prolongada con los mismos valores se observa que el algoritmo de control muy lentamente va adaptando y mejorando el error. Esto nos da la pauta para incrementar los valores de las ganancias del algoritmo de MCS continuo.

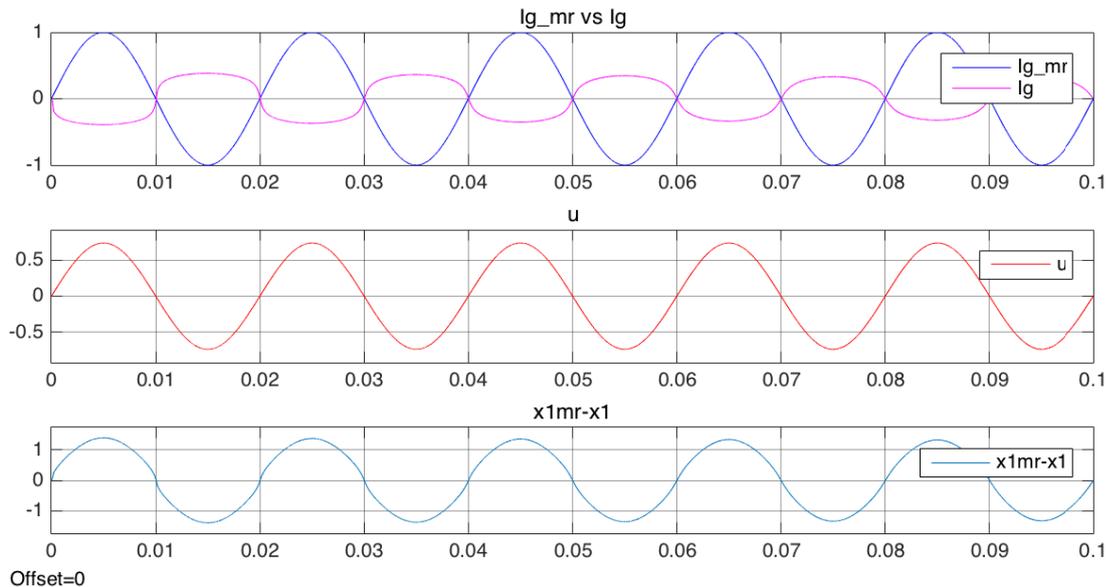


Figura 5.62: Inversor basado en LCL con MCS Continuo ($\alpha = 2500$, $\beta = 250$)

Siguiendo con la misma metodología que en las simulaciones sin perturbación, tan solo se incrementará los valores de α , β y se mantendrá constante C_e . Los valores escogidos son $\alpha = 35000$ y $\beta = 3500$. Al simular el sistema con estas nuevas ganancias, se obtienen nuevos resultados que se muestran en la Figura 5.63. En la primera gráfica se observa que ya existe seguimiento de la corriente del Inversor a la del modelo de referencia. En la segunda gráfica se observa una señal de control en fase con la corriente de salida, y que además esta se ha incrementado ligeramente con respecto a la de la simulación anterior, con una amplitud máxima de 0.7416 A. En la tercera gráfica se observa que existe error de amplitud y también problemas en los cruces por cero entre el primer estado del modelo de referencia y el del inversor. El algoritmo está eliminando de forma rápida el error lo cual garantiza que el error inicial de aproximadamente el 10 % irá disminuyendo paulatinamente.

Se ejecuta una **cuarta simulación**, con el objetivo de disminuir el error en la Amplitud, para lo cual se incrementan nuevamente las ganancias de MCS, siendo estas: $\alpha = 150000$ y $\beta = 15000$. La simulación del sistema con estas nuevas ganancias se muestran en la Figura 5.64. En la primera figura se observa un seguimiento más fino de la corriente del Inversor al del modelo de referencia que con respecto a los valores de α y β anteriores. En la segunda gráfica se tiene ahora una señal de control senoidal u , con una amplitud de 0.7459 A, es decir 0.043 amperios superior. En la tercera gráfica de la Figura 5.64 se muestra una disminución entre el primer estado del modelo de referencia y el inversor, teniendo un error de arranque inicial de alrededor del 1 %.

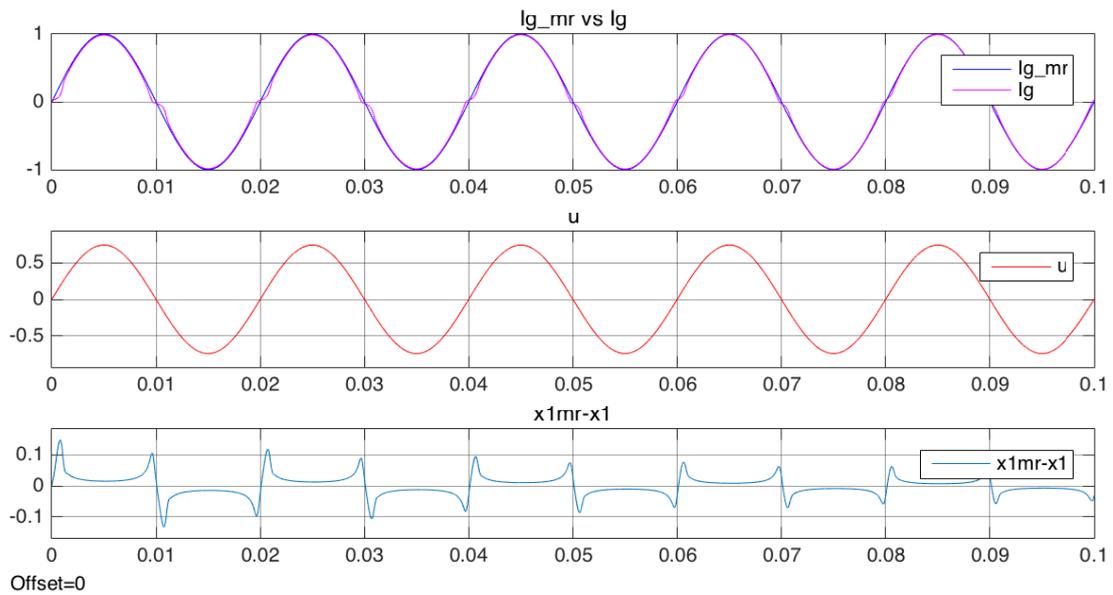


Figura 5.63: Inversor basado en LCL con MCS Continuo ($\alpha = 35000$, $\beta = 3500$)

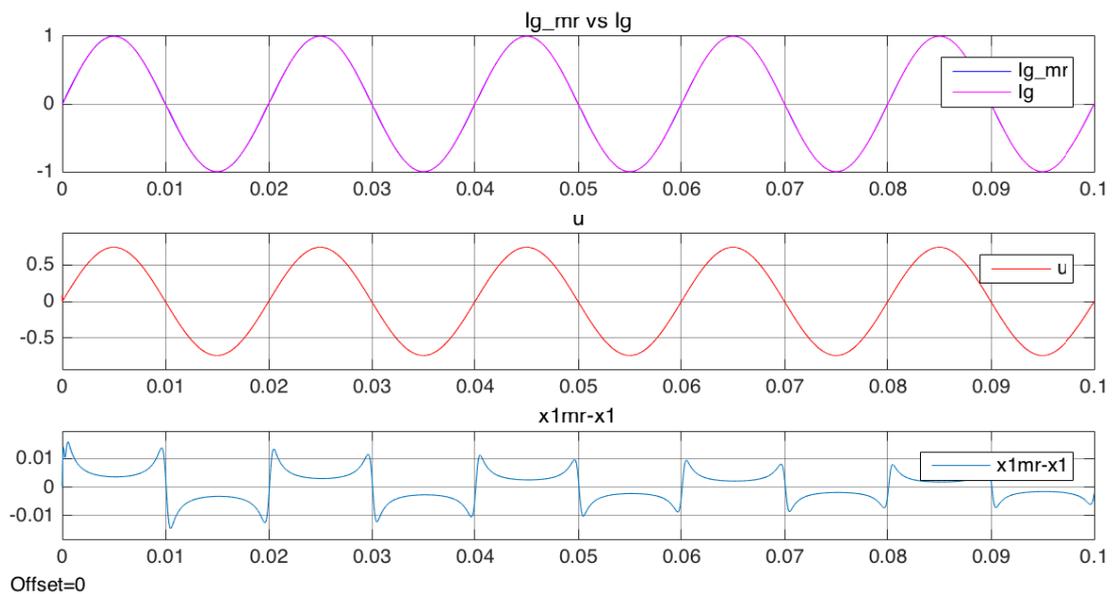


Figura 5.64: Inversor basado en LCL con MCS Continuo ($\alpha = 150000$, $\beta = 15000$)

Al haberse llegado a un equilibrio entre la velocidad de adaptación y el error inicial, los valores de α , β y C_e serán los definitivos. Los valores de α y β se han incrementado en seis veces con respecto a los de la segunda simulación donde no se tenía perturbación en el sistema, alcanzando un error semejante. Por otro lado, un detalle a considerar es el incremento de la señal de control u con respecto al sistema sin perturbación con el fin de poder compensarla.

En la Figura 5.65 se observa las componentes de las señales de control para el sistema con perturbación, que una variación con respecto al sistema sin perturbación. La evolución de las ganancias adaptativas

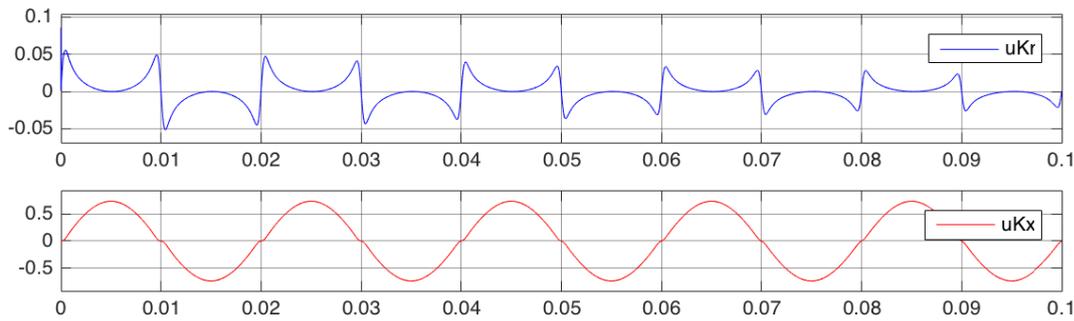


Figura 5.65: Evolución de las componentes de la señal de control uKr y uKx con perturbación

se muestran en la Figura 5.58, donde ΔK_r es la ganancia del bloque adaptativo vinculado con la referencia, en tanto que ΔK_{x_1} , ΔK_{x_2} y ΔK_{x_3} son las ganancias adaptativas de los estados x_1 , x_2 y x_3 , respectivamente.

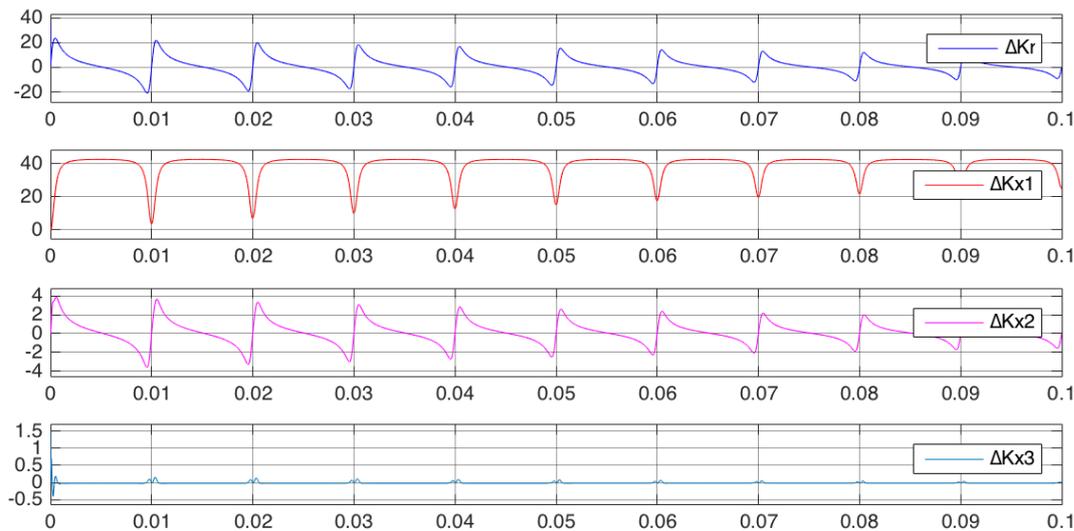


Figura 5.66: Evolución de las Ganancias Adaptativas ΔK_r , ΔK_{x_1} , ΔK_{x_2} y ΔK_{x_3} con perturbación

La tercera y cuarta simulación han sido ejecutadas en Matlab-Simulink, utilizando el solver de paso variable ode45 (Dormand-Prince), con paso mínimo de integración 10^{-10} y con una tolerancia relativa de 10^{-3} .

Modelo de Simulación Matemático con Perturbación y Observador de Estados

Previa la realización de simulaciones donde todos los estados no serán medibles, ni accesibles, se procede a incorporar al Modelo de Simulación Matemático con Perturbación, el Observador de Estados de Orden Completo diseñado en la Sección 5.6. El diagrama de bloques del Modelo de Simulación Matemático con Perturbación y Observador, es mostrado en la Figura 5.67.

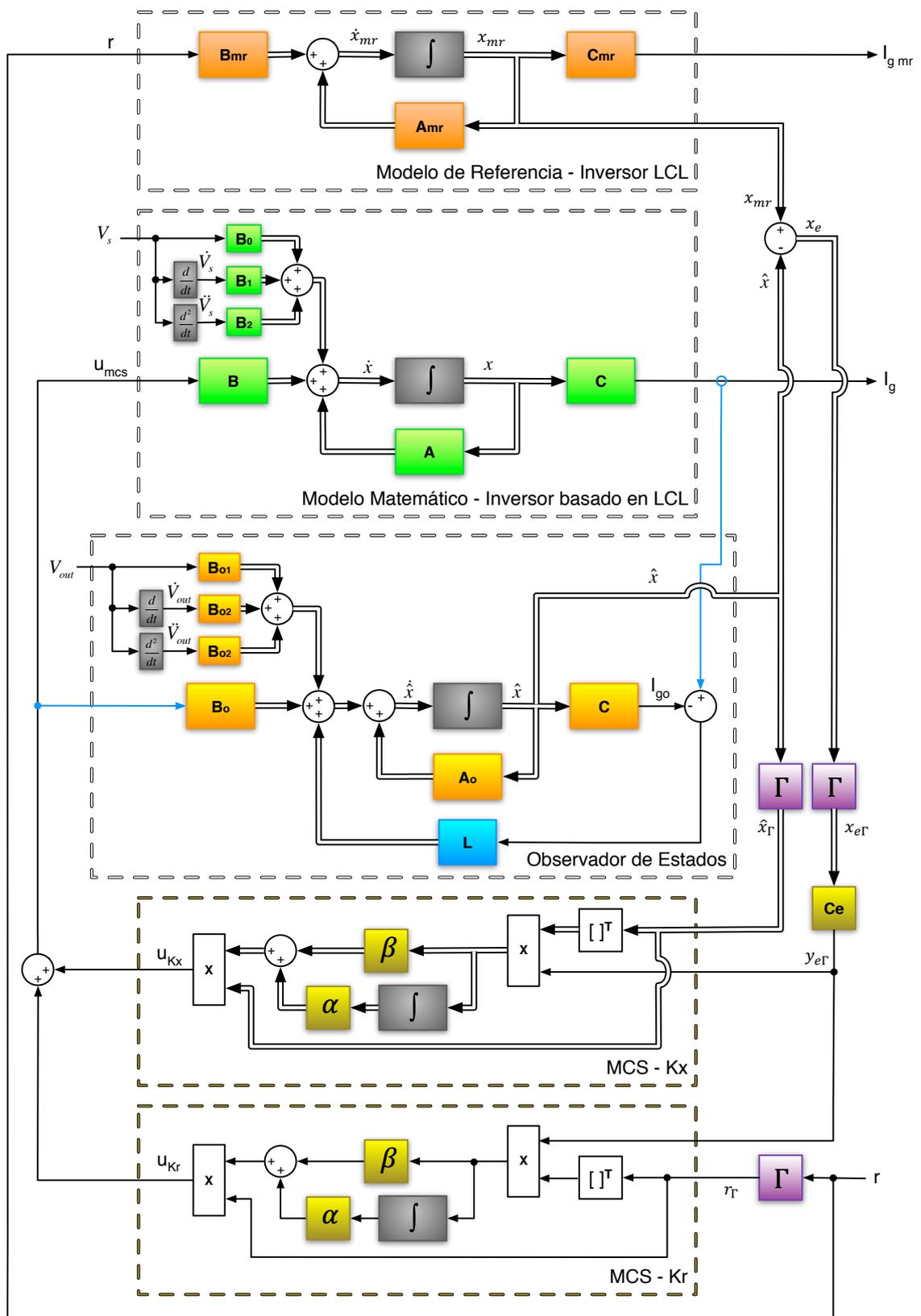


Figura 5.67: Modelo de Simulación Matemático Normalizado del Inversor basado en LCL con MCS Continuo y Observador de Estados de Orden Completo

Las variables de adaptación de MCS escogidas son:

$$\alpha = 250000, \quad \beta = 25000$$

$$Q = \begin{bmatrix} 4.9400 \cdot 10^9 & 0 & 0 \\ 0 & 5.4600 \cdot 10^{13} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.71)$$

Con estos valores de Q , se obtiene P :

$$P = \begin{bmatrix} 2.7324 \cdot 10^{13} & 2.4688 \cdot 10^9 & 2.5026 \cdot 10^4 \\ 2.4688 \cdot 10^9 & 2.7308 \cdot 10^{13} & 2.5009 \cdot 10^4 \\ 2.5026 \cdot 10^4 & 2.5009 \cdot 10^4 & 2.5014 \cdot 10^4 \end{bmatrix}, \quad (5.72)$$

que generan nuevos valores de C_e :

$$C_e = [25026.3323 \quad 25009.2138 \quad 25014.2138]. \quad (5.73)$$

En tanto que los polos del Observador de Estados en lazo cerrado son ubicados en:

$$s_1 = -50W_r, \quad s_2 = -50W_r, \quad s_3 = -50W_r, \quad (5.74)$$

los cuales generan unas ganancias para el observador:

$$L = [4.0482 \cdot 10^6 \quad 5.4607 \cdot 10^{12} \quad 2.4509 \cdot 10^{18}]^T \quad (5.75)$$

El sistema es simulado y los resultados obtenidos se muestran en la Figura 5.68. Los resultados obtenidos son similares a los de la simulación previa, con un error menor debido a que se incremento en un factor de 10 la matriz Q .

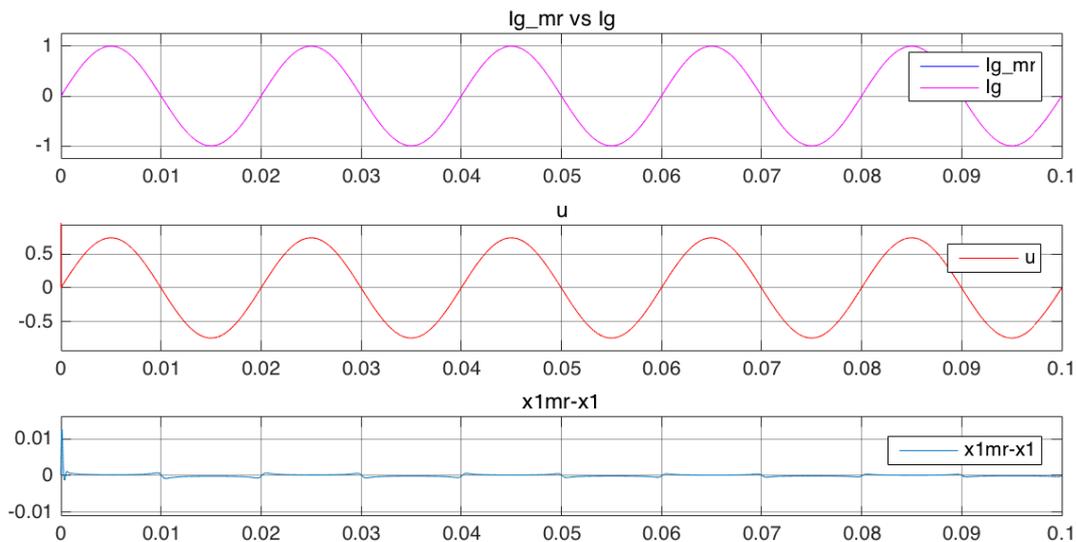


Figura 5.68: Simulación Matemática Normalizada del Inversor basado en LCL con MCS Continuo y Observador de Estados

Una comparativa entre los estados del Inversor y los estados del Observador se muestra en la Figura 5.69. Se puede observar que los estados generados por el observador son los mismos que del Inversor.

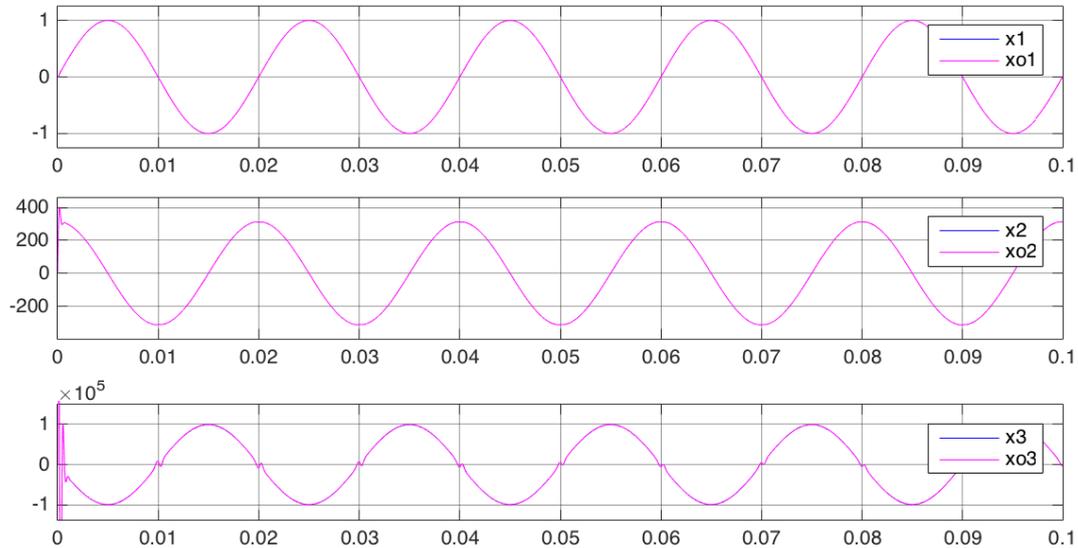


Figura 5.69: Comparativa de los Estados del Inversor LCL y del Observador de Estados

Esta simulación muestra que desde el punto de vista matemático, los estados observados, no causan inconvenientes a MCS continuo, y por tanto será una alternativa para los sistemas donde no existe acceso a todos los estados.

5.7.1.2. Modelo de Simulación Promediado

Una vez evaluado el correcto funcionamiento de MCS Continuo en el ámbito Matemático, se procede a dar un paso hacia adelante con la implementación de un Modelo de Simulación Promediado, el cual contará con elementos eléctricos reales como inductancias, resistencias, capacitores, fuentes, etc., que se podrán simular. El Modelo de Simulación Promediado del Inversor basado en LCL se muestra en la Figura 5.70.

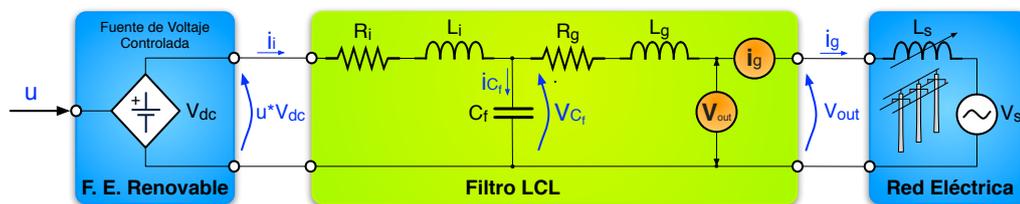


Figura 5.70: Modelo de Simulación Promediado del Inversor basado en LCL

Se puede observar que el modelo está dividido en tres bloques eléctricos denominados: Fuente de Energía Renovable, Filtro LCL y Red Eléctrica. El bloque Fuente de Energía Renovable hará las veces del Inversor DC a AC conmutado de Potencia, para así evitar introducir ruidos de conmutación. A su vez, el voltaje V_{dc} a ser controlado simulará el voltaje de la Fuente de Energía Renovable. El bloque

(stiff/TR-BDF2) con una tolerancia relativa de $1 \cdot 10^{-3}$ y una tolerancia absoluta de $1 \cdot 10^{-6}$ en Simulink, esto por recomendación de SimPowerSystems, en tanto que el paso mínimo de integración escogido es $1 \cdot 10^{-10}$, obteniéndose los resultados de la Figura 5.72.

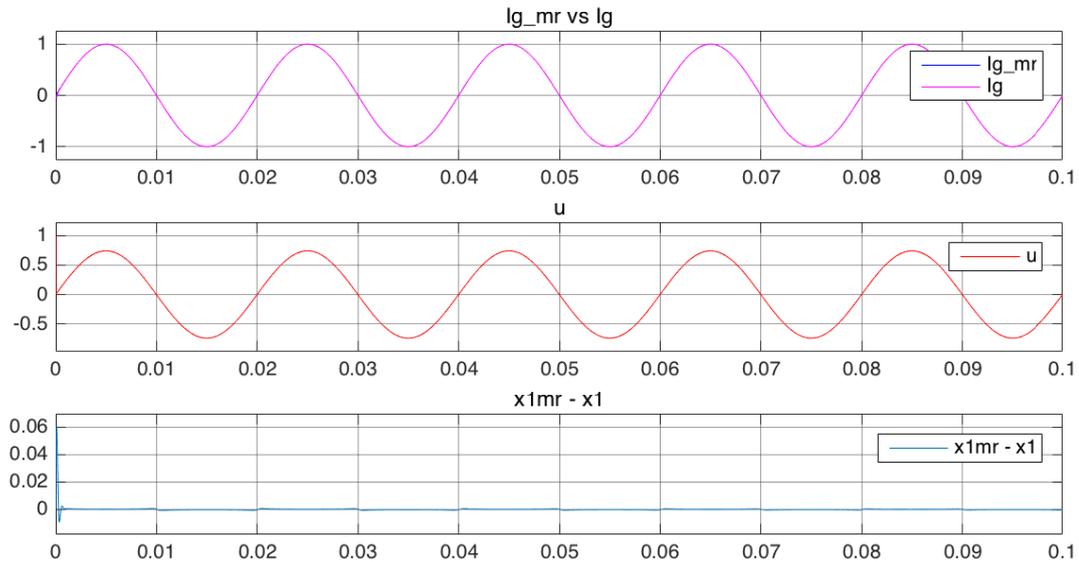


Figura 5.72: Simulación Modelo Promediado del Inversor basado en LCL con MCS Continuo y Observador de Estados de Orden Completo

Como se puede observar el seguimiento de la corriente i_g del inversor sigue correctamente al del modelo de referencia i_{gmr} . En tanto que el error entre los estados x_{1mr} y x_1 es muy pequeño, menor al 0.01 %, presentando un pequeño salto en el arranque de la simulación.

Las señales de control u_{Kr} y u_{Kx} provenientes de los bloques adaptativos se muestran en la Figura 5.73, teniendo un comportamiento similar al modelo matemático. La componente de la señal de control u_{Kr} va disminuyendo con el tiempo, y es menor a u_{Kx} .

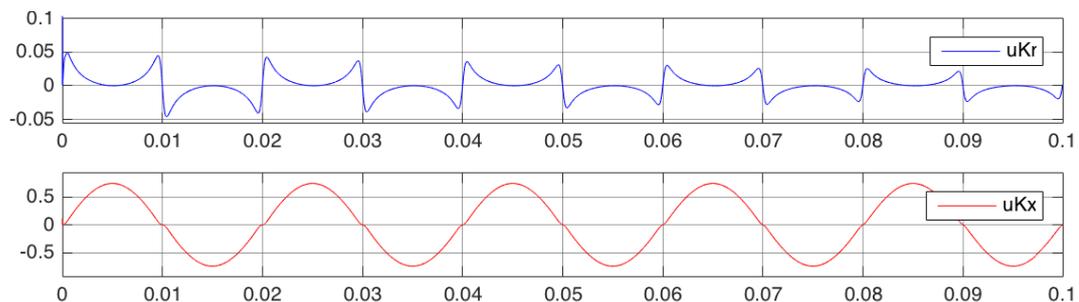


Figura 5.73: Evolución de las componentes de la señal de control u_{Kr} y u_{Kx}

En la Figura 5.74 se presenta la evolución de las ganancias adaptativas ΔK_r , ΔK_{x1} , ΔK_{x2} y ΔK_{x3} , mostrando que éstas van convergiendo en el tiempo a valores constantes. Estas ganancias adaptativas del modelo promediado guardan similitud con las del modelo matemático con perturbación y observador.

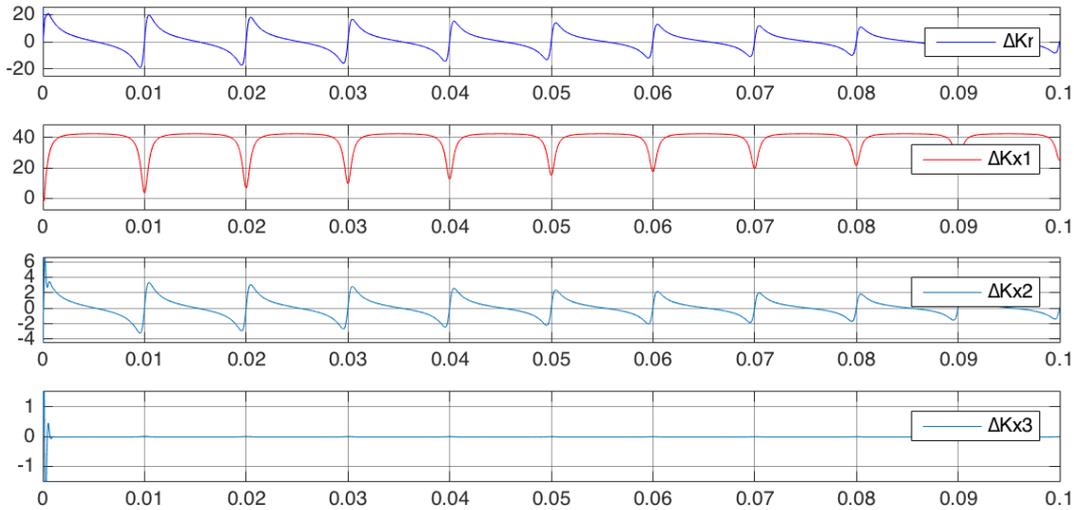


Figura 5.74: Evolución de las Ganancias Adaptativas ΔK_r , ΔK_{x_1} , ΔK_{x_2} y ΔK_{x_3}

Para observar la convergencia de las ganancias adaptativas a valores constantes se ejecuta una simulación durante 10 segundos que se muestran en la Figura 5.75, donde se puede observar que desde 0.5 segundos los valores de las ganancias adaptativas son estables.

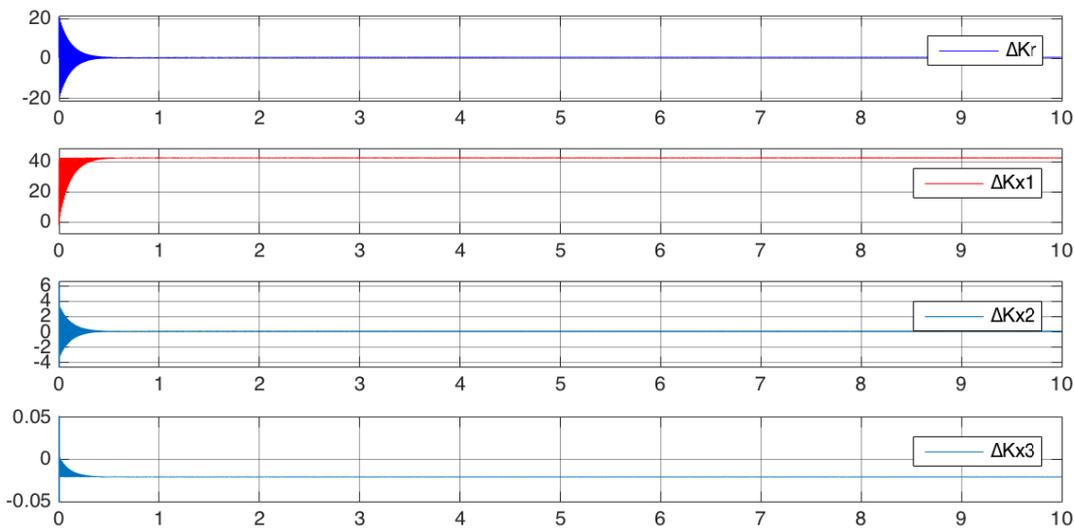


Figura 5.75: Evolución de las Ganancias Adaptativas ΔK_r , ΔK_{x_1} , ΔK_{x_2} y ΔK_{x_3}

Al cabo de 10 segundos los valores de las ganancias adaptativas obtenidos de las gráficas son: $\Delta K_r = 0.6292$, $\Delta K_{x_1} = 42.3800$, $\Delta K_{x_2} = 0.1088$ y $\Delta K_{x_3} = -0.0208$.

5.7.1.3. Variación de L_s con MCS en tiempo continuo

Una vez que el Modelo de Simulación Promediado del Inversor basado en LCL con MCS en tiempo continuo y Observador de Estados funciona correctamente, se evaluará la variación de L_s con el objetivo

de simular la conexión del Inversor a diferentes distancias de la generación de la Red Eléctrica. Ello nos permitirá observar como MCS es capaz de adaptar esta variación paramétrica y mantener sus prestaciones, como también determinar la máxima L_s que permita en simulación tener el sistema funcionando. Para ello se ejecutan varias simulaciones realizando incrementos de $L_s = 10 \mu\text{H}$ en el valor de L_s para cada simulación y se observa el comportamiento del sistema. A continuación se muestran algunas de ellas. Una primera simulación se ejecutada con un valor de $L_s = 10 \mu\text{H}$, manteniendo los valores de las variables α , β y C_e , como también los valores de las ganancias del Observador de Estados **L**. En la Figura 5.76 se muestran los resultados obtenidos, mostrando el sistema un comportamiento similar a la simulación de la sección previa.

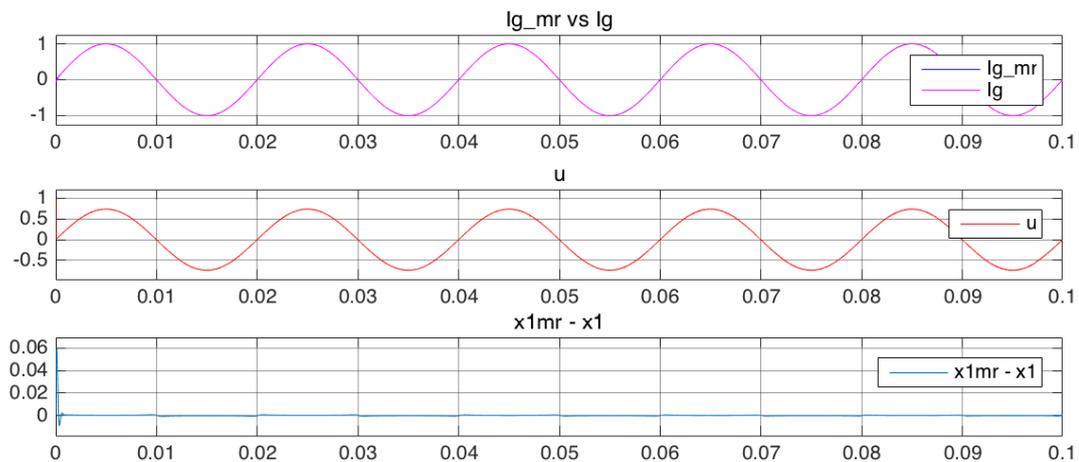


Figura 5.76: Modelo Promediado - Variación de Inductancia de Red Eléctrica $L_s = 10 \mu\text{H}$

En la Figura 5.77 se muestra los resultados obtenidos con $L_s = L_g = 184 \mu\text{H}$: MCS sigue adaptando el incremento de L_s , manteniendo sus prestaciones y mostrando robustez.

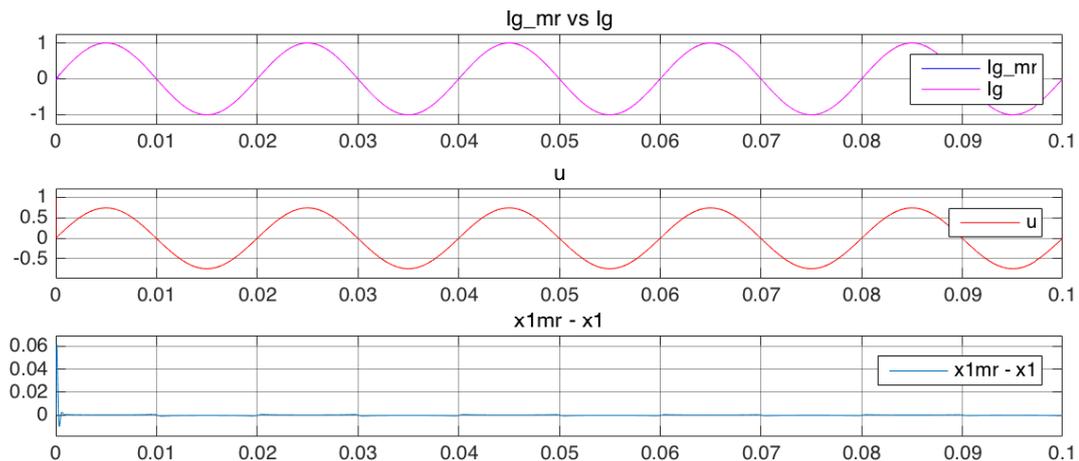


Figura 5.77: Modelo Promediado - Variación de Inductancia de Red Eléctrica $L_s = 184 \mu\text{H}$

Se sigue incrementando el valor de L_s hasta llegar a $2500 \mu\text{H}$, sin presentar problemas. Cuando L_s es quince veces L_g , es decir $L_s = 15 \cdot L_g = 2760 \mu\text{H}$, se observa que la salida i_g presenta una pequeña

oscilación en el arranque, como puede verse en la primera gráfica de la Figura 5.78. Esta oscilación es más evidente en la tercera gráfica donde se observa la diferencia entre los estados del modelo de referencia x_{1mr} y del inversor x_1 .

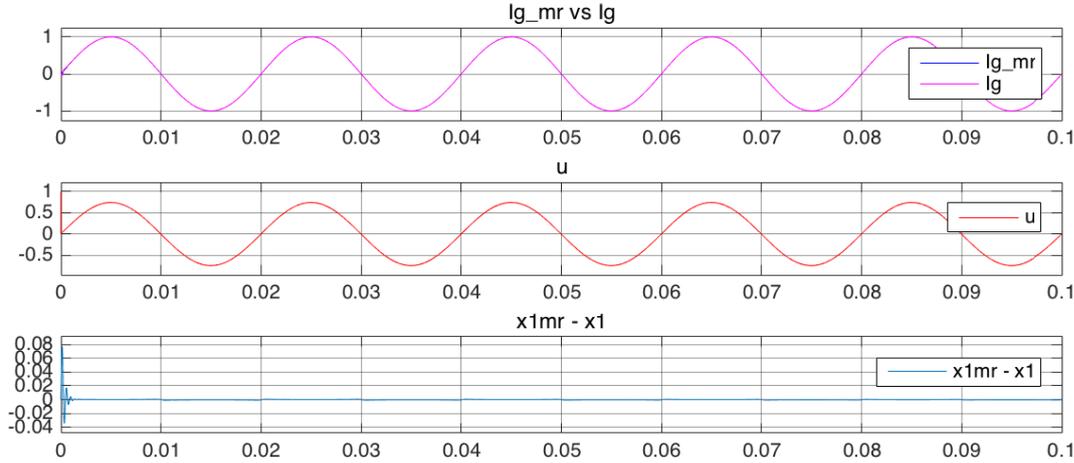


Figura 5.78: Modelo Promediado - Variación de Inductancia de Red Eléctrica $L_s = 2760 \mu\text{H}$

Al seguir incrementado L_s aumentan también las oscilaciones en el arranque, lo cual es mostrado en la Figura 5.79, donde $L_s = 25 \cdot L_g = 4600 \mu\text{H}$. Una vez superadas estas oscilaciones el sistema funciona correctamente.

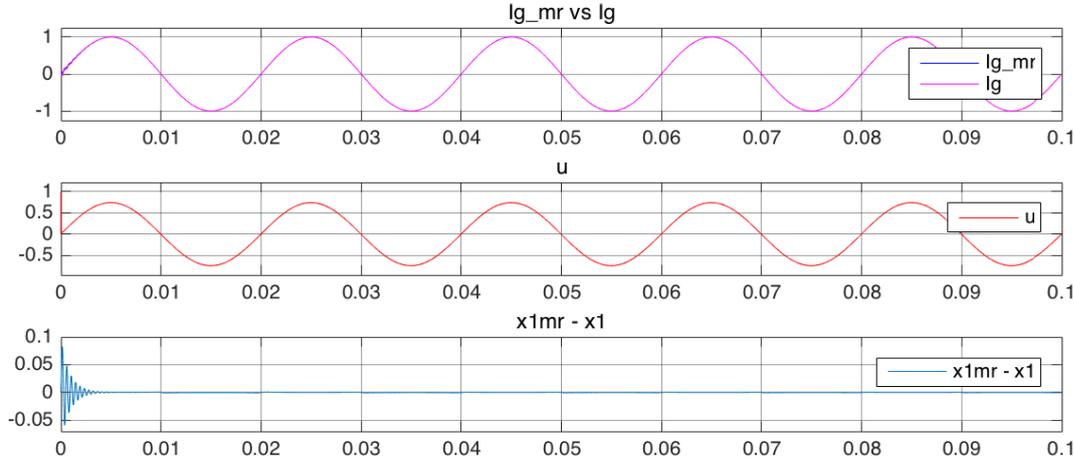


Figura 5.79: Modelo Promediado - Variación de Inductancia de Red Eléctrica $L_s = 4600 \mu\text{H}$

Cuando se alcanza una $L_s = 32 \cdot L_g = 5888 \mu\text{H}$, las oscilaciones aumentan, pero el sistema sigue funcionando con riesgo de desestabilizarse, por lo cual se puede decir, que la máxima inductancia de la Red Eléctrica soportada por el sistema es de alrededor $L_s = 5000 \mu\text{H}$.

Para corregir estas oscilaciones y para que el sistema pueda seguir soportando valores más altos de inductancia L_s se opta por aumentar la posición de los polos de lazo cerrado del Observador de Estados. Las posiciones elegidas son:

$$s_{o1} = -250W_r, \quad s_{o2} = -250W_r, \quad s_{o3} = -250W_r, \quad (5.76)$$

los cuales generan unas ganancias para el observador:

$$L = [2.0244 \cdot 10^7 \quad 1.3660 \cdot 10^{14} \quad 3.0719 \cdot 10^{20}]^T \quad (5.77)$$

Con estas ganancias en el Observador de Estados el sistema puede adaptar una inductancia de Red Eléctrica de alrededor de $L_s = 20000$ uH sin pérdida de prestaciones y con robustez. Cabe destacar que también se ha modificado en el solver la tolerancia relativa a $1 \cdot 10^{-2}$. Si las posiciones elegidas para los polos de lazo cerrado son:

$$s_{o1} = -500W_r, \quad s_{o2} = -500W_r, \quad s_{o3} = -500W_r, \quad (5.78)$$

las ganancias para el observador serán:

$$L = [4.0489 \cdot 10^7 \quad 5.4646 \cdot 10^{14} \quad 2.4581 \cdot 10^{21}]^T \quad (5.79)$$

y con estas ganancias para el Observador de Estados, permiten al sistema adaptar una inductancia de Red Eléctrica de alrededor de $L_s = 50000$ uH sin pérdida de prestaciones y con robustez.

Estos resultados se evalúan en simulaciones durante 60 segundos, y no se observa problemas en el funcionamiento. En la Figura 5.80 se presenta el último segundo de una simulación de 60 segundos.

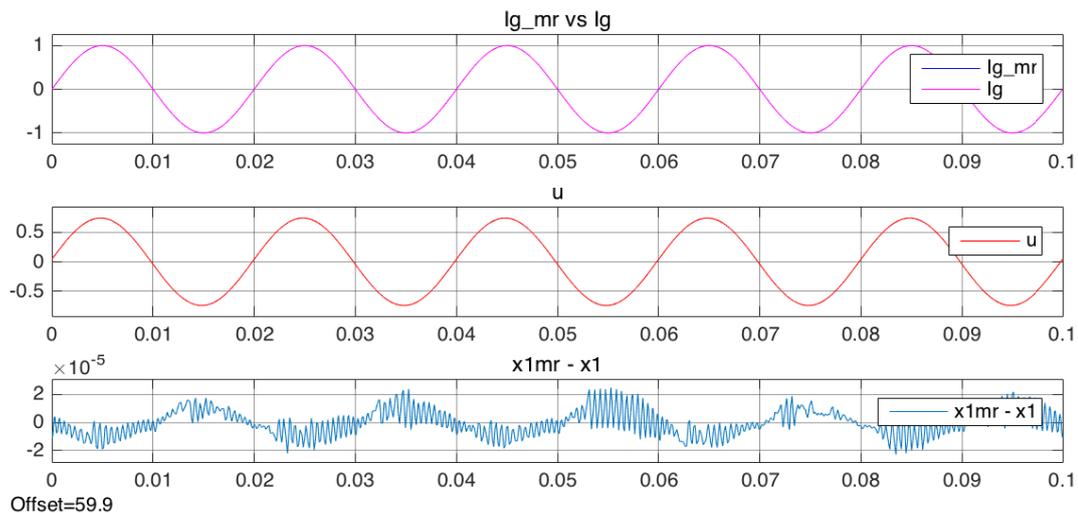


Figura 5.80: Modelo Promediado - Variación de Inductancia de Red Eléctrica $L_s = 50000$ uH

En la primera gráfica se observa un perfecto seguimiento de la señal de salida i_g a la del modelo de referencia i_{gmr} , en tanto que en el error entre los estados es mostrado en la tercera gráfica, donde se observan pequeñas oscilaciones, siendo este error del orden de 0.2 uA.

5.7.1.4. Modelo de Simulación Conmutado

Para obtener un modelo de simulación más cercano a la implementación física se sustituye en el Modelo de Simulación Promediado la fuente de voltaje controlada por un Inversor (Convertor DC - AC) en Puente Completo (en inglés, Full Bridge), implementado con transistores bipolares de puerta

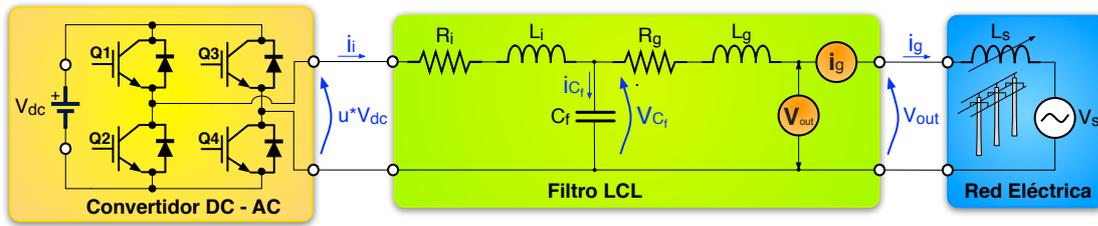


Figura 5.81: Modelo de Simulación Conmutado del Inversor basado en LCL

aislada (IGBT, del inglés Insulated Gate Bipolar Transistor), y obtenemos el Modelo de Simulación Conmutado para el Inversor basado en LCL, que se muestra en la Figura 5.81.

Para el disparo de los IGBTs se utiliza una Modulación por Ancho de Pulso (PWM, del inglés Pulse Width Modulation), en la cual se utiliza una onda triangular diente de sierra como portadora a una frecuencia de 20 KHz y señal de control $u(t)$ proveniente de MCS como moduladora. Como se puede observar en la Figura 5.82, la señal de control y su inversa son comparadas con la señal portadora y así se generan las señales para el accionamiento de los IGBTs, tanto del brazo izquierdo como derecho del Inversor.

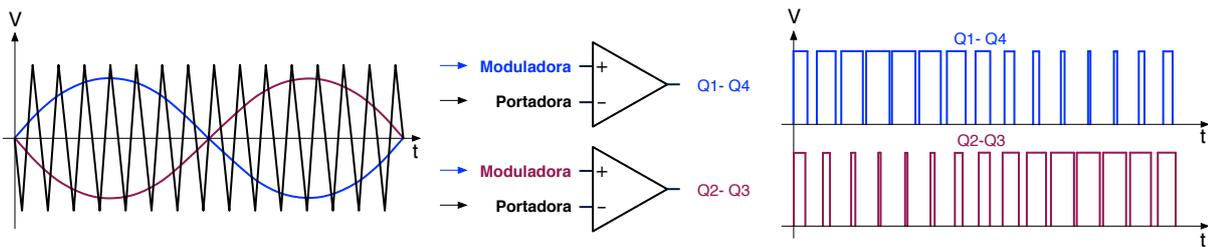


Figura 5.82: Modulación por Ancho de Pulso

La señales provenientes del PWM ($Q1-Q4$ y $Q2-Q3$) al accionar los IGBTs respectivos generan a la salida del Inversor una onda bipolar del tipo pulsante como se muestra en la Figura 5.83, que al ser filtrada por el LCL nos permitirá obtener una onda senoidal, que es la portadora fundamental de esa señal pulsante [151].

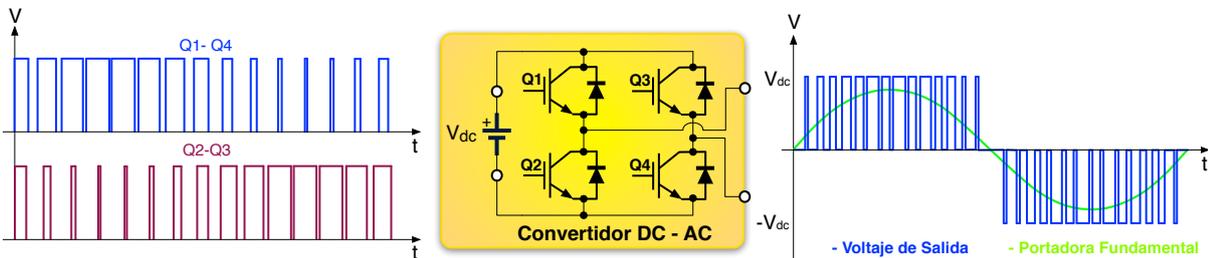


Figura 5.83: Onda de salida del Inversor al aplicar la Modulación por Ancho de Pulso

El Modelo de Simulación Conmutado del Inversor basado en LCL con MCS Continuo y Observador de Estados de Orden Completo se presenta en la Figura 5.84, donde se incorporan los bloques del

Inversor con IGBTs y PWM, a los bloques Modelo de Referencia, Filtro LCL, Observador de Estados, Normalización y MCS Continuo, ya descritos en secciones previas.

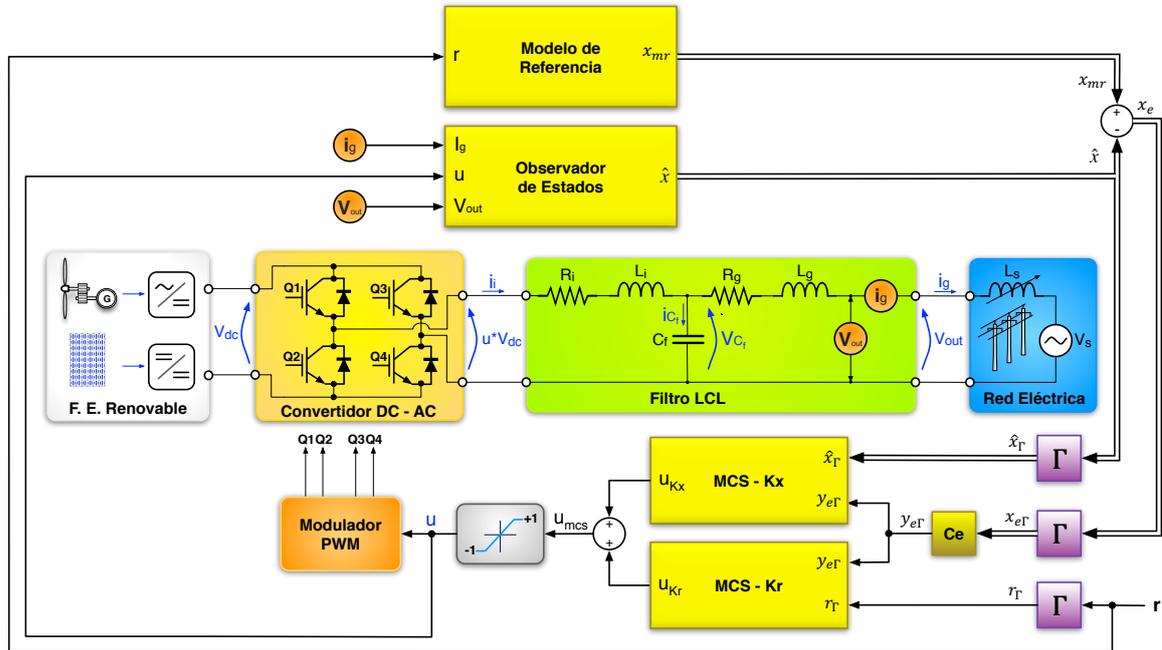


Figura 5.84: Modelo de Simulación Conmutado del Inversor basado en LCL con MCS Continuo y Observador de Estados de Orden Completo

Para la simulación del Modelo Conmutado las variables de adaptación para MCS son:

$$\alpha = 100000, \quad \beta = 10000$$

$$Q = 4 \begin{bmatrix} 4.9400 \cdot 10^9 & 0 & 0 \\ 0 & 5.4600 \cdot 10^{13} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (5.80)$$

que generan las siguientes ganancias:

$$C_e = [10010.5329 \quad 10003.6855 \quad 10003.8855]. \quad (5.81)$$

En tanto que los polos en lazo cerrado del Observador de Estados son ubicados en:

$$s_1 = -0.8 \cdot W_r, \quad s_2 = -W_r, \quad s_3 = -W_r, \quad (5.82)$$

que luego de calcular se obtienen las siguientes ganancias para el observador:

$$L = [7.4704 \cdot 10^4 \quad 1.1002 \cdot 10^9 \quad -4.0117 \cdot 10^{13}]^T \quad (5.83)$$

Con estos valores se ejecuta la simulación del modelo conmutado del Inversor basado en LCL donde se obtienen los resultados que se presentan en la Figura 5.85. Un importante suceso se presenta en la corriente de salida i_g , que tiene un pico en el arranque con una caída aproximada hacia -2 A para después recuperarse generando un pequeño pico en la subida y luego continuar con un perfecto seguimiento a la

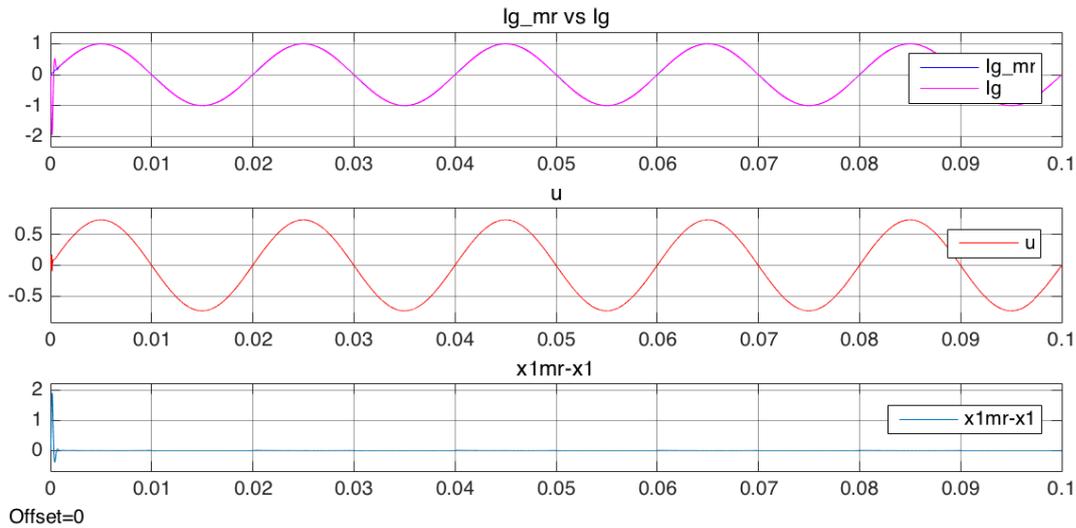


Figura 5.85: Simulación Modelo Conmutado del Inversor basado en LCL con MCS Continuo y Observador de Estados de Orden Completo

corriente de salida del modelo de referencia. Cabe mencionar que este mismo efecto se produce en el Modelo de Simulación Promediado cuando las ganancias del Observador son las mismas que las elegidas para esta simulación del Modelo Conmutado.

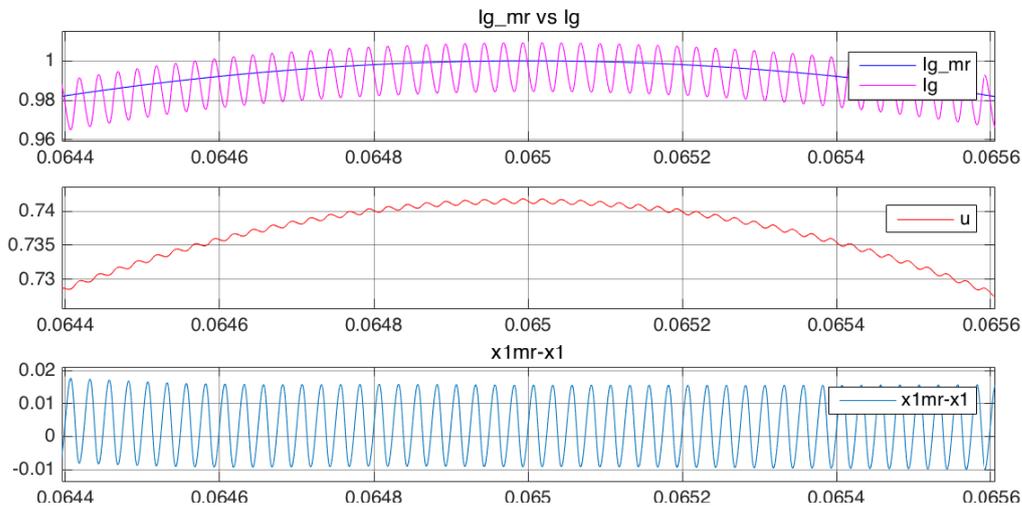


Figura 5.86: Ondas Ampliadas de la Simulación Modelo Conmutado del Inversor basado en LCL con MCS Continuo y Observador de Estados de Orden Completo

En la Figura 5.86 se muestra una ampliación de las ondas obtenidas alrededor de $t = 0.065$ segundos, donde se puede observar que en la corriente de salida existe la presencia de una onda senoidal de igual frecuencia que el PWM, con una amplitud aproximada de 0.02 A como se observa en la tercera gráfica. Por otro lado se observa también que la señal de control tiene una perturbación senoidal con la misma frecuencia del PWM y una amplitud cercana 0.00035.

Las simulaciones del Modelo Conmutado han sido ejecutadas en Simulink utilizando el Solver ode23tb con un paso mínimo de integración de 10^{-15} , una tolerancia relativa de 10^{-3} y una tolerancia absoluta de 10^{-6} .

5.7.1.5. Modelo de Simulación Conmutado con Filtrado Antialiasing

Para eliminar perturbaciones y ruidos presentes en las señales medidas se utilizan filtros pasa bajos, conocidos con el nombre de Antialiasing. Estos filtros son ubicados previo a la digitalización de estas señales medidas, por lo cual será necesario incorporarles al sistema de simulación para así acercarnos cada vez más al circuito real que se implementaría.

5.7.2. Modelos de Simulación de MCS en Tiempo Discreto para el Inversor basado en LCL

En esta sección se desarrollarán varios Modelos de Simulación que nos permitan observar el funcionamiento y las características de MCS en tiempo discreto, basándose para ello en [124]. En cada simulación realizada se mostrará cada una de las partes de los sistemas implementados y los resultados obtenidos, junto con los valores de α , β y C_e empleados.

5.7.2.1. Modelo de Simulación Matemático con MCS en tiempo discreto

Utilizando la misma metodología que en tiempo continuo se procederá primero a realizar la simulación de MCS en tiempo discreto considerando el Modelo matemático del Inversor LCL sin perturbación, con el objetivo de poner a funcionar el sistema y determinar las variables adaptativas, y con estas ejecutar el Modelo matemático del Inversor LCL con perturbación realizando los ajustes necesarios.

Modelo Simulación Matemático sin Perturbación

Para la implementación de este modelo de simulación se deberá sustituir en el Modelo de Simulación de la Figura 5.53 los bloques de MCS continuo por los bloques de MCS en tiempo discreto. Esta implementación se la muestra en la Figura 5.87 junto con los bloques del Modelo de Referencia y el modelo de la Inversor LCL sin perturbación.

La ley de control de MCS en tiempo discreto implementa es basada en [124], donde:

$$L_x^T(k) = \alpha \sum_{i=0}^k y_n(i+1)x^T(i) + \beta y_n(k+1)x^T(k)$$

$$L_R(k) = \alpha \sum_{i=0}^k y_n(i+1)r(k) + \beta y_n(k+1)r(k)$$

y el retardo de tiempo viene dado por:

$$y_n(k+1) = \frac{y_n^0(k+1)}{1 + T_s \tilde{c}_{nn} b (\alpha + \beta) (x^T(k)x(k) + r^2(k))} \quad (5.84)$$

donde \tilde{c}_{nn} , es el elemento (n, n) de la matriz de salida \tilde{C}_e . Este valor de \tilde{C}_e se obtendrá de la resolución de la ecuación de Lyapunov en tiempo discreto:

$$A_{nr_d}^T P_d A_{nr_d} - P_d = -Q_d \quad (5.85)$$

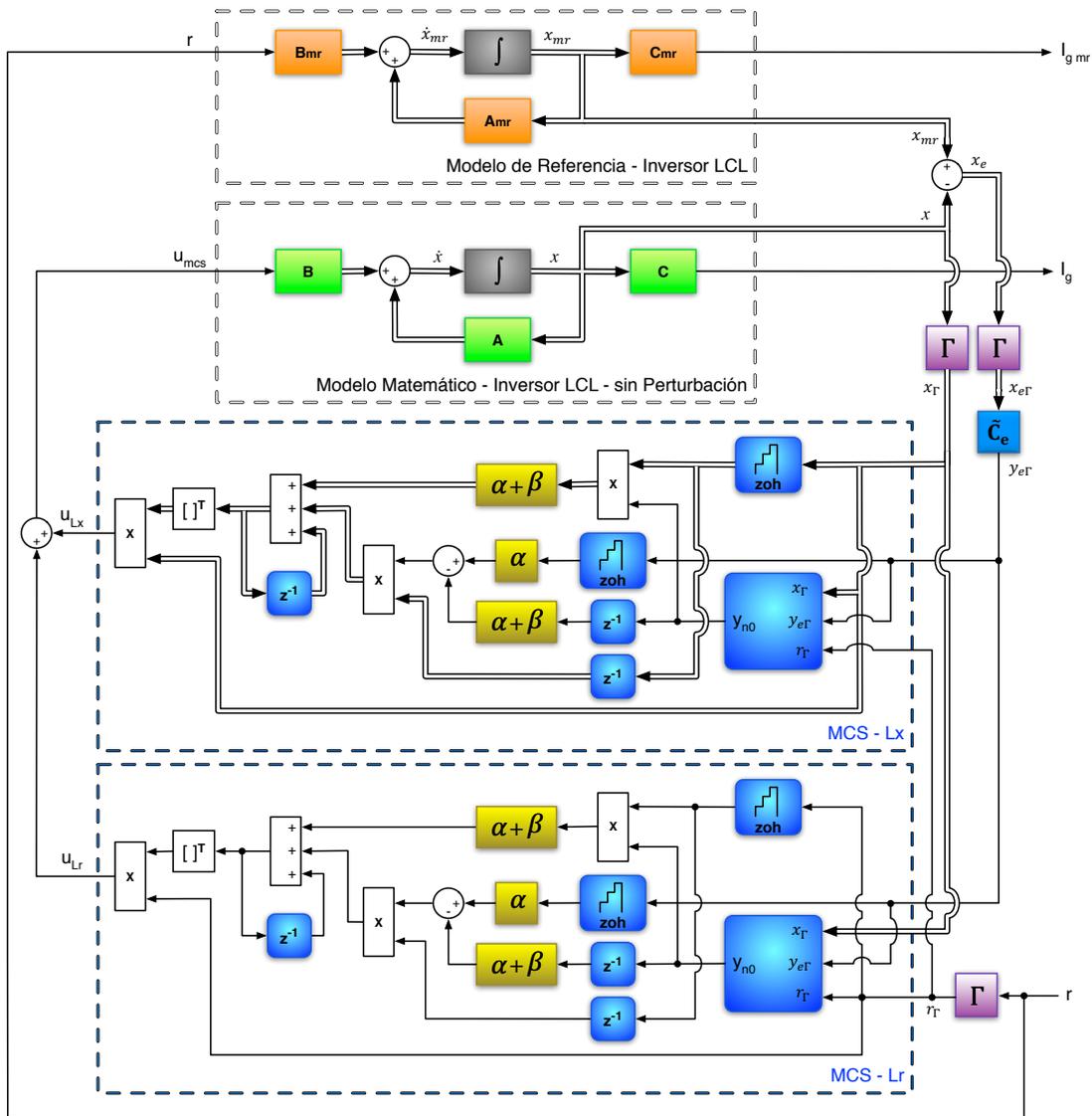


Figura 5.87: Modelo de Simulación Matemático con MCS Discreto - Inversor LCL sin Perturbación

y por tanto:

$$\tilde{C}_e = BP_d \tag{5.86}$$

En (5.85) $A_{mr,d}$ es la discretización de la matriz A_{mr} del Modelo de Referencia. Esta discretización se ejecuta utilizando el método de forward Euler's:

$$x_{mr}(k + 1) = [I_n + T_s A_m] x_{mr}(k) + T_s B b_{mr}(k)$$

pero teniendo en cuenta de que los polos resultantes de esta discretización se encuentren dentro del círculo unidad, para garantizar la estabilidad del Modelo de Referencia discretizado. Para esta discretización la frecuencia de muestreo utilizada f_s es de 20 Khz, es decir un periodo de muestro T_s de $2.5 \cdot 10^{-5}$ s.

El Modelo de Referencia utilizado hasta ahora no cumple con esta condición, puesto que sus polos se encuentran fuera del círculo unidad, por lo cual es necesario realizar una modificación al Modelo de

Referencia. En este modelo se escogió que $a_1^m = w^2$ y $a_3^m = 1$, siendo estos parámetros de diseño. Siguiendo la metodología de la Sección 5.4 y manteniendo la dinámica deseada, se modifican estos por:

$$\begin{aligned} a_1^m &= p_d W_r w^2 \\ a_3^m &= p_d W_r. \end{aligned} \quad (5.87)$$

Así el Modelo de Referencia corregido es:

$$\dot{x}_{mr} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -p_d W_r w^2 & -\left(w^2 + \frac{1}{L_i^2 C_f}\right) & -p_d W_r \end{bmatrix} x_{mr} + \frac{1}{L_i^2 C_f} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} I_{gref} \cos wt \quad (5.88)$$

donde p_d es un parámetro de ajuste y este puede variar desde 2.0250 a 2.4927, siendo el valor elegido $p_d = 2.155$. Con estas modificaciones el valor de las raíces del Modelo de Referencia en tiempo continuo son:

$$\begin{aligned} \lambda_{1Amr} &= -5.2605 \\ \lambda_{2Amr} &= -2.9083 \cdot 10^4 + 1.5670 \cdot 10^4 j \\ \lambda_{3Amr} &= -2.9083 \cdot 10^4 - 1.5670 \cdot 10^4 j. \end{aligned} \quad (5.89)$$

y al aplicar la discretización por forward Euler's, las raíces en tiempo discreto son:

$$\begin{aligned} \lambda_{1Amr_d} &= -0.9998 \\ \lambda_{2Amr_d} &= -0.2729 + 0.3917j \\ \lambda_{3Amr_d} &= -0.2729 - 0.3917j. \end{aligned} \quad (5.90)$$

Una vez cumplida con esta característica de estabilidad fundamental se procede a realizar la simulación escogiendo para ellos los siguientes valores:

$$\alpha = 1875, \quad \beta = 187.5, \quad Q_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0.00025 \end{bmatrix}. \quad (5.91)$$

Con estos valores de Q_d , se obtiene P_d :

$$P_d = \begin{bmatrix} 8.3884 \cdot 10^7 & 1.5937 \cdot 10^7 & 4.3775 \cdot 10^2 \\ 1.5937 \cdot 10^7 & 3.0301 \cdot 10^6 & 8.3230 \cdot 10^1 \\ 4.3775 \cdot 10^2 & 8.3230 \cdot 10^1 & 0.3049 \cdot 10^{-2} \end{bmatrix},$$

que generan las siguientes ganancias:

$$\tilde{C}_e = [4.3775 \cdot 10^2 \quad 8.3230 \cdot 10^1 \quad 0.3049 \cdot 10^{-2}], \quad (5.92)$$

siendo:

$$\tilde{c}_{nn} = 0.3049 \cdot 10^{-2}. \quad (5.93)$$

Los resultados obtenidos se presentan en la Figura 5.88, donde se puede observar un correcto seguimiento de la corriente de salida del Inversor i_g a la corriente del Modelo de Referencia. También se puede

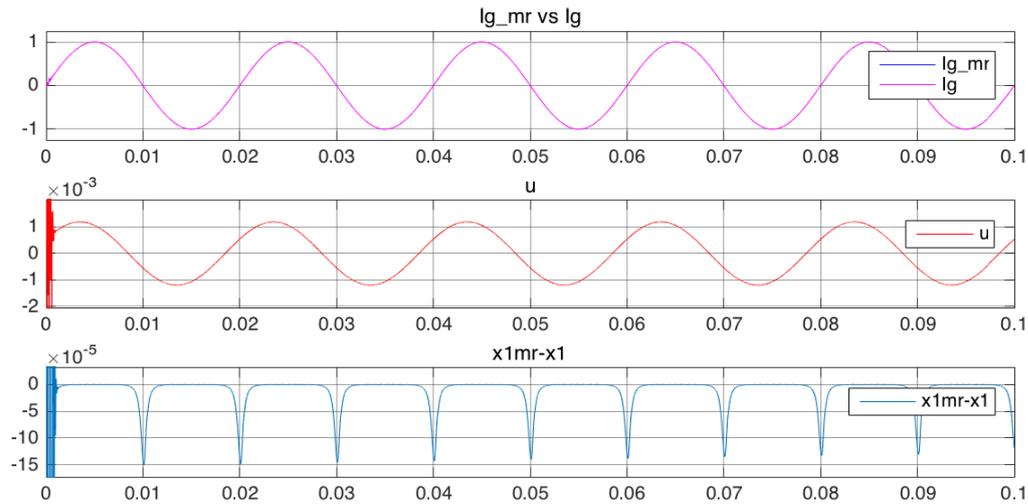


Figura 5.88: Simulación del Modelo Matemático del Inversor LCL sin Perturbación con MCS Discreto

observar una perturbación inicial en la señal de control, como también en la señal del error. Por otro lado el error es muy pequeño, siendo aproximadamente el error inicial de $1.5 \cdot 10^{-4}$ A.

En la figura 5.89 se muestra la evolución de las ganancias adaptativas discretas. En estas se observan también una perturbación al inicio de la simulación.

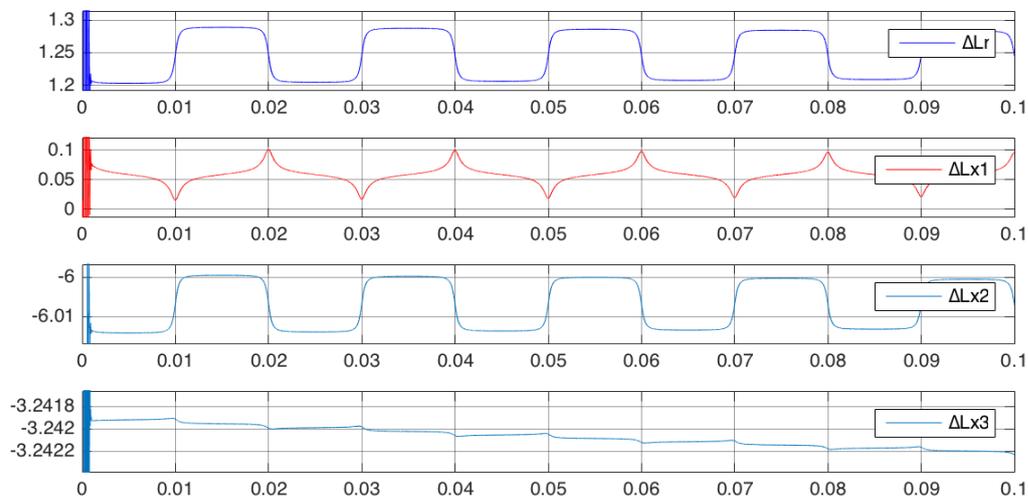


Figura 5.89: Evolución de las Ganancias Adaptativas ΔL_r , ΔL_{x_1} , ΔL_{x_2} y ΔL_{x_3}

Estas ganancias adaptativas tras aproximadamente $t = 1$ segundo de simulación se estabilizan en los siguientes valores: $\Delta L_r = 2.2320$, $\Delta L_{x_1} = 0.0550$, $\Delta L_{x_2} = -11.8500$ y $\Delta L_{x_3} = -3.1070$.

Modelo Simulación Matemático con Perturbación

Al incluir la perturbación en el modelo del Inversor LCL se obtiene el Modelo de Simulación Matemático del Inversor basado en LCL con MCS en Tiempo Discreto presentado en la Figura 5.90.

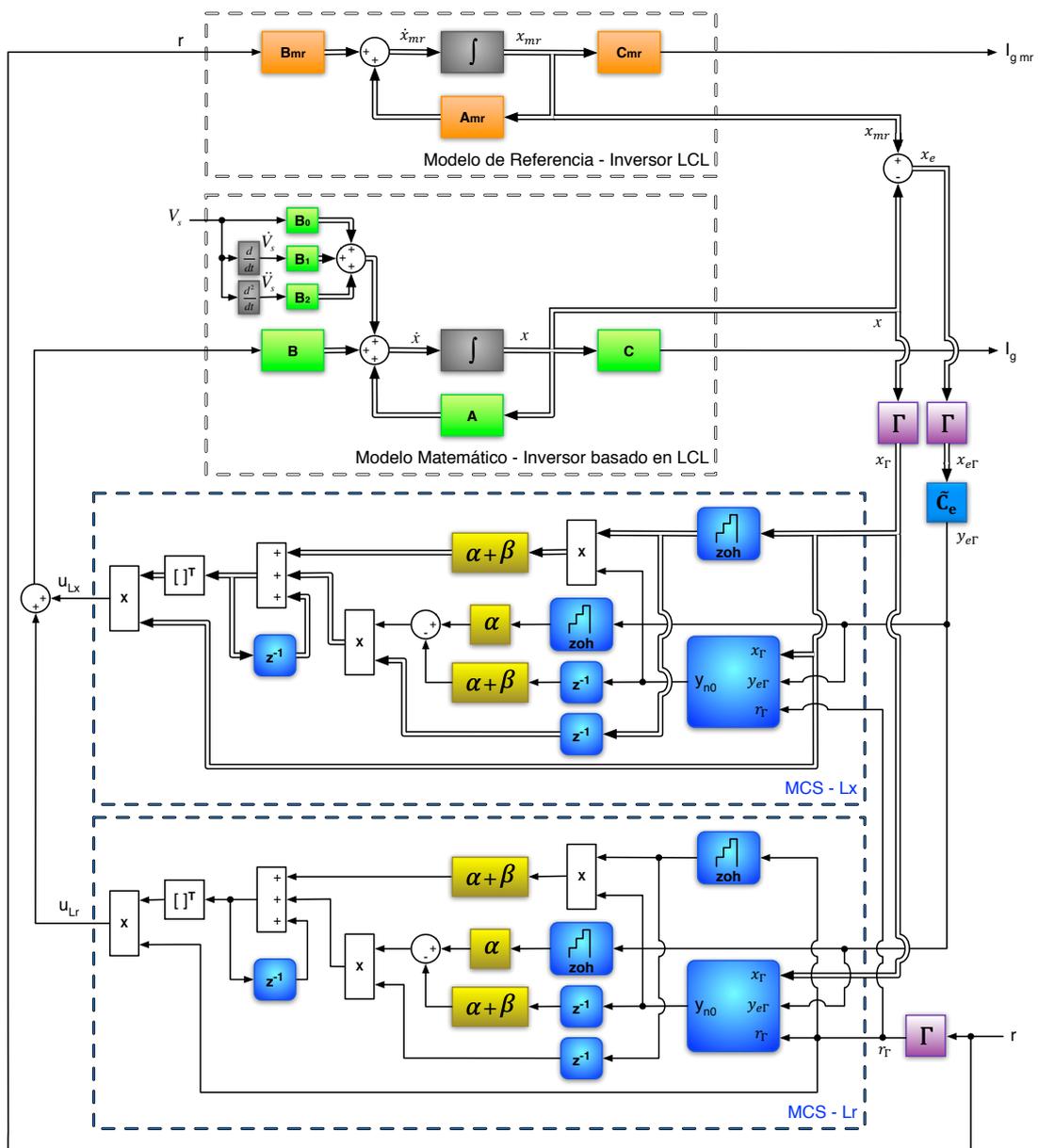


Figura 5.90: Modelo de Simulación Matemático del Inversor basado en LCL con MCS Discreto

Este modelo es simulado utilizando las variables adaptativas (5.91), (5.92) y (5.94) del Modelo sin perturbación y se obtienen los resultados presentados en la Figura 5.91. Como se puede observar existe seguimiento de la corriente de salida del Inversor i_g a la del modelo de referencia pero con un error considerable, incrementándose este error en los cruces por cero de la onda senoidal, para luego recuperar el seguimiento.

También se puede observar que la señal de control presenta incrementos $y_{e\Gamma}$ en las zonas que se presenta mayor error para tratar de compensar la perturbación. Si se simulase por más tiempo se puede observar que este error se irá adaptando hasta ser eliminado por completo.

Para evitar tener este error inicial grande en el seguimiento hasta lograr una adaptación correcta, se

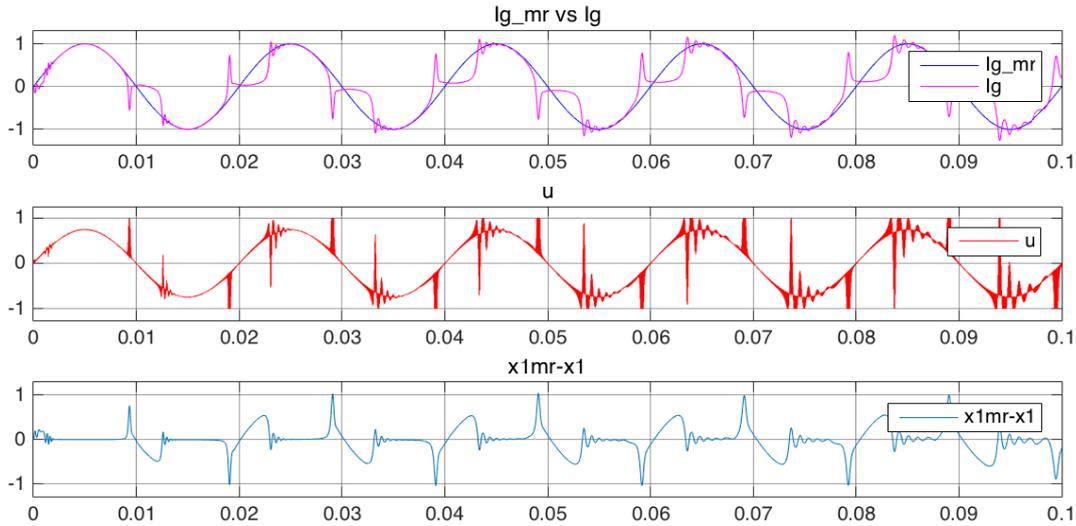


Figura 5.91: Simulación del Modelo Matemático del Inversor basado en LCL con MCS Discreto

ajustan las variables adaptativas para compensar de mejor manera la perturbación y así tener un error menor. Para ello las variables elegidas son:

$$\alpha = 4000, \quad \beta = 400, \quad Q_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0025 \end{bmatrix}. \quad (5.94)$$

Con estos nuevos valores de Q_d , se obtiene:

$$P_d = \begin{bmatrix} 8.3835 \cdot 10^8 & 1.5937 \cdot 10^8 & 4.3775 \cdot 10^3 \\ 1.5937 \cdot 10^8 & 3.0301 \cdot 10^7 & 8.3230 \cdot 10^2 \\ 4.3775 \cdot 10^3 & 8.3230 \cdot 10^2 & 3.0498 \cdot 10^{-2} \end{bmatrix},$$

que generan las siguientes ganancias:

$$\tilde{C}_e = [4.3775 \cdot 10^3 \quad 8.3230 \cdot 10^2 \quad 3.0498 \cdot 10^{-2}], \quad (5.95)$$

siendo:

$$\tilde{c}_{nm} = 3.0498 \cdot 10^{-2}. \quad (5.96)$$

Con estos nuevos valores de las variables adaptativas se procede a realizar una nueva simulación del sistema que son presentadas en la Figura 5.92.

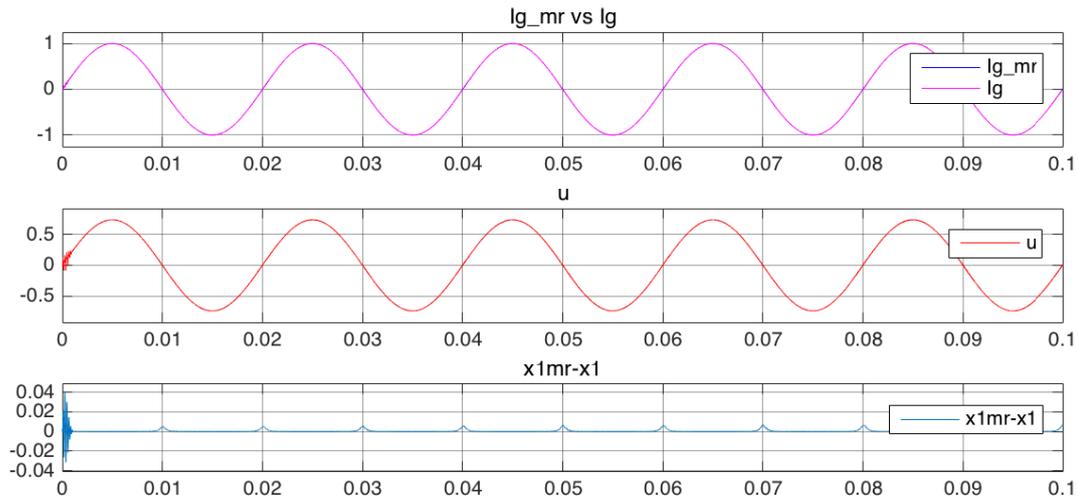


Figura 5.92: Simulación del Modelo Matemático del Inversor basado en LCL con MCS Discreto

Como se puede observar ahora existe un correcto seguimiento de la corriente de salida del Inversor i_g a la corriente de salida del Modelo de Referencia, con error de seguimiento muy pequeño de aproximadamente $1.35 \cdot 10^{-3}$ A, que irá disminuyendo al transcurrir del tiempo. Por otro lado la señal de control presenta una perturbación al inicio de la simulación, siendo luego senoidal y sin perturbaciones posteriores.

Es evidente que el error podría ser menor si se incrementan los valores de α y β , pero basados en el mismo criterio expuesto para tiempo continuo, un incremento indiscriminado de las variables puede llevar a la inestabilidad por lo que se ha buscado un balance entre la velocidad de adaptación y el error permitido, con lo cual se podría decir que los valores elegidos en (5.94), (5.95) y (5.96) son los adecuados. Con estos valores de α y β el error se incrementará hasta que las ganancias adaptativas se estabilicen, y a partir de ello el error irá disminuyendo tendiendo a ser cero. Si se suben demasiado las variables adaptativas, se observa también que la señal de control se incrementa, y debido a la saturación previa a la planta se provocarán errores superiores.

Modelo Simulación Matemático con Perturbación y Observador de Estados

Desde el punto de vista matemático este modelo es el más cercano a la realidad, y nos permite visualizar el funcionamiento de MCS en tiempo discreto con los estados proporcionados por el Observador de Estados. Los polos escogidos para el observador han sido los mismos que los utilizados en (5.74), es decir:

$$s_1 = -50W_r, \quad s_2 = -50W_r, \quad s_3 = -50W_r,$$

los cuales generan unas ganancias para el observador:

$$L = [4.0482 \cdot 10^6 \quad 5.4607 \cdot 10^{12} \quad 2.4509 \cdot 10^{18}]^T.$$

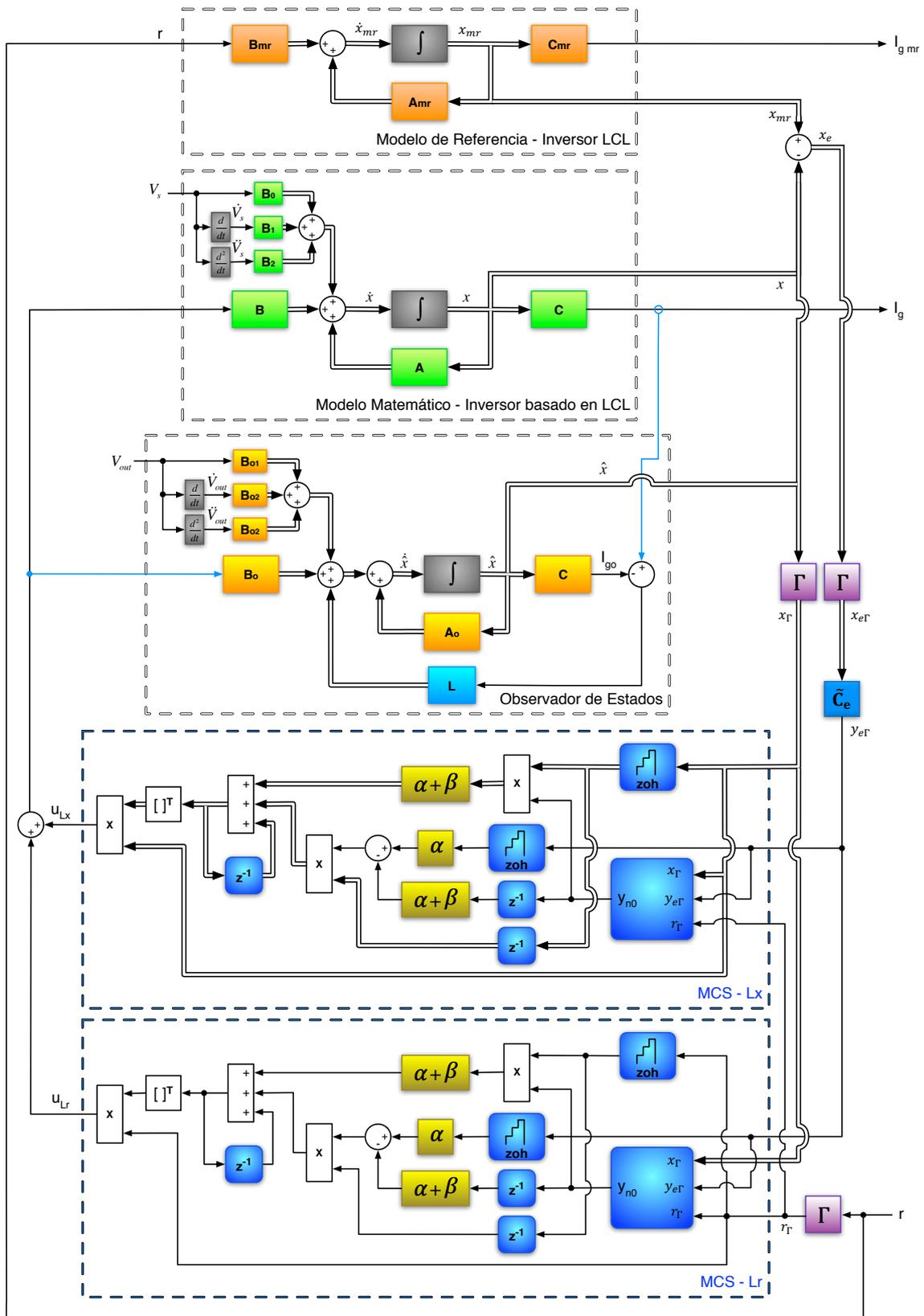


Figura 5.93: Modelo de Simulación Matemático del Inversor basado en LCL con MCS Discreto y Observador de Estados

En la Figura 5.93 se presenta el Modelo Simulación Matemático con Perturbación y Observador de Estados en el cual se incorpora el MCS en tiempo discreto, utilizando las variables adaptativas (5.94), (5.95) y (5.96). Los resultados de la simulación son mostrados en la Figura 5.94, donde se puede observar que son similares a los obtenidos cuando los estados fueron obtenidos de Modelo Matemático y no del Observador de Estados. Una comparativa entre los estados del Inversor y los estados del Observador

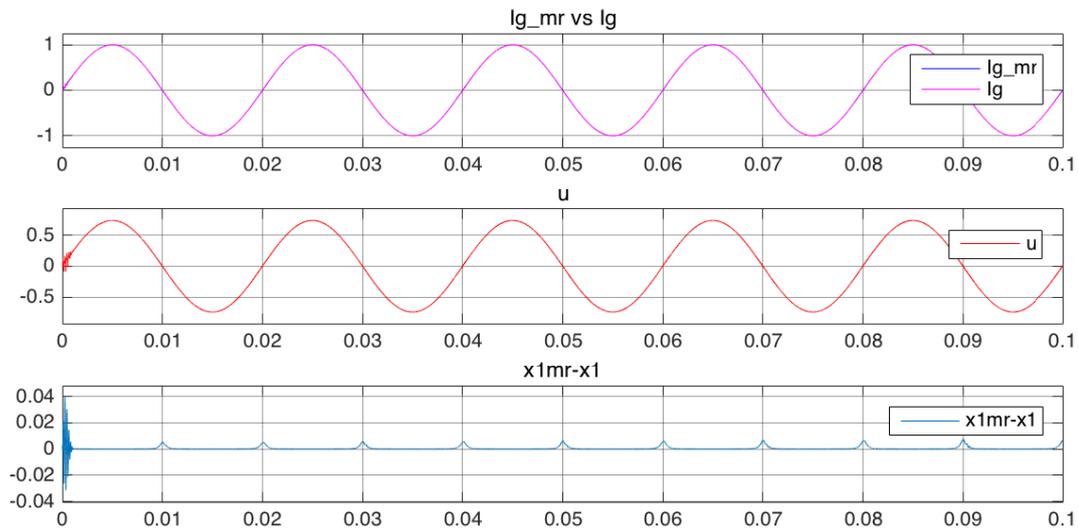


Figura 5.94: Simulación del Modelo Matemático del Inversor basado en LCL con MCS Discreto

se muestra en la Figura 5.95, donde se puede ver que los estados generados por el Observador son los mismos que los del Inversor. Una diferencia a destacar con respecto a los estados de MCS en tiempo continuo, es que el tercer estado x_3 tiene perturbación, esto debido a que los valores de las ganancias \tilde{C}_e no son similares entre sí, como en el caso de MCS en tiempo continuo. Desde el punto de vista

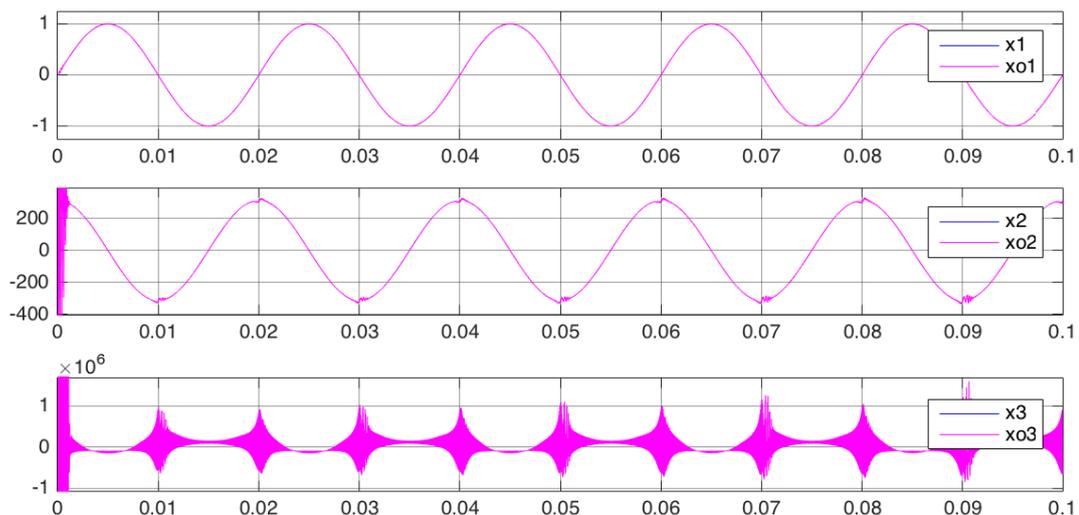


Figura 5.95: Comparativa del Vector de Estados del Inversor LCL y del Observador de Estados con MCS tiempo discreto

matemático, los estados observados no causan inconvenientes a MCS en tiempo discreto, y por lo tanto

será una alternativa para los sistemas donde no existe acceso a todos los estados.

Todas las simulaciones realizadas en esta sección del Modelo de Simulación Matemático con MCS en tiempo discreto han sido efectuadas en Matlab-Simulink, utilizando el solver ode45, con paso de integración de 10^{-10} , con una tolerancia relativa de 10^{-5} y una tolerancia absoluta de 10^{-6} .

5.7.2.2. Modelo de Simulación Promediado con MSC en tiempo discreto

Al Modelo de Simulación Promediado propuesto en la Sección 5.7.1.2 se le sustituye MCS en tiempo continuo por su implementación en tiempo discreto y obtenemos el Modelo de Simulación Promediado del Inversor basado en LCL con MCS Discreto y Observador de Estados mostrado en la Figura 5.96.

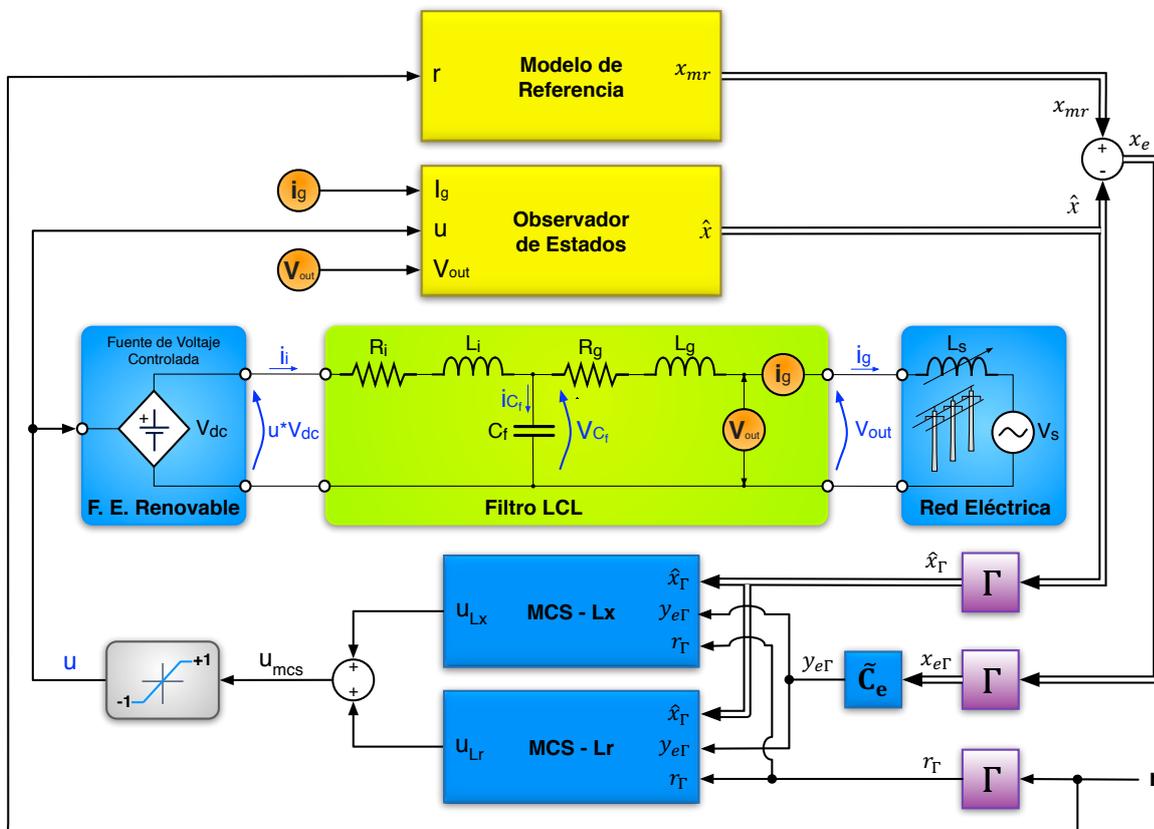


Figura 5.96: Modelo de Simulación Promediado del Inversor basado en LCL con MCS Discreto y Observador de Estados

Una primera simulación se ejecuta con los valores de las variables adaptativas y ganancias para el Observador del Modelo de Simulación Matemático del Inversor basado en LCL con MCS Discreto y Observador de Estados, expuestas en (5.94), (5.95), (5.96) y (5.74) respectivamente. En esta simulación no se tiene seguimiento de la señal de corriente del inversor i_g a la del modelo de referencia, sin ninguna recuperación a lo largo del tiempo de simulación como se puede observar en la Figura 5.97. En la señal de control se puede observar una saturación inicial, para luego tener una señal senoidal con una perturbación constante. Por otro lado en la señal de control se puede observar una señal senoidal con una perturbación

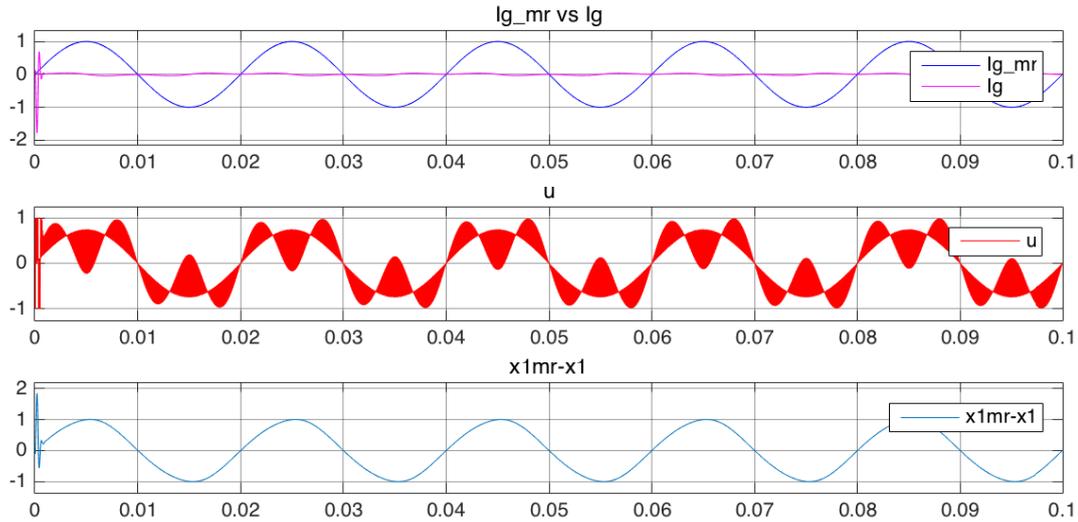


Figura 5.97: Modelo Promediado del Inversor basado en LCL con MCS discreto con fallo de seguimiento

constante, en tanto que la señal de error entre los estados es similar a la señal de referencia, mostrando un error total de seguimiento.

Dada esta dificultad, la cual no se presentó con MCS en tiempo continuo, se procede a modificar las variables adaptativas para el funcionamiento del sistema, siendo las nuevas variables adaptativas:

$$\alpha = 4100, \quad \beta = 410, \quad Q_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0012 \end{bmatrix}, \quad (5.97)$$

con lo cual tenemos:

$$\tilde{C}_e = [2.1012 \cdot 10^{+3} \quad 3.9950 \cdot 10^{+2} \quad 1.4639 \cdot 10^{-2}], \quad (5.98)$$

y por tanto:

$$\tilde{c}_{nn} = 1.4639 \cdot 10^{-2}. \quad (5.99)$$

En la Figura 5.98 se muestran los resultados obtenidos de la simulación con estos nuevos valores adaptativos, donde se observa un seguimiento de la corriente del Inversor i_g a la corriente del modelo de referencia, pero con errores al inicio de la simulación las cuales al transcurrir el tiempo van desapareciendo. La señal de control se observa que tiene perturbaciones en el inicio de la simulación para poder compensar la pérdida de seguimiento de la corriente del inversor, para luego observarse una señal sin perturbación cuando el seguimiento es correcto. Entre el primer estado del modelo de referencia x_{1mr} y del inversor x_1 , se puede observar un gran error inicial, el cual va disminuyendo al transcurrir el tiempo, mostrando una rápida adaptación del sistema.

Al ser el error inicial aproximadamente del 20% y que este puede incrementarse y producir inestabilidad en el sistema al variar el valor de L_s , es conveniente incrementar los valores de α y β para así disminuir este error inicial. Al ejecutar nuevas simulaciones con incrementos en los valores de α y β se observa que el error aumenta en vez de disminuir, situación que se observó en el caso de MCS en tiempo continuo.

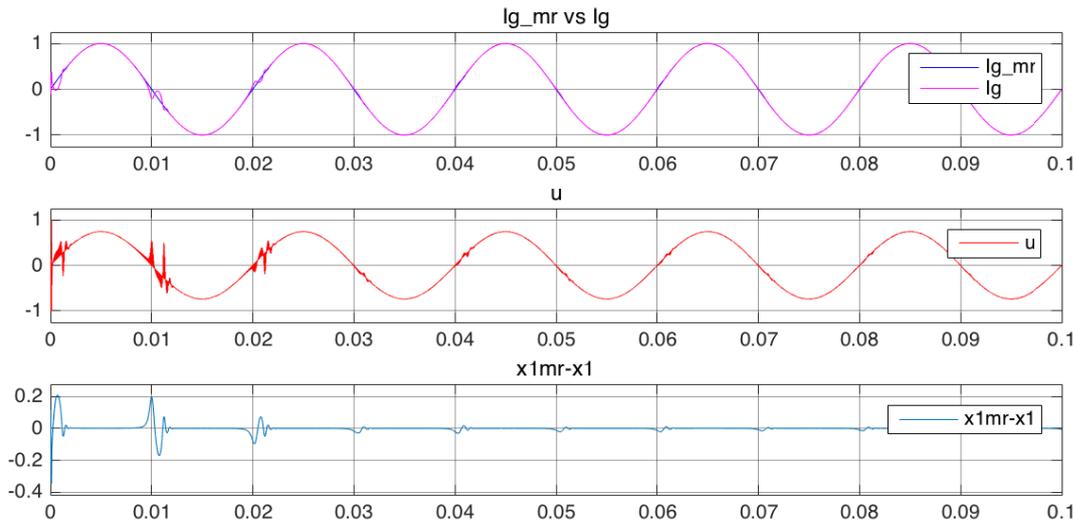


Figura 5.98: Simulación del Modelo Promediado del Inversor basado en LCL con MCS Discreto

Al seguir con el aumentando los valores de α y β , se evidencia nuevamente una pérdida de seguimiento. En tanto que si se disminuye los valores de α y β iniciales, se tiene un mayor error inicial, lo cual no es deseable. En la Figura 5.99 se observa la evolución de las ganancias adaptativas, las cuales se estabilizan en sus valores en tiempo muy corto.

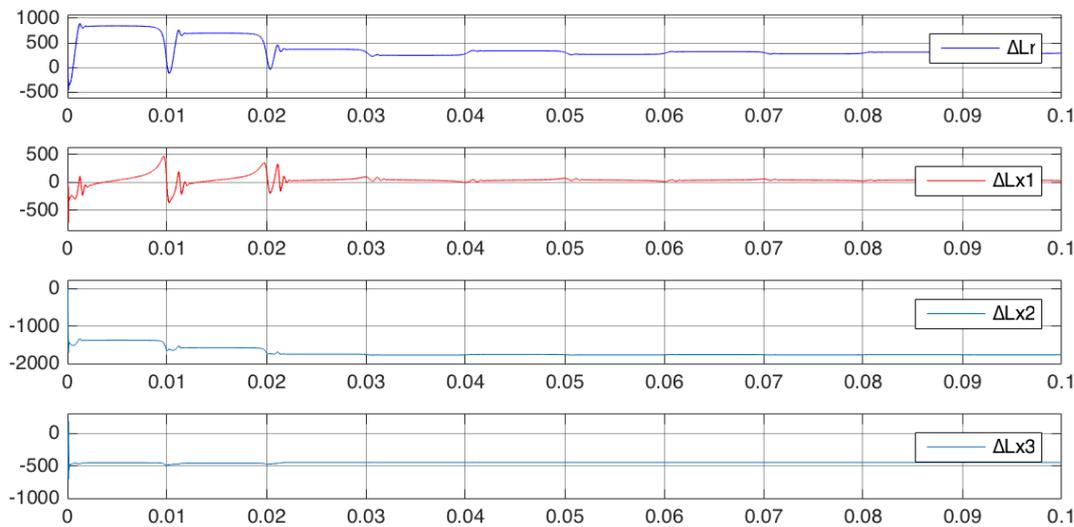


Figura 5.99: Ganancias Adaptativas Modelo Promediado del Inversor basado en LCL con MCS Discreto

5.7.2.3. Valores de \tilde{C}_e iguales

En el desarrollo y la implementación de MCS en tiempo continuo se observó que cuando los valores de C_e eran similares o iguales, el sistema tenía un correcto arranque y seguimiento de la corriente del inversor i_g a la del modelo de referencia, con la presencia de un error muy pequeño que con el transcurrir del tiempo se eliminaba.

En tiempo discreto los valores de \tilde{C}_e no son factibles de hacerlos iguales o similares mediante la selección de los valores de Q_d , por lo cual una alternativa es igualar estos valores al de mayor valor luego de ser calculados. Así por ejemplo, se toman como base los valores de (5.94), donde Q_d es:

$$Q_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0025 \end{bmatrix},$$

y que generaron los valores de \tilde{C}_e expuestos en (5.95):

$$\tilde{C}_e = [4.3775 \cdot 10^3 \quad 8.3230 \cdot 10^2 \quad 3.0498 \cdot 10^{-2}].$$

Como se puede observar los valores del vector \tilde{C}_e son diferentes. Si se toman los valores de $\tilde{C}_e(2) = \tilde{C}_e(3)$ iguales a $\tilde{C}_e(1)$ por ser el mayor valor, el nuevo vector \tilde{C}_e corregido, denominado \tilde{C}_e^c , será:

$$\tilde{C}_e^c = [4.3775 \cdot 10^3 \quad 4.3775 \cdot 10^3 \quad 4.3775 \cdot 10^3]. \quad (5.100)$$

Al ejecutar una simulación con \tilde{C}_e^c se obtienen los resultados de la Figura 5.100, donde se observa un correcto arranque y un error muy pequeño.

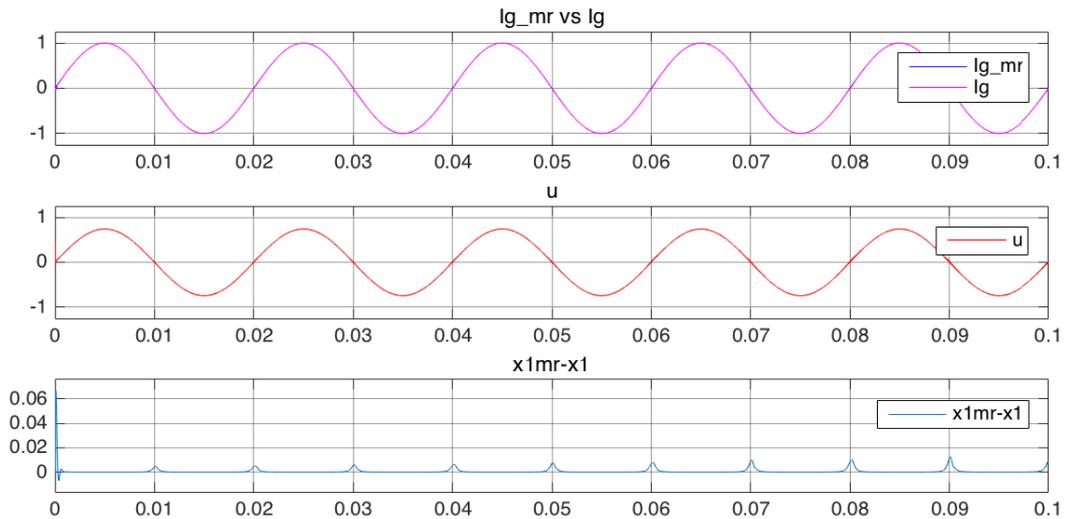


Figura 5.100: Simulación del Modelo Promediado del Inversor basado en LCL con MCS Discreto - C_e corregido

Por otra lado el sistema con \tilde{C}_e^c admite aumentar los valores α y β con lo cual se puede tener un error inicial menor. Para observar esta particularidad se eligen siguientes variables adaptativas:

$$\alpha = 10000, \quad \beta = 1000, \quad Q_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0.005 \end{bmatrix}. \quad (5.101)$$

Con estos nuevos valores de Q_d , se obtiene:

$$P_d = \begin{bmatrix} 1.6766 \cdot 10^9 & 3.1875 \cdot 10^8 & 8.7550 \cdot 10^3 \\ 3.1875 \cdot 10^8 & 6.0603 \cdot 10^7 & 1.6646 \cdot 10^3 \\ 8.7550 \cdot 10^3 & 1.6646 \cdot 10^3 & 6.0996 \cdot 10^{-2} \end{bmatrix},$$

que generan las siguientes ganancias:

$$\tilde{C}_e = [8.7550 \cdot 10^3 \quad 1.6646 \cdot 10^2 \quad 6.0996 \cdot 10^{-2}],$$

siendo:

$$\tilde{c}_{nn} = 6.0996 \cdot 10^{-2}. \quad (5.102)$$

Al igualar los valores de \tilde{C}_e se obtiene:

$$\tilde{C}_e^c = [8.7550 \cdot 10^3 \quad 8.7550 \cdot 10^3 \quad 8.7550 \cdot 10^3]. \quad (5.103)$$

Se implementa el sistema con (5.101), (5.102), (5.103) y se procede a simularlo obteniéndose los resultados mostrados en la Figura 5.101, donde se puede observar un error menor al mostrado en la Figura 5.100.

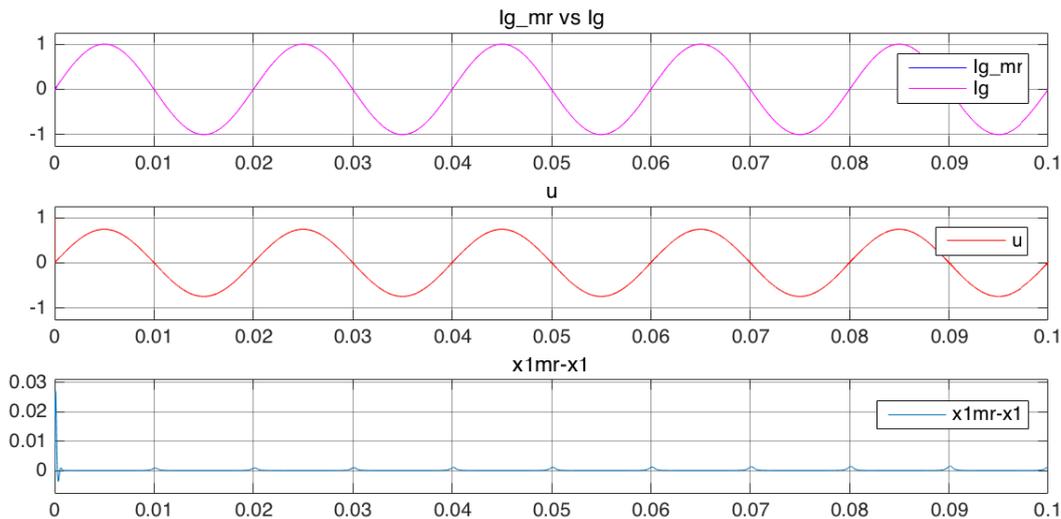


Figura 5.101: Simulación del Modelo Promediado del Inversor basado en LCL con MCS Discreto - C_e corregido

Las simulaciones realizadas para el modelo promediado con MCS en tiempo discreto se han ejecutado en Matlab-Simulink utilizando el solver ode45 con un paso mínimo de integración de 10^{-10} , una tolerancia relativa de 10^{-3} y una tolerancia absoluta de 10^{-6} .

5.7.2.4. Variación de L_s con MSC en tiempo discreto

Una vez que el Modelo de Simulación Promediado del Inversor basado en LCL con MCS en tiempo discreto y Observador de Estados han funcionado correctamente, se evaluará la variación de L_s , con el

objetivo de simular la conexión del Inversor a diferentes distancias de la generación de la Red Eléctrica y observar como MCS es capaz de adaptar esta variación paramétrica y mantener sus prestaciones. También permitirá en simulación determinar la máxima L_s soportada y tener el sistema funcionando ahora en el caso de MCS en tiempo discreto y poder comparar también los resultados con los de tiempo continuo. Para ello se sigue la misma metodología de tiempo continuo, donde se ejecutaron varias simulaciones realizando incrementos de 10 uH en el valor de L_s para cada simulación y se observa el comportamiento del sistema.

El sistema es implementado con los valores de (5.97), (5.98), (5.99) y colocando los polos del observador en lazo cerrado en:

$$s_1 = -2000W_r, \quad s_2 = -2000W_r, \quad s_3 = -2000W_r, \quad (5.104)$$

los cuales generan unas ganancias para el observador:

$$L = [1.6196 \cdot 10^8 \quad 8.7438 \cdot 10^{15} \quad 1.5734 \cdot 10^{23}]^T.$$

Luego de efectuar varias simulaciones se observa que el sistema permite un valor máximo aproximado L_s de **20000** uH, con lo cual se tiene un valor menor que en el caso de MCS en tiempo continuo. En la Figura 5.102 se observan los resultados del Modelo Promediado cuando el valor de $L_s = 20000$ uH. Como se puede observar se tiene un incremento de la perturbación en la acción de control u con respecto al caso de $L_s = 0$ mostrado en la Figura 5.98, para tratar de compensar el incremento. Luego el sistema se puede observar que adapta muy bien y el seguimiento de la corriente del inversor a la del modelo de referencia es correcto.

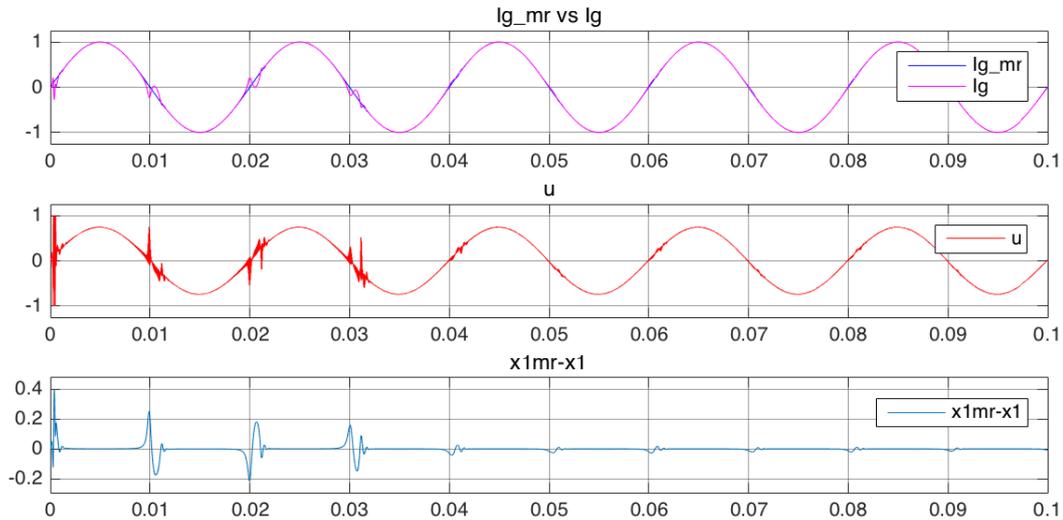


Figura 5.102: Modelo Promediado con MCS en tiempo discreto y $L_s = 20000$ uH

Ahora bien, al implementar el sistema con las variables adaptativas de (5.101), (5.102), (5.103), es decir con los valores de \hat{C}_e igualados y considerando los polos del observador ubicados en:

$$s_1 = -1000W_r, \quad s_2 = -1000W_r, \quad s_3 = -1000W_r, \quad (5.105)$$

los cuales generan unas ganancias para el observador:

$$L = [8.0980 \cdot 10^7 \quad 2.1859 \cdot 10^{15} \quad 1.9667 \cdot 10^{22}]^T,$$

se obtienen los resultados expuestos en la Figura 5.103, donde $L_s = 100000$ uH, es decir cinco veces mayor a cuando las ganancias de \hat{C}_e eran diferentes. Se puede observar que existe un error inicial entre los estados, evidenciando una pequeña oscilación para luego ir disminuyendo. Por otro lado la señal de control u presenta pequeñas oscilaciones y también tiene un adelantamiento con respecto a la señal del modelo de referencia i_{gmr} .

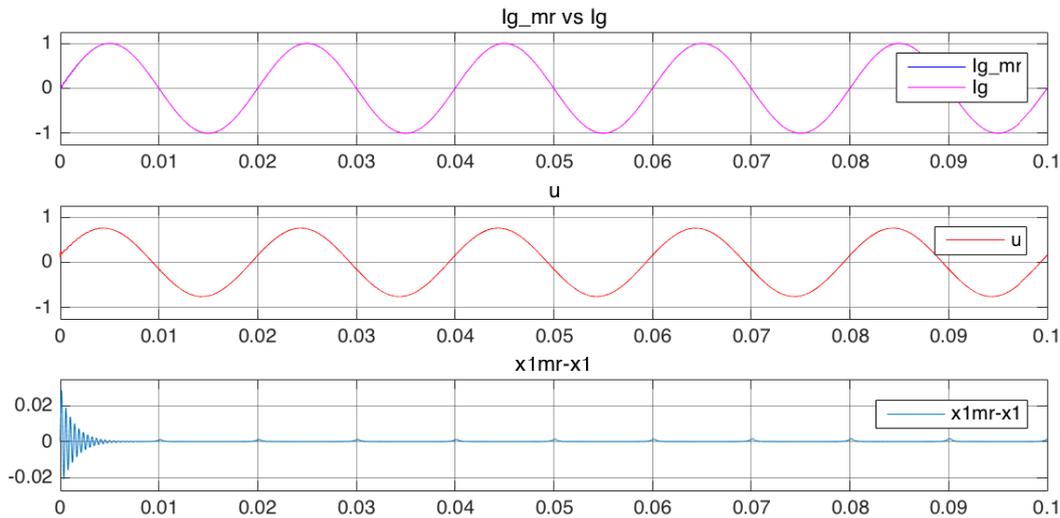


Figura 5.103: Modelo Promediado con MCS en tiempo discreto con $L_s = 100000$ uH

Si las ganancias del Observador de Estados son modificadas por las de (5.104), se observa que el sistema soporta un valor del Inductor L_s de **200000** uH. Los resultados de la simulación son mostrados en la Figura 5.104, donde se observa un incremento en el error y al igual que antes la señal de control presenta un adelantamiento a la corriente del modelo de referencia.

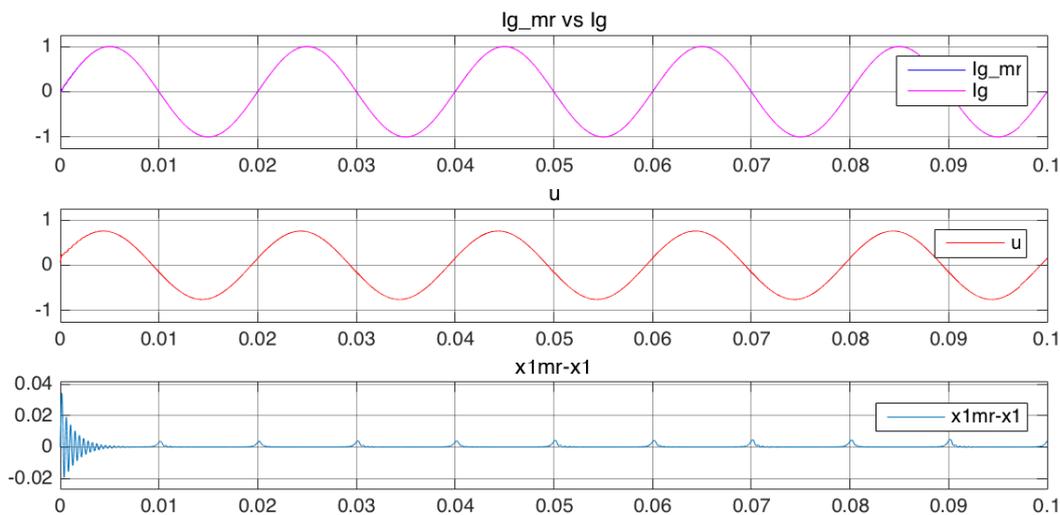


Figura 5.104: Modelo Promediado con MCS en tiempo discreto con $L_s = 200000$ uH

Si el valor de L_s se incrementa a **250000** uH el sistema presenta un error mayor, que primero se incrementa y luego va siendo adaptado, para luego ser muy pequeño como se puede observar en la Figura

5.105. Como se puede observar, las oscilaciones presentes en el error aumentan en un principio y luego en cada paso por cero disminuyen estas oscilaciones, y tras varios pasos estas oscilaciones desaparecen. También la señal de control presenta oscilaciones en su inicio, las cuales van desapareciendo. Estas oscilaciones de la señal de control se ven reflejadas en la corriente de salida del inversor, que presenta oscilaciones al inicio de la simulación. Estas oscilaciones crecientes al inicio de la simulación muestran

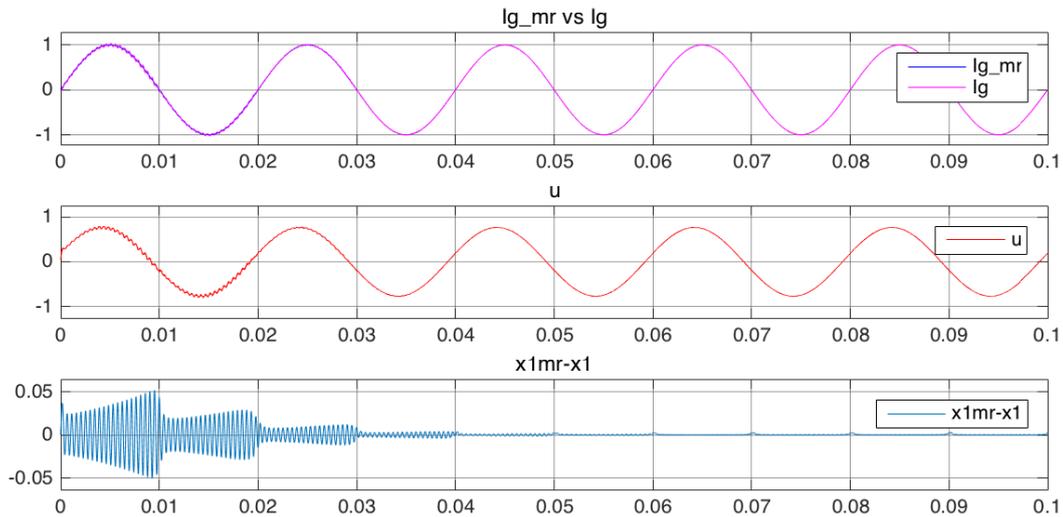


Figura 5.105: Modelo Promediado del Inversor basado en LCL con MCS Discreto y Variación de L_s

que un pequeño incremento al valor de L_s provocará que el sistema inestabilice, por lo que se deberá tener cuidado. Es por ello que se puede decir que la máxima L_s soportada por el sistema es de **20000 uH**.

Esta inductancia soportada es muy alta considerando que el valor del inductor del lado de la Red Eléctrica L_g del Filtro LCL es de **184 uH** en este caso de estudio. Desde el punto de vista realizado en el segundo capítulo, en la sección 3.2.4.2 y considerando el escenario propuesto, la distancia máxima a la que se pudiese conectar el Inversor desde el inicio de red es aproximadamente de 100 Km.

Las simulaciones de la Variación de L_s con MCS en tiempo discreto han sido ejecutadas bajo las mismas características descritas en la sección previa 5.7.2.3. Para ratificar los resultados se han ejecutado también las simulaciones bajo las recomendaciones de SimPowerSystems [152], que establecen de que el sistema debe ser simulado en Simulink utilizando el Solver ode23tb, con una tolerancia relativa de $1 \cdot 10^{-3}$ y una tolerancia absoluta de $1 \cdot 10^{-6}$, obteniéndose los mismos resultados.

5.7.2.5. Modelo de Simulación Conmutado con MSC en tiempo discreto

El modelo de Simulación Conmutado con MCS en tiempo discreto es presentado en la Figura 5.106 se trata del mismo sistema mostrado en la Sección 5.7.1.4, pero en este se han sustituido los bloques de MCS en tiempo continuo por los de MCS tiempo discreto y también se ha realizado el cambio de C_e por \tilde{C}_e . Los bloques de MCS en tiempo discreto y \tilde{C}_e han sido representados de color azul para su diferenciación con los bloques de tiempo continuo. La frecuencia de simulación elegida para el PWM es

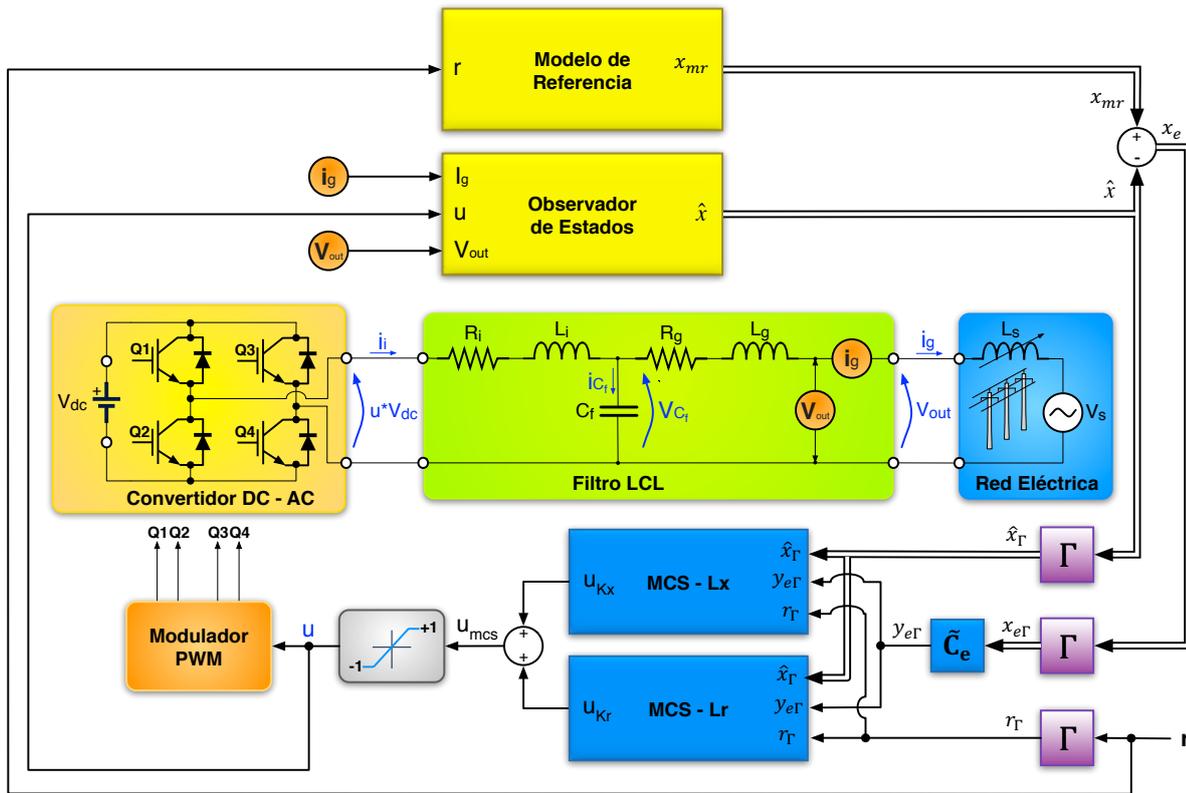


Figura 5.106: Modelo de Simulación Conmutado del Inversor basado en LCL con MCS Discreto y Observador de Estados

de 20 KHz, en tanto que las variables adaptativas elegidas han sido:

$$\alpha = 4800, \quad \beta = 480, \quad Q_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0.01 \end{bmatrix}. \quad (5.106)$$

Con estos nuevos valores de Q_d se obtiene:

$$P_d = \begin{bmatrix} 3.3532 \cdot 10^9 & 6.3751 \cdot 10^8 & 1.7510 \cdot 10^4 \\ 6.3751 \cdot 10^8 & 1.2120 \cdot 10^8 & 3.3292 \cdot 10^3 \\ 1.7510 \cdot 10^4 & 3.3292 \cdot 10^3 & 1.2199 \cdot 10^{-1} \end{bmatrix},$$

que generan las siguientes ganancias:

$$\tilde{C}_e = [1.7510 \cdot 10^4 \quad 3.3292 \cdot 10^3 \quad 1.2199 \cdot 10^{-1}],$$

siendo:

$$\tilde{c}_{nn} = 1.2199 \cdot 10^{-1}. \quad (5.107)$$

Al igualar los valores de \tilde{C}_e se obtiene:

$$\tilde{C}_e^c = [1.7510 \cdot 10^4 \quad 1.7510 \cdot 10^4 \quad 1.7510 \cdot 10^4]. \quad (5.108)$$

Con estos valores se procede a simular el sistema considerando que los polos del Observador de Estados están ubicados en (5.82) y se obtienen los resultados de la Figura 5.107, siendo estas gráficas muy

similares a las obtenidas para el Modelo de Simulación Conmutado en tiempo continuo (Figuras 5.85). Como se observa la corriente de salida del inversor i_g tiene un pico inicial para luego recuperarse y

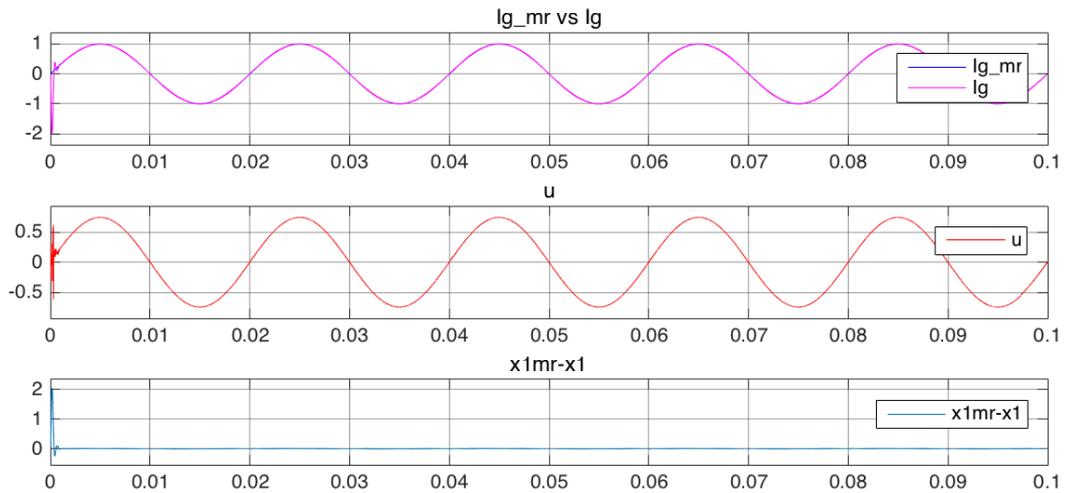


Figura 5.107: Simulación del Modelo Conmutado del Inversor basado en LCL con MCS Discreto y Observador de Estados

tener un seguimiento correcto, con una señal de control u senoidal sin perturbaciones salvo al inicio de la simulación y un error muy pequeño. En la Figura 5.108 es ampliado el error entre el Modelo de Referencia y los estados del Observador para observar con detalle el error existente. Este error es de alrededor de 0.02 A, que se mantendrá contante a lo largo del tiempo y no se eliminará, ya que corresponde a la onda de alta frecuencia introducida por el modulador PWM.

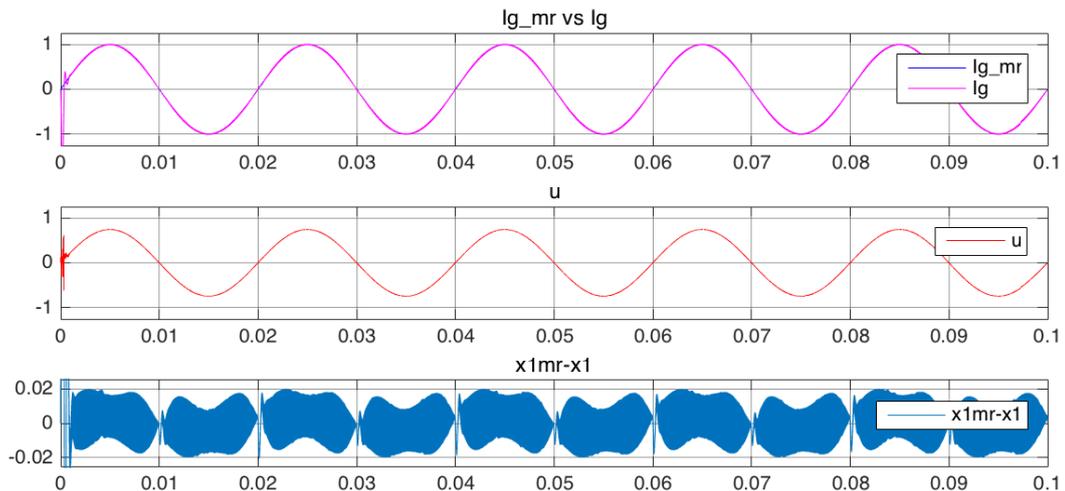


Figura 5.108: Simulación del Modelo Conmutado del Inversor basado en LCL con MCS Discreto con detalle del error

El detalle de las ondas alrededor de $t = 0.065$ segundos se presenta en la Figura 5.109, donde se puede apreciar como la corriente de salida del inversor tiene el aspecto de una onda senoidal de la misma

frecuencia del PWM, lo cual genera el error constante que se observó en la Figura 5.108. En este detalle se observa que este error es debido a una onda senoidal de 20 KHz con una amplitud aproximada de 0.02 A.

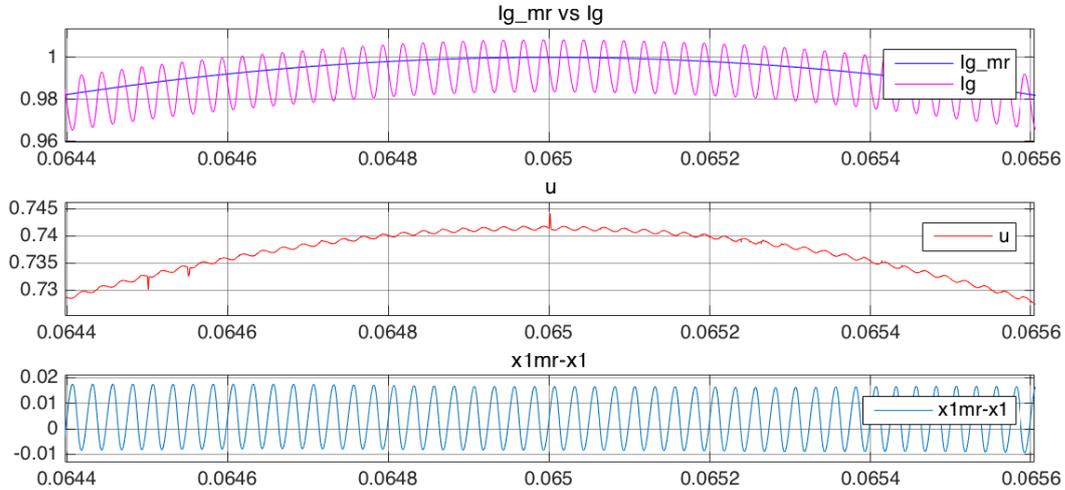


Figura 5.109: Detalle de ondas de la Simulación de Modelo Conmutado del Inversor basado en LCL con MCS Discreto

Se implementa ahora el sistema con los polos del observador de estados ubicados en:

$$s_1 = -5000W_r, \quad s_2 = -5000W_r, \quad s_3 = -5000W_r, \quad (5.109)$$

los cuales generan unas ganancias para el observador:

$$L = [4.0490 \cdot 10^8 \quad 5.4649 \cdot 10^{16} \quad 2.4586 \cdot 10^{24}]^T,$$

y con un incremento de las variables adaptativas:

$$\alpha = 5000, \quad \beta = 500, \quad Q_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0.05 \end{bmatrix}, \quad (5.110)$$

que con estos nuevos valores de Q_d se obtiene:

$$P_d = \begin{bmatrix} 1.6765 \cdot 10^{10} & 3.1875 \cdot 10^9 & 8.7550 \cdot 10^4 \\ 3.1875 \cdot 10^9 & 6.0603 \cdot 10^8 & 1.6646 \cdot 10^4 \\ 8.7550 \cdot 10^4 & 1.6646 \cdot 10^4 & 6.0996 \cdot 10^{-1} \end{bmatrix}.$$

Se generan así las siguientes ganancias:

$$\tilde{C}_e = [8.7550 \cdot 10^4 \quad 1.6646 \cdot 10^4 \quad 6.0996 \cdot 10^{-1}],$$

siendo:

$$\tilde{c}_{nm} = 6.0996 \cdot 10^{-1}, \quad (5.111)$$

y al igualar los valores de \tilde{C}_e se obtiene:

$$\tilde{C}_e^c = [1.7510 \cdot 10^4 \quad 1.7510 \cdot 10^4 \quad 1.7510 \cdot 10^4]. \quad (5.112)$$

Al implementar con estos valores el modelo conmutado y simularlo se observa que la salida de corriente del inversor i_g tiene una atenuación de la onda de alta frecuencia introducida por el modulador PWM. A su vez la señal de control u es una onda senoidal que no se puede distinguir fácilmente debido a la presencia de una señal de alta frecuencia triangular. El error presente es pequeño y se elimina lentamente. Un detalle de las ondas de la figura 5.110 alrededor de $t = 0.065$ segundos se muestra en la Figura 5.111,

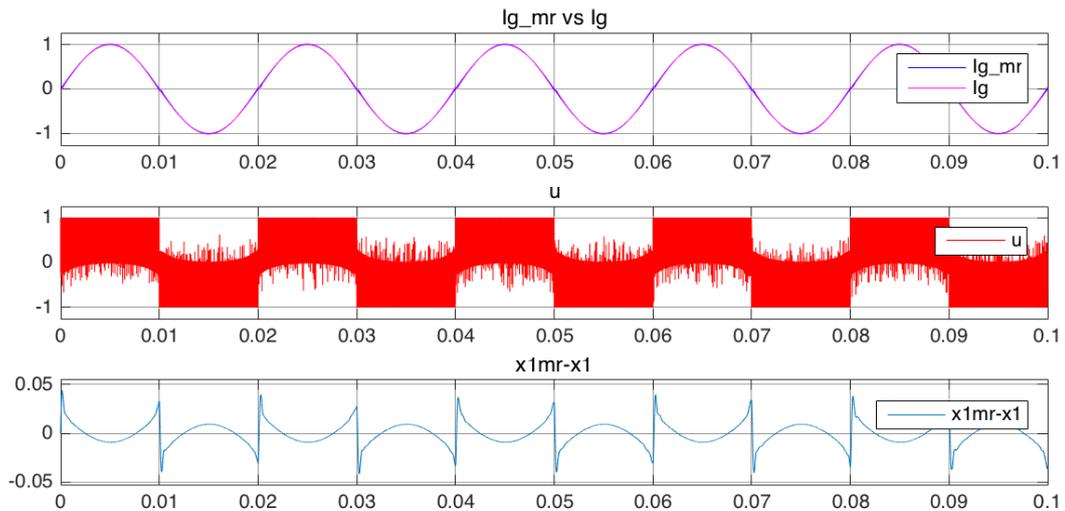


Figura 5.110: Modelo Promediado del Inversor basado en LCL con MCS Discreto y Variación de L_s

donde se observa un error entre la corriente del Modelo de Referencia i_{gmr} con respecto al Inversor i_g de aproximadamente 0.02 amperios. La señal de control incorpora una señal diente de sierra de una

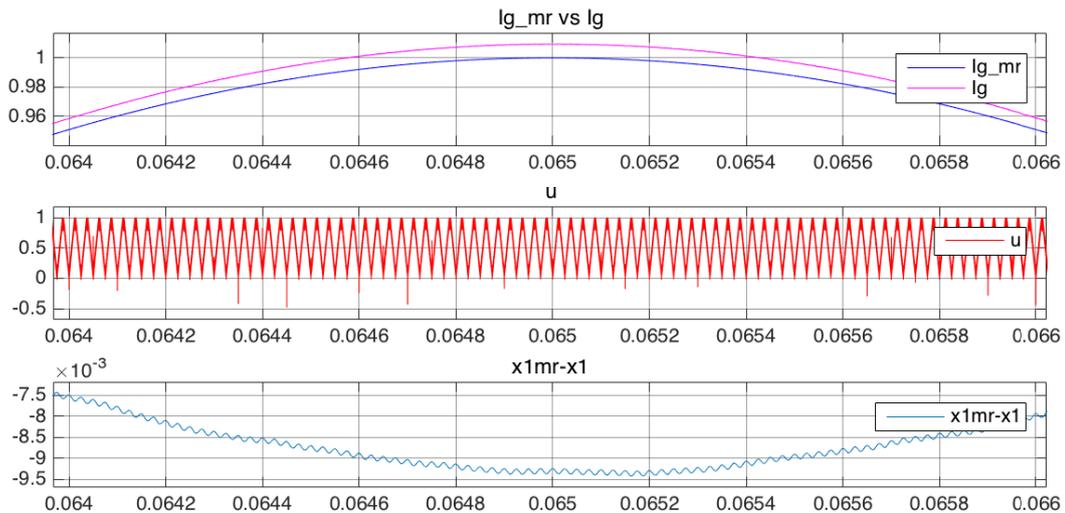


Figura 5.111: Modelo Promediado del Inversor basado en LCL con MCS Discreto y Variación de L_s

frecuencia de 40 KHz, es decir del doble de la frecuencia del modulador PWM.

Las ganancias adaptativas son presentadas en la Figura 5.112, donde se puede apreciar que ΔL_{x1} tiene una perturbación similar.

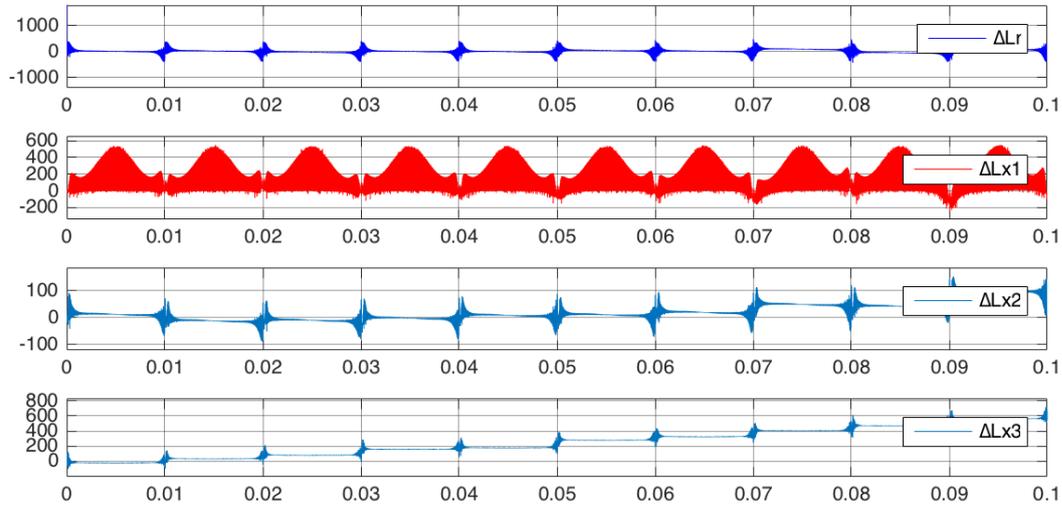


Figura 5.112: Modelo Promediado del Inversor basado en LCL con MCS Discreto y Variación de L_s

Capítulo 6

MCS clásico con Proyección Paramétrica

6.1. Introducción

Los resultados obtenidos en la sección 5.7.1.2, de un MCS clásico con perturbación para el Roto-imán, mostraron que las ganancias adaptativas tenían un crecimiento ilimitado, debido a que estas ganancias buscan eliminar la perturbación constante por completo, y para ello se incrementan cada vez, pudiendo este crecimiento causar la inestabilidad del sistema.

Para evitar este crecimiento a la deriva de las ganancias adaptativas, se implementa en el modelo de simulación matemático para la planta Roto-imán con perturbación, un bloque de proyección paramétrica al MCS clásico, de acuerdo a los algoritmos mostrados en la sección 4.6.1, con el objetivo de mantener a las ganancias adaptativas en valores establecidos máximos, controlando así su crecimiento ilimitado.

En este capítulo se mostrará la aplicación de la proyección paramétrica a MCS clásico, con el objetivo de evitar el crecimiento ilimitado de las ganancias adaptativas que se presenta cuando el sistema tiene perturbación periódica permanente, y de esta forma prevenir que el sistema pierda estabilidad.

La incorporación de la proyección paramétrica se ejecutará primero en el modelo de simulación de MCS clásico sin perturbación, para determinar si su incorporación no causa inconvenientes a la estabilidad y prestaciones de MCS. Luego a este modelo de simulación con proyección paramétrica se le incorpora la perturbación para determinar si las ganancias adaptativas se mantienen en los márgenes establecidos y se mostrarán los resultados obtenidos. Con estos resultados matemáticos y basados en ellos, se implementará la técnica en la planta Roto-imán, y se obtendrán resultados de forma experimental.

6.2. MCS clásico con proyección paramétrica en tiempo continuo para el Roto-imán

Aunque los algoritmos presentados en el capítulo anterior corresponden a un MCS con acción integral, se utilizarán estos para la implementación de proyección paramétrica en un MCS clásico, considerando la proyección paramétrica en las componentes f_{X_j} y f_R de los valores de $\dot{\phi}_X^T$ y $\dot{\phi}_R$, que a su vez provocarán la limitación de las ganancias adaptativas $\delta K(t)$ y $\delta K_R(t)$, respectivamente.

Bajo las consideraciones de proyección paramétrica, se utilizan los valores de $\alpha = 5$ y $\beta = 0.5$, $\alpha_R = 2$ y $\beta_R = 0.2$, $Q = 1$, $C_e = 0.2285$, fijándose un valor máximo y mínimo de ± 0.5 , tanto para ϕ_X^T y ϕ_R . Con estos valores, se establece como referencia una velocidad de 4 rev/s y se procede a realizar la simulación del sistema con perturbación, y se obtienen los resultados mostrados en la Figura 6.1.

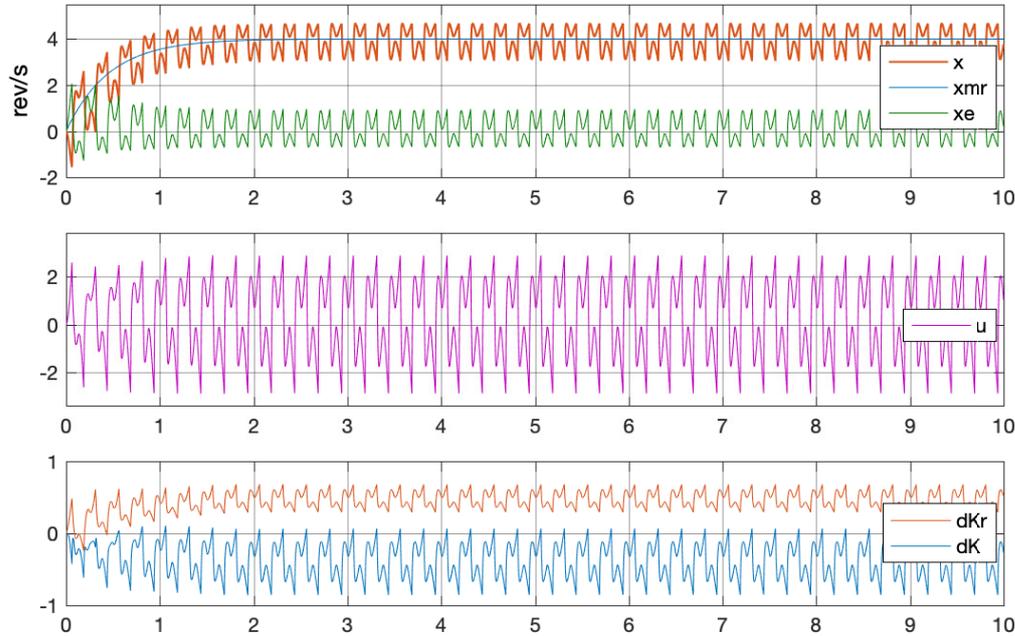


Figura 6.1: Simulación matemática de MCS con perturbación y proyección paramétrica con $\alpha = 5$, $\beta = 0.5$, $\alpha_R = 2$, $\beta_R = 0.2$, $\phi_{X_{\min}}^T = -0.5$, $\phi_{X_{\max}}^T = 0.5$, $\phi_{R_{\min}} = -0.5$, $\phi_{R_{\max}} = 0.5$.

Cómo se puede observar, al igual que antes el valor promedio de los estados siguen al modelo de referencia, pero la señal de salida tiene la presencia de la perturbación que no puede ser eliminada. En tanto que las ganancias adaptativas $\delta K(t)$ y $\delta K_R(t)$ tienen inicialmente un crecimiento y luego se estabilizan en valor negativo y positivo respectivamente. En la Figura 6.2, se muestran los valores adoptados por ϕ_X^T y ϕ_R , los mismos que tienen un crecimiento inicial y en aproximadamente dos segundos estas componentes llegan a su valor fijado de ± 0.5 .

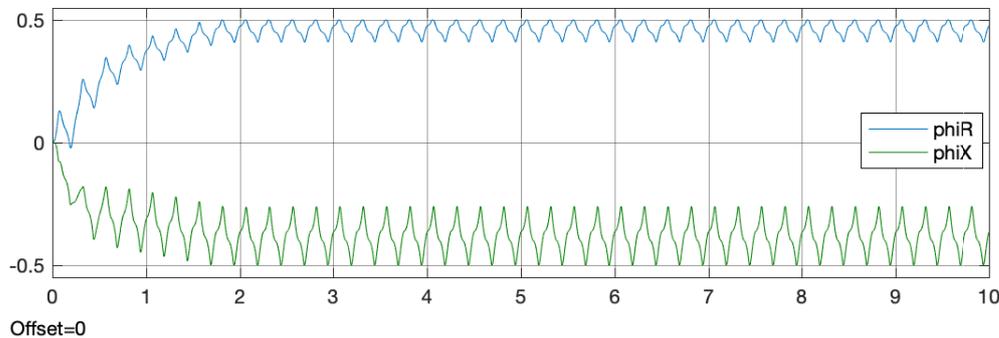


Figura 6.2: Simulación matemática de MCS con perturbación y proyección paramétrica con $\phi_{X_{\min}}^T = -0.5$, $\phi_{X_{\max}}^T = 0.5$, $\phi_{R_{\min}} = -0.5$, $\phi_{R_{\max}} = 0.5$.

Se observa que, ϕ_X^T y ϕ_R tienen variación, esto debido a la perturbación, pero no sobrepasan los valores fijados, teniendo un correcto funcionamiento de la proyección paramétrica. Una simulación prolongada es ejecutada y mostrada en la Figura 6.3, donde se puede ver, que el sistema se mantiene estable, y las ganancias adaptativas con valores limitados.

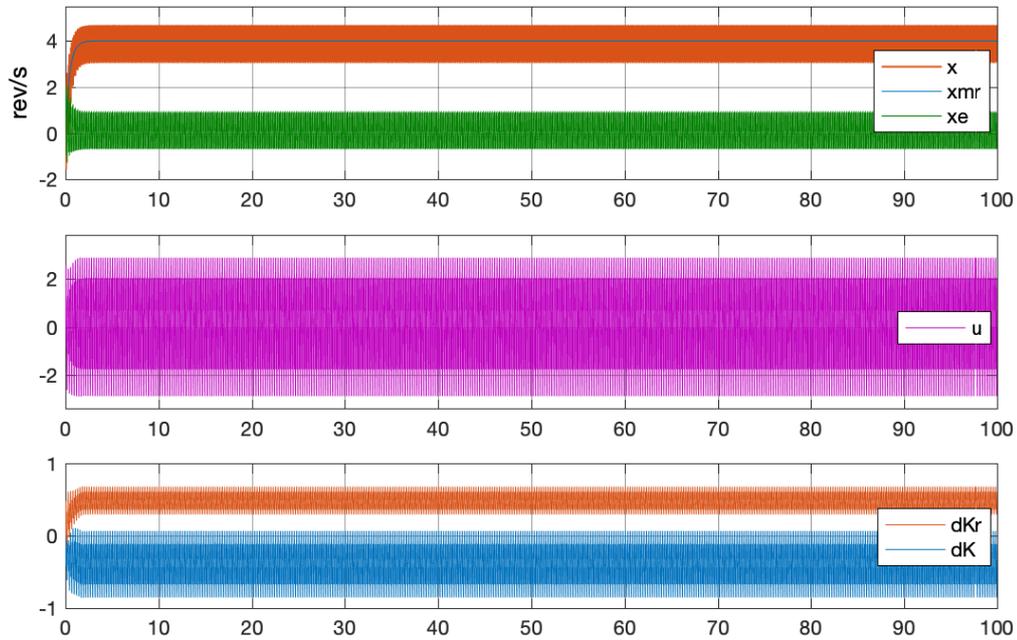


Figura 6.3: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCS con perturbación ($\alpha = 5$, $\beta = 0.5$, $\alpha_R = 2$, $\beta_R = 0.2$) y proyección paramétrica con $\phi_{X_{\min}}^T = -0.5$, $\phi_{X_{\max}}^T = 0.5$, $\phi_{R_{\min}} = -0.5$, $\phi_{R_{\max}} = 0.5$.

En tanto que el comportamiento de ϕ_X^T y ϕ_R se muestra en la Figura 6.4, donde se puede ver que sus valores no sobrepasan los valores máximos y mínimos fijados respectivamente, limitando así el crecimiento a la deriva de las ganancias adaptativas, las cuales ahora tienen también valores limitados. Estos resultados muestran el correcto funcionamiento de la proyección paramétrica a lo largo del tiempo.

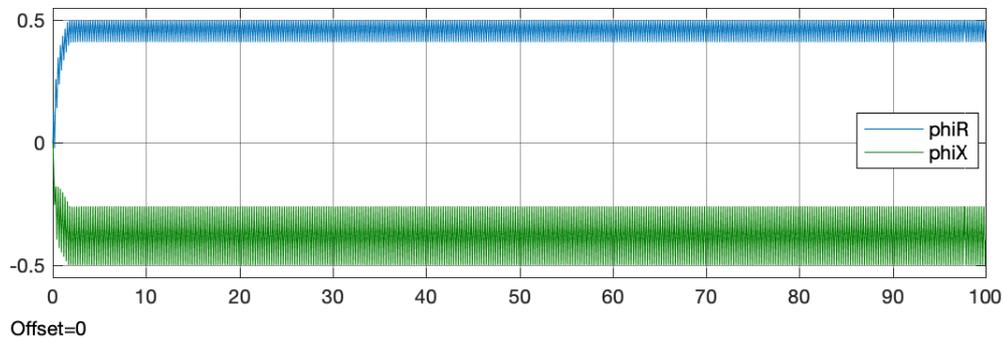


Figura 6.4: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCS con perturbación y proyección paramétrica con $\phi_{X_{\min}}^T = -0.5$, $\phi_{X_{\max}}^T = 0.5$, $\phi_{R_{\min}} = -0.5$, $\phi_{R_{\max}} = 0.5$.

Para disminuir el error, se incrementan los valores de $\alpha = 50$ y $\beta = 5$, $\alpha_R = 20$ y $\beta_R = 2$, y se procede a realizar una nueva simulación prolongada, y observar el comportamiento de las ganancias adaptativas. En la Figura 6.5 se tienen los resultados y se puede observar una disminución del error, un incremento de la señal de control, como también un comportamiento más lento en el crecimiento de las ganancias adaptativas $\delta K(t)$ y $\delta K_R(t)$ y su limitación en sus valores.

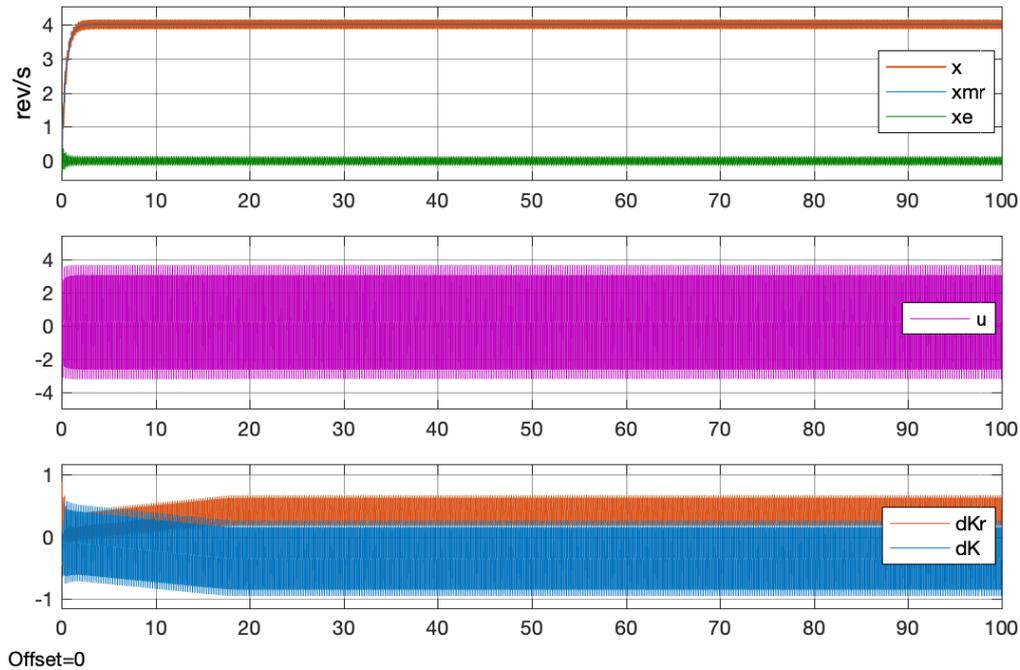


Figura 6.5: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCS con perturbación ($\alpha = 50$, $\beta = 5$, $\alpha_R = 20$, $\beta_R = 2$) y proyección paramétrica con $\phi_{X_{\min}}^T = -0.5$, $\phi_{X_{\max}}^T = 0.5$, $\phi_{R_{\min}} = -0.5$, $\phi_{R_{\max}} = 0.5$.

En la Figura 6.6, se observa el comportamiento de ϕ_X^T y ϕ_R , pudiendo observarse que el primero en alcanzar el límite mínimo fijado es ϕ_X^T , el cual a su vez bloquea el crecimiento del límite superior para ϕ_R , fijándose su valor en aproximadamente 0.4831.

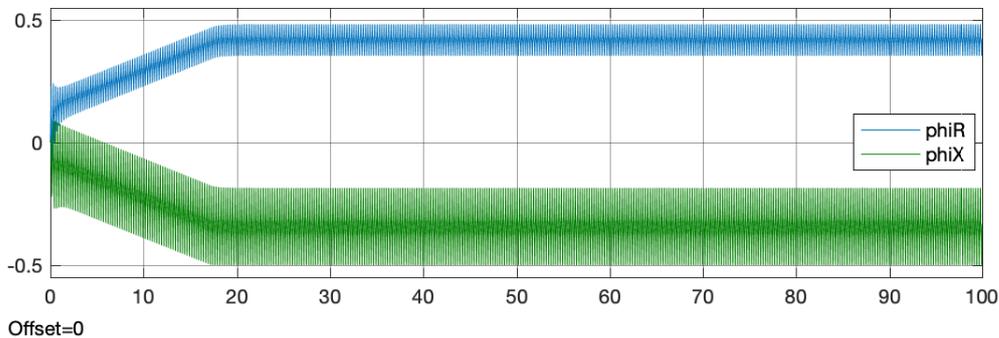


Figura 6.6: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCS con perturbación y proyección paramétrica con $\phi_{X_{\min}}^T = -0.5$, $\phi_{X_{\max}}^T = 0.5$, $\phi_{R_{\min}} = -0.5$, $\phi_{R_{\max}} = 0.5$.

Por último, se igualan las ganancias de α y α_R , en un valor de 50, y se mantiene la relación para β y β_R , con lo cual su valor es de 5. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 6.7. Se aprecia que el error disminuye, pero este esfuerzo por eliminar la perturbación se ve reflejado en el crecimiento de la señal de control. En tanto que los valores de las ganancias adaptativas $\delta K(t)$ y $\delta K_R(t)$, tienen un crecimiento positivo y negativo en los primeros 25 segundos, aproximadamente, y luego su estabilización en tiempo, teniendo una limitación efectiva.

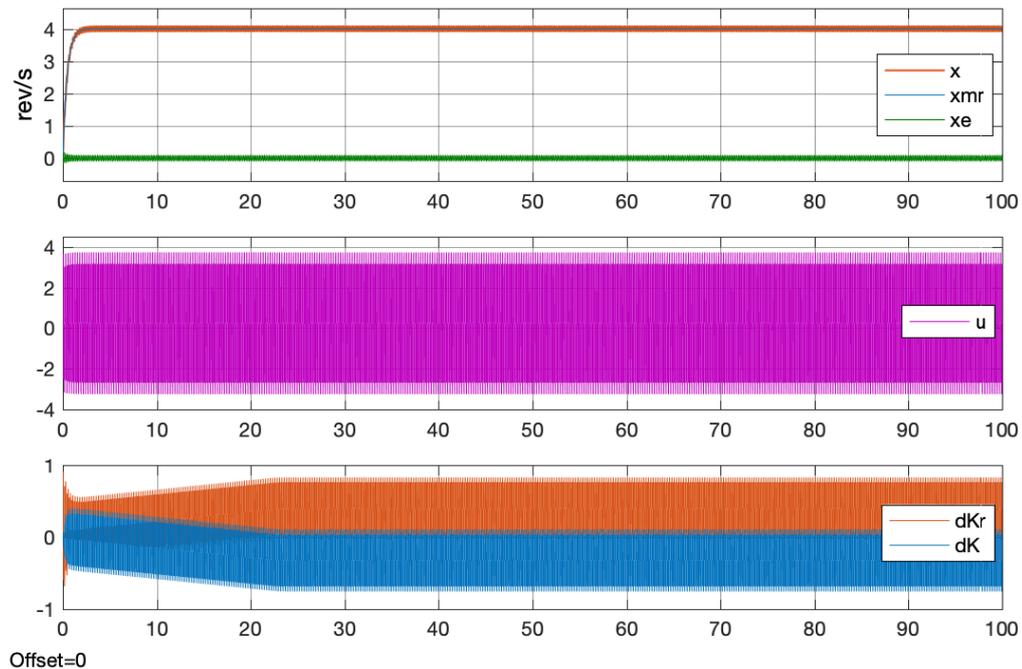


Figura 6.7: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCS con perturbación y proyección paramétrica con $\alpha = 50$, $\beta = 5$, $\alpha_R = 50$, $\beta_R = 5$, $\phi_{X_{\min}}^T = -0.5$, $\phi_{X_{\max}}^T = 0.5$, $\phi_{R_{\min}} = -0.5$, $\phi_{R_{\max}} = 0.5$.

Con estos valores de ganancias α , α_R , β y β_R , se tiene un crecimiento rápido de ϕ_R , hasta llegar al valor máximo fijado de $+0.5$, el mismo que ahora bloquea el crecimiento de ϕ_X^T , teniendo un valor en el tiempo máximo de -0.4417 .

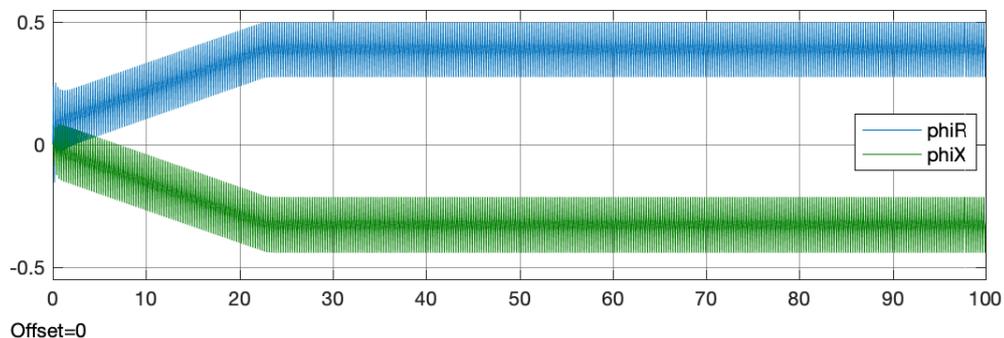


Figura 6.8: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCS con perturbación y proyección paramétrica con $\phi_{X_{\min}}^T = -0.5$, $\phi_{X_{\max}}^T = 0.5$, $\phi_{R_{\min}} = -0.5$, $\phi_{R_{\max}} = 0.5$.

Con los resultados obtenidos hasta el momento, se observa que los valores máximos y mínimos establecidos para ϕ_X^T y ϕ_R , se pueden ajustar. Ahora se colocan en ± 0.25 y se realiza una nueva simulación prolongada, cuyos resultados se muestran en la Figura 6.9. Los resultados son similares a los obtenidos en las simulaciones previas, mostrados en la Figura 6.7, salvo que las ganancias adaptativas $\delta K(t)$ y $\delta K_R(t)$, han disminuido y teniendo valores constantes en el tiempo.

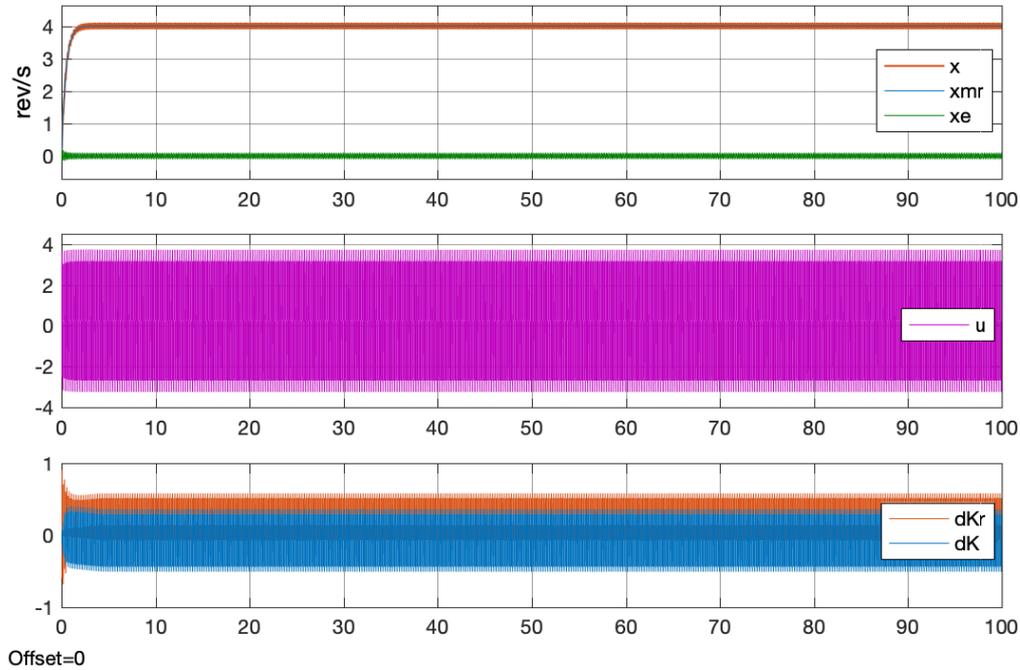


Figura 6.9: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCS con perturbación y proyección paramétrica con $\alpha = 50$, $\beta = 5$, $\alpha_R = 50$, $\beta_R = 5$, $\phi_{X_{\min}}^T = -0.25$, $\phi_{X_{\max}}^T = 0.25$, $\phi_{R_{\min}} = -0.25$, $\phi_{R_{\max}} = 0.25$.

En la Figura 6.10, se observa que la señal ϕ_R llega primero a su valor límite positivo fijado y se mantiene en este, produciendo un bloqueo en el crecimiento de ϕ_X^T , teniendo un valor mínimo de -0.1917 . Estos resultados muestran que se pueden ajustar los valores de ϕ_X^T y ϕ_R , teniendo un funcionamiento similar, manteniendo al sistema estable y el seguimiento del modelo de referencia.

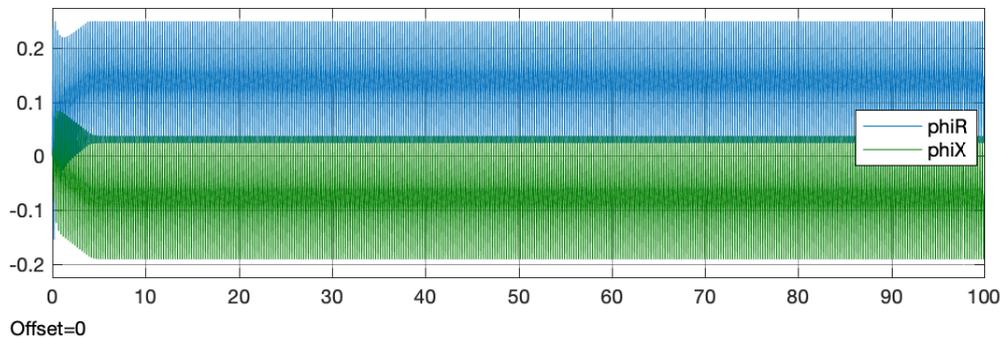


Figura 6.10: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCS con perturbación y proyección paramétrica con $\phi_{X_{\min}}^T = -0.25$, $\phi_{X_{\max}}^T = 0.25$, $\phi_{R_{\min}} = -0.25$, $\phi_{R_{\max}} = 0.25$.

6.3. MCSI clásico con proyección paramétrica en tiempo continuo para el Roto-imán

Una modificación del MCS clásico, es la incorporación de la acción integral en el error, con el objetivo de disminuir o eliminar el error de seguimiento, cuyo algoritmo fue detallado en la sección 4.5. El diagrama de bloques de MCSI se muestra en la Figura 6.11, donde se puede observar un bloque adicional que en el diagrama de bloques de MCS, denominado MCS - KI.

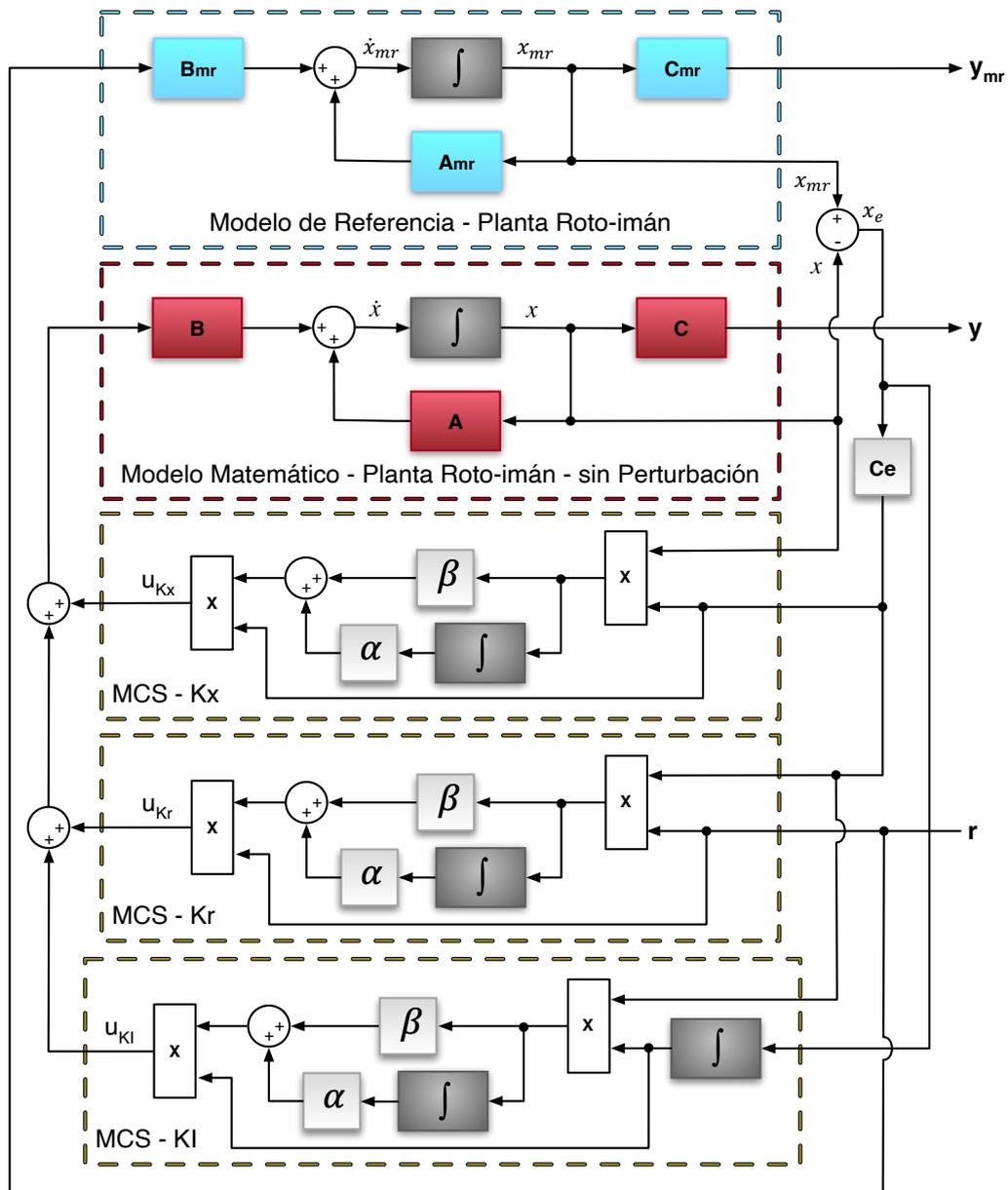


Figura 6.11: MCSI esquema de bloques del modelo de simulación matemático sin perturbación

A este algoritmo MCSI se le implementa la proyección paramétrica descrita en 4.6.1 con el objetivo de limitar el crecimiento a la deriva de las ganancias adaptativas $\delta K(t)$, $\delta K_R(t)$ y $\delta K_I(t)$, estableciendo

un valor máximo y mínimo de ± 0.5 , tanto para ϕ_X^T , ϕ_R y ϕ_I . Bajo las consideraciones de proyección paramétrica, se utilizan los valores de $\alpha = 5$, $\beta = 0.5$, $\alpha_R = \alpha_I = 2$, $\beta_R = \beta_I = 0.2$, $Q = 1$, $C_e = 0.2285$. Con estos valores se establece como referencia una velocidad de 4 rev/s y se procede a realizar la simulación del sistema Roto-imán sin perturbación, y se obtienen los resultados mostrados en la Figura 6.12. Como se puede observar el sistema tiene un correcto seguimiento de la señal de referencia, una señal de control constante con un valor pequeño, y las ganancias adaptativas $\delta K(t)$ y $\delta K_R(t)$ tienen valores constantes pequeños, en tanto que la ganancia $\delta K_I(t)$ tiene un valor cercano a cero.

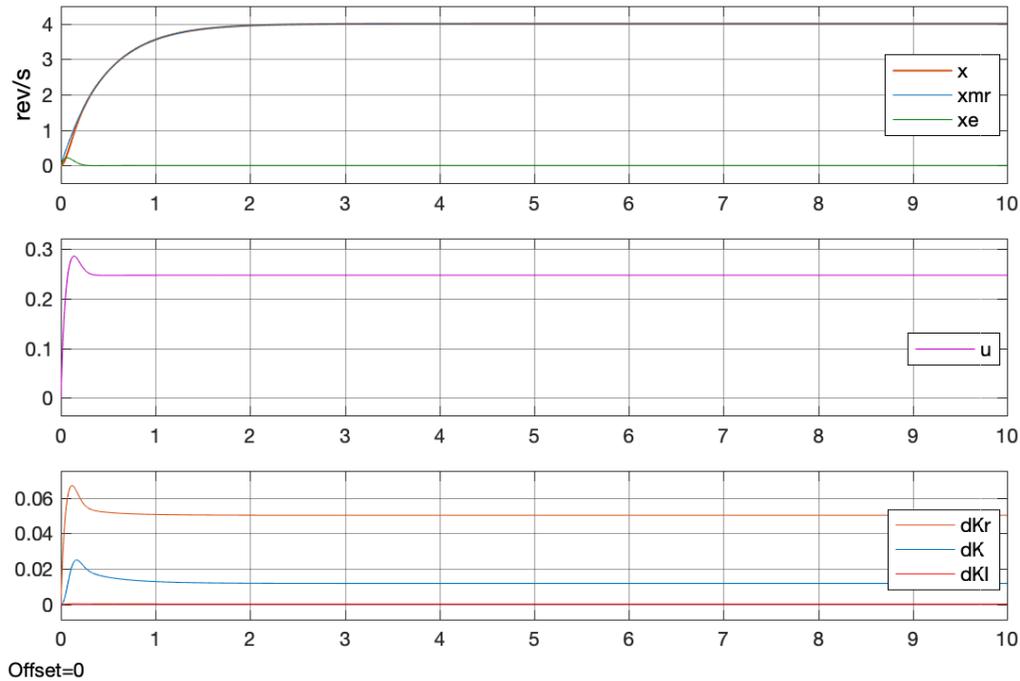


Figura 6.12: Simulación matemática de MCSI sin perturbación con $\alpha = 5$, $\beta = 0.5$, $\alpha_R = \alpha_I = 2$, $\beta_R = \beta_I = 0.2$ y proyección paramétrica de $\phi_{X_{\min}}^T = -0.5$, $\phi_{X_{\max}}^T = 0.5$, $\phi_{R_{\min}} = -0.5$, $\phi_{R_{\max}} = 0.5$, $\phi_{I_{\min}} = -0.5$, $\phi_{I_{\max}} = 0.5$.

En la Figura 6.13 se puede apreciar el comportamiento de ϕ_X^T , ϕ_R y ϕ_I , estos tienen valores muy pequeños, que están muy por debajo de los límites fijados, debido a la no presencia de perturbaciones, y se observa además que los valores fijados como límites son correctos.

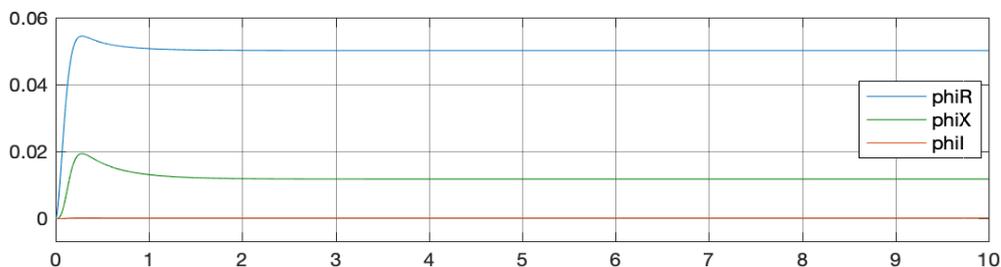


Figura 6.13: Simulación matemática de MCSI sin perturbación y proyección paramétrica de $\phi_{X_{\min}}^T = -0.5$, $\phi_{X_{\max}}^T = 0.5$, $\phi_{R_{\min}} = -0.5$, $\phi_{R_{\max}} = 0.5$, $\phi_{I_{\min}} = -0.5$, $\phi_{I_{\max}} = 0.5$.

También se estableció la proyección paramétrica para la variable integral x_I , que constituye la integral del error x_e , por lo que se le denomina Int_{x_e} , en un valor de ± 0.5 . En la Figura 6.14 se observa el comportamiento obtenido de x_I . Esta tiene un valor pequeño que es constante en el tiempo, y por debajo de los valores límites fijados.

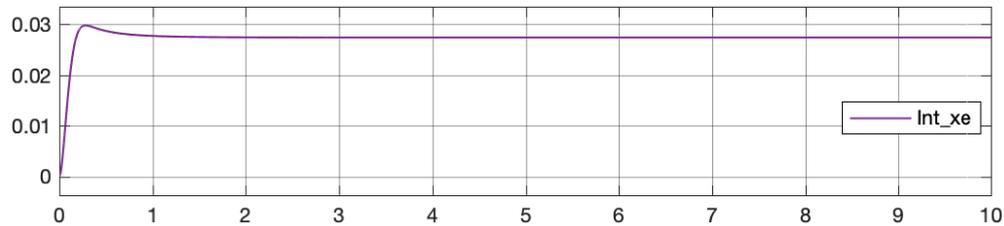


Figura 6.14: Simulación matemática de MCSI sin perturbación y proyección paramétrica de $x_{I_{\min}}^T = -0.5$, $x_{I_{\max}}^T = 0.5$.

En base a los resultados obtenidos del sistema sin perturbación y con proyección paramétrica, los mismos que son satisfactorios y que no provocan inestabilidad al sistema, se incorpora la perturbación y se ejecuta una nueva simulación, utilizando para ello los valores de $\alpha = 5$, $\beta = 0.5$, $\alpha_R = \alpha_I = 2$, $\beta_R = \beta_I = 0.2$, $Q = 1$, $C_e = 0.2285$, fijando un valor máximo y mínimo de ± 0.5 , tanto para ϕ_X^T , ϕ_R , ϕ_I y x_I . Con estos valores, se establece como referencia una velocidad de 4 rev/s y se procede a realizar la simulación del sistema con perturbación, y se obtienen los resultados mostrados en la Figura 6.15.

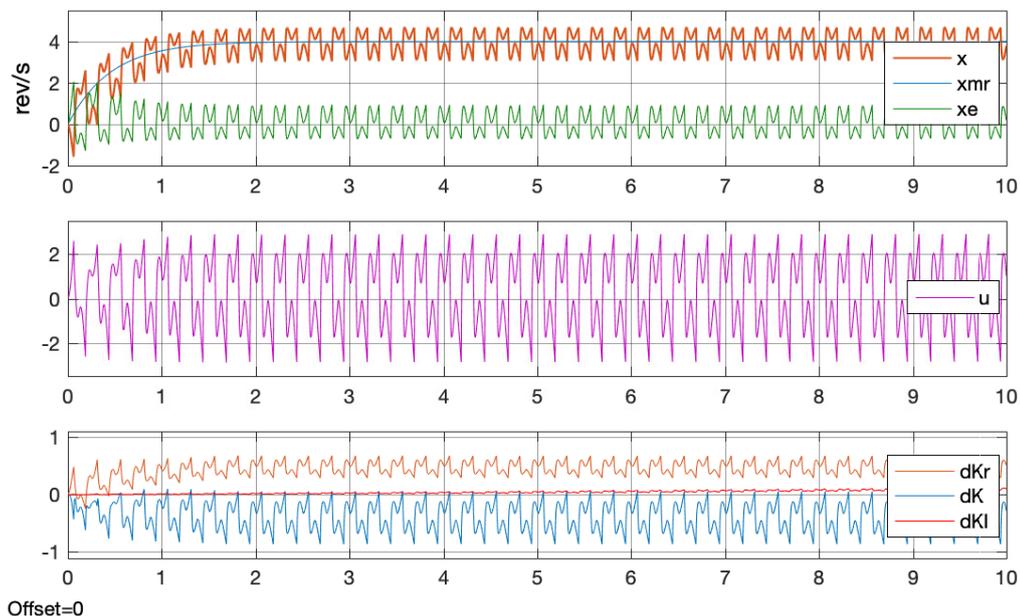


Figura 6.15: Simulación matemática de MCSI con perturbación ($\alpha = 5$, $\beta = 0.5$, $\alpha_R = \alpha_I = 2$, $\beta_R = \beta_I = 0.2$) y proyección paramétrica de $\phi_{X_{\min}}^T = -0.5$, $\phi_{X_{\max}}^T = 0.5$, $\phi_{R_{\min}} = -0.5$, $\phi_{R_{\max}} = 0.5$, $\phi_{I_{\min}} = -0.5$, $\phi_{I_{\max}} = 0.5$.

En la primera gráfica se observa que la velocidad media del sistema sigue al modelo de referencia,

pero la velocidad tiene la presencia de la perturbación, lo que genera un error de seguimiento x_e , que inicialmente se atenúa y luego se mantiene en el tiempo. La señal de control u aumenta y tiene una forma similar a la perturbación presente en la velocidad de salida. Hasta el momento se tiene un comportamiento similar al sistema cuando no tenía proyección paramétrica. Pero en la tercera gráfica se observa que las ganancias adaptativas $\delta K(t)$ y $\delta K_R(t)$, crecen inicialmente y luego tienen valores constantes con variación de amplitud similares a la perturbación, en tanto que la ganancia $\delta K_I(t)$ tiene un crecimiento con pendiente positiva, mostrando la acción de la proyección paramétrica, que evita su ahora su crecimiento a la deriva. En la Figura 6.16 se puede observar que ϕ_R tiene un crecimiento inicial buscando eliminar el error de seguimiento, hasta llegar a su límite máximo fijado de 0.5, a su vez ϕ_X inicialmente crece negativamente y luego se fija en su límite inferior de -0.5, mostrando un funcionamiento correcto de la proyección paramétrica. En tanto que ϕ_I tiene un crecimiento lento positivo.

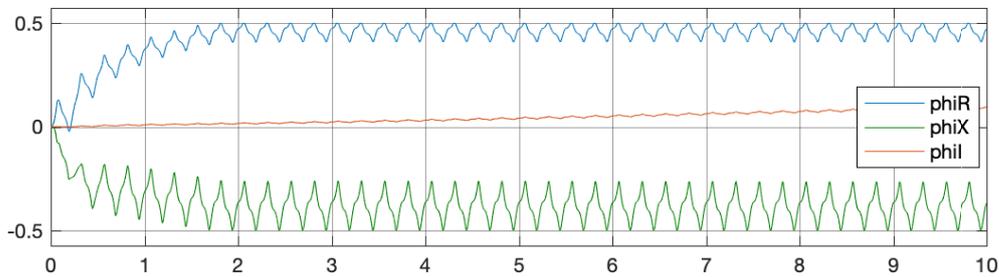


Figura 6.16: Simulación matemática de MCSI con perturbación y proyección paramétrica de $\phi_{X_{\min}}^T = -0.5$, $\phi_{X_{\max}}^T = 0.5$, $\phi_{R_{\min}} = -0.5$, $\phi_{R_{\max}} = 0.5$, $\phi_{I_{\min}} = -0.5$, $\phi_{I_{\max}} = 0.5$.

También se observa un correcto funcionamiento de la proyección paramétrica en la variable integral x_I , que se presenta en la Figura 6.17, donde se tiene un crecimiento positivo hasta llegar a su límite superior, y después se mantiene en el tiempo, con variaciones, pero sin sobrepasar el límite superior.

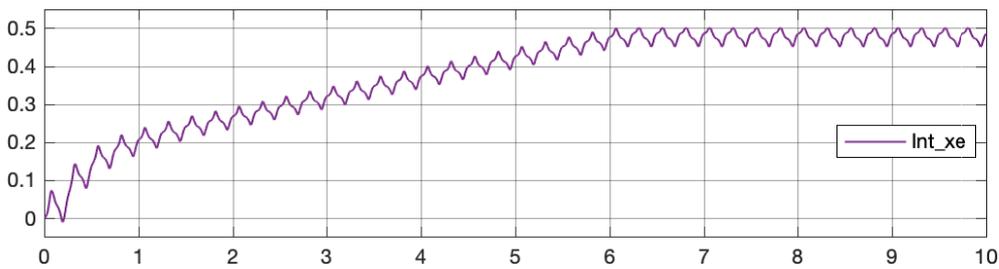


Figura 6.17: Simulación matemática de MCSI sin perturbación y proyección paramétrica de $x_{I_{\min}}^T = -0.5$, $x_{I_{\max}}^T = 0.5$.

Bajo las características expuestas hasta ahora se observa un correcto funcionamiento de la proyección paramétrica, cumpliendo con el objetivo de limitar las ganancias adaptativas, sin que esto afecte a la estabilidad del sistema. Para determinar si la proyección paramétrica también actúa correctamente sobre ϕ_I , y sobre todo para observar que esta limitación en las ganancias adaptativas no provocan que el sistema pierda estabilidad en el tiempo, se realiza una simulación prolongada, con los mismos valores

de ganancias y límites para los valores de ϕ_X^T , ϕ_R , ϕ_I y x_I , que en la simulación previa. En la Figura 6.18, se observan los resultados obtenidos durante una simulación de 100 segundos. Como se observa el sistema tiene el mismo comportamiento que antes, teniendo un error de seguimiento constante y una señal de control con los mismos límites superior e inferior. En la gráfica 3, se observa que las ganancias adaptativas $\delta K(t)$ y $\delta K_R(t)$ no tienen un crecimiento a la deriva y están limitadas en el tiempo. En esta misma gráfica se observa el crecimiento de la ganancia adaptativa integral $\delta K_I(t)$, que alcanza en aproximadamente 80 segundos su límite superior y se mantiene en este valor.

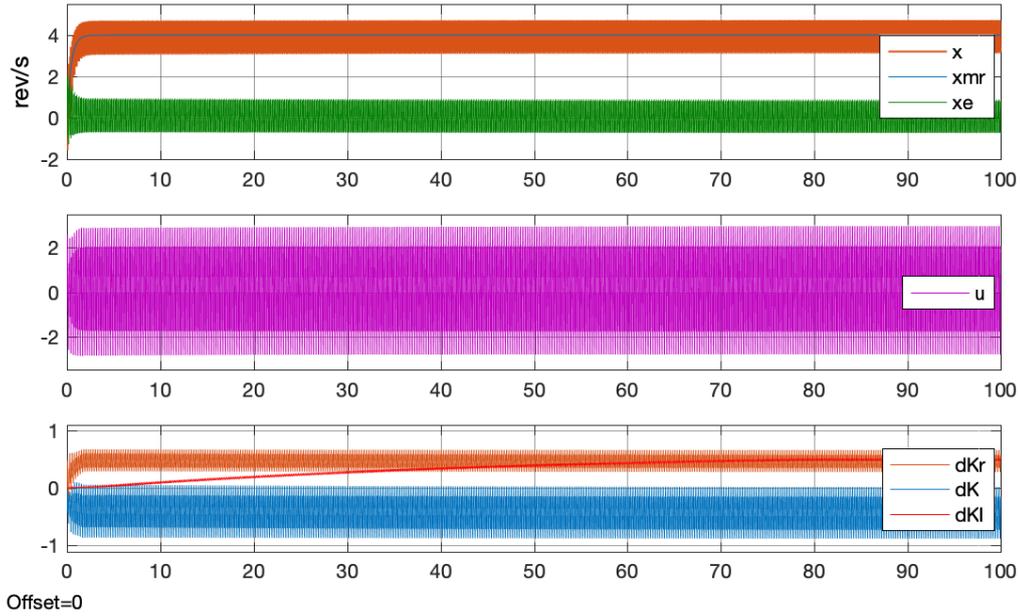


Figura 6.18: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCSI con perturbación y proyección paramétrica con $\alpha = 5$, $\beta = 0.5$, $\alpha_R = \alpha_I = 2$, $\beta_R = \beta_I = 0.2$, $\phi_{X_{\min}}^T = -0.5$, $\phi_{X_{\max}}^T = 0.5$, $\phi_{R_{\min}} = -0.5$, $\phi_{R_{\max}} = 0.5$, $\phi_{I_{\min}} = -0.5$, $\phi_{I_{\max}} = 0.5$.

Este crecimiento de $\delta K_I(t)$, esta en función de ϕ_I , que cómo se puede apreciar en la Figura 6.19 este alcanza en aproximadamente 80 segundos el límite máximo de +0.5, y luego se mantiene en este valor. En esta misma gráfica, se observa que el límite máximo y mínimo alcanzado por ϕ_R y ϕ_X^T respectivamente, se mantienen a lo largo de la simulación, con fluctuaciones alrededor de estos, sin sobrepasarlos.

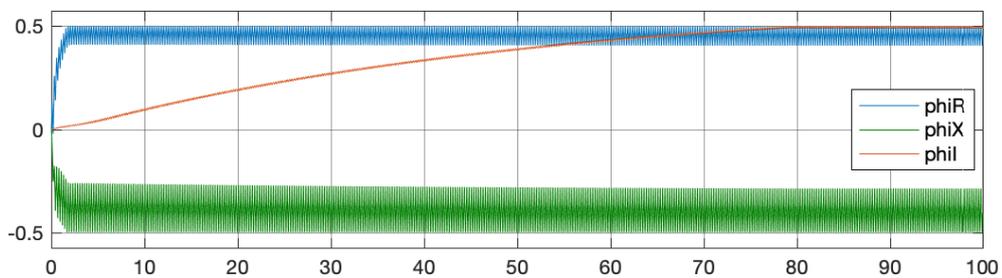


Figura 6.19: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCS con perturbación y proyección paramétrica con $\phi_{X_{\min}}^T = -0.5$, $\phi_{X_{\max}}^T = 0.5$, $\phi_{R_{\min}} = -0.5$, $\phi_{R_{\max}} = 0.5$, $\phi_{I_{\min}} = -0.5$, $\phi_{I_{\max}} = 0.5$.

De forma similar se observa que el comportamiento de la variable integral x_I tiene un incremento inicial, desde cero hasta llegar a su límite superior en menos de 10 segundos, y luego se mantiene en este límite durante el periodo de simulación, como se observa en la Figura 6.20, con pequeñas variaciones en su valor, fruto de la perturbación, pero sin excederlo. Para disminuir el error de seguimiento de la velocidad

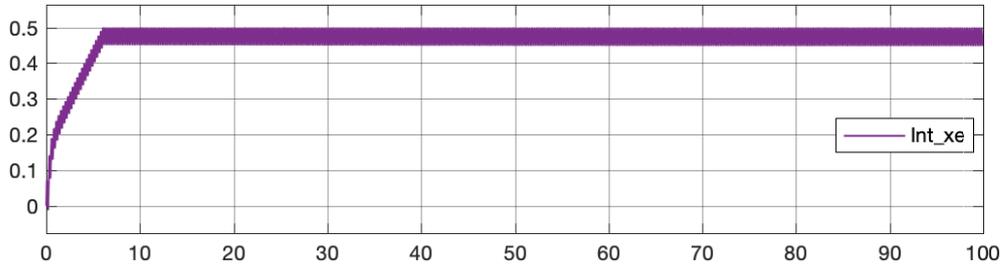


Figura 6.20: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCS con perturbación y proyección paramétrica de $x_{I_{\min}}^T = -0.5$, $x_{I_{\max}}^T = 0.5$.

del Roto-imán con respecto a su modelo de referencia, se incrementa los valores de los parámetros adaptativos en un factor de 10, es decir se utilizan los valores de $\alpha = 50$, $\beta = 5$, $\alpha_R = \alpha_I = 20$, $\beta_R = \beta_I = 2$, y se realiza una nueva simulación prolongada de 100 segundos. Se mantiene, $Q = 1$, $C_e = 0.2285$, como también los límites superior e inferior para la proyección paramétrica. Los resultados de esta simulación se presentan en la Figura 6.21, donde se observa que el error de seguimiento x_e ha disminuido notablemente, registrando también un incremento en la señal de control.

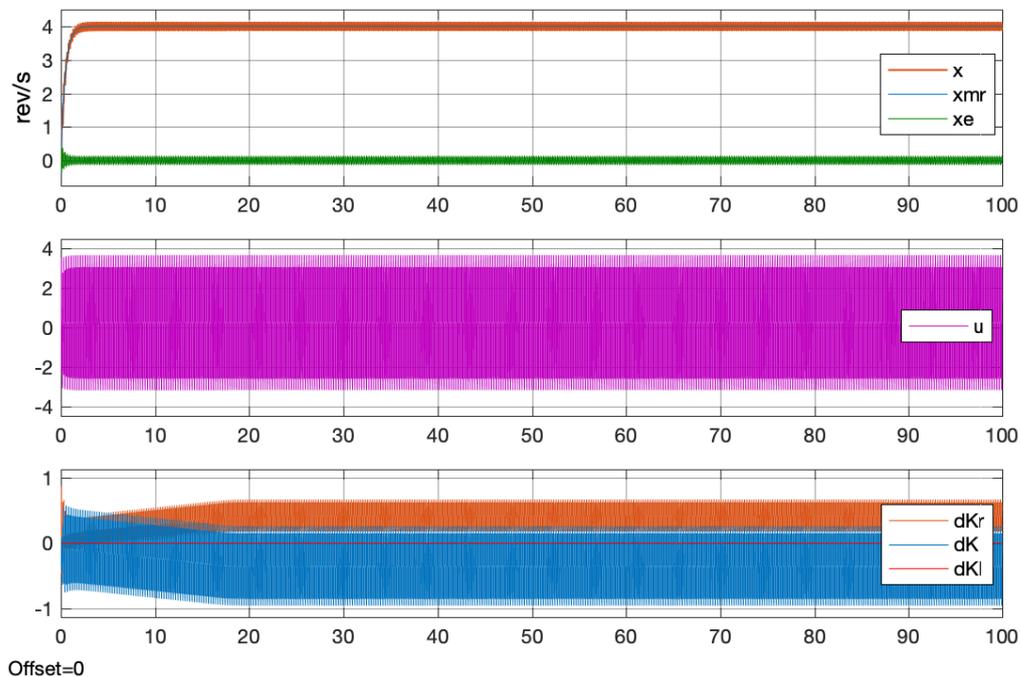


Figura 6.21: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCSI con perturbación y proyección paramétrica con $\alpha = 50$, $\beta = 5$, $\alpha_R = \alpha_I = 20$, $\beta_R = \beta_I = 2$, $\phi_{X_{\min}}^T = -0.5$, $\phi_{X_{\max}}^T = 0.5$, $\phi_{R_{\min}} = -0.5$, $\phi_{R_{\max}} = 0.5$, $\phi_{I_{\min}} = -0.5$, $\phi_{I_{\max}} = 0.5$.

En esta misma figura se observa que las ganancias adaptativas $\delta K(t)$ y $\delta K_r(t)$, ahora tienen un crecimiento mas lento, llegando a su limite inferior y superior respectivamente en aproximadamente 16 segundos, con fluctuaciones mayores pero sin sobrepasarlos. La ganancia adaptativa $\delta K_I(t)$, ahora tiene un valor cercano a cero y se mantiene en este a lo largo de la simulación.

En la Figura 6.22, se observa el comportamiento de ϕ_X^T , ϕ_R y ϕ_I , donde se puede destacar el crecimiento progresivo de ϕ_X^T hasta alcanzar su límite inferior, teniendo una ligera ventaja sobre el crecimiento positivo de ϕ_R , lo que provoca que el valor de ϕ_R sea inferior al límite superior que alcanzaba antes, y que se mantenga en este valor a lo largo del tiempo. También se observa que el valor de ϕ_I es muy cercano a cero, sin crecimiento en el tiempo.

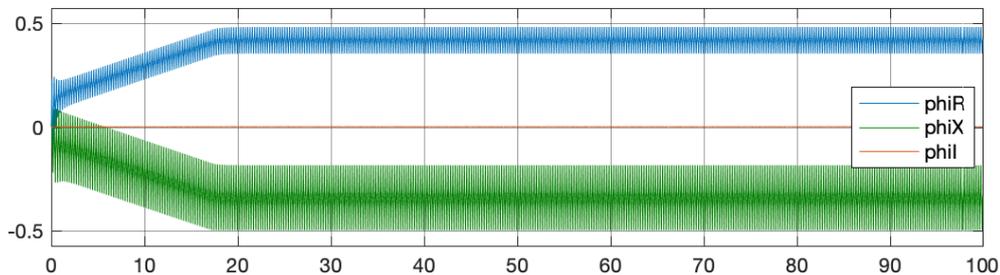


Figura 6.22: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCS con perturbación y proyección paramétrica con $\phi_{X_{\min}}^T = -0.5$, $\phi_{X_{\max}}^T = 0.5$, $\phi_{R_{\min}} = -0.5$, $\phi_{R_{\max}} = 0.5$, $\phi_{I_{\min}} = -0.5$, $\phi_{I_{\max}} = 0.5$.

En cuanto a la variable integral x_I , se puede destacar que ahora su valor es inferior a su límite superior, y que esto también lo ha provocado el asenso rápido de ϕ_X^T . Su valor es constante en el tiempo luego del crecimiento inicial como se muestra en la Figura 6.23.

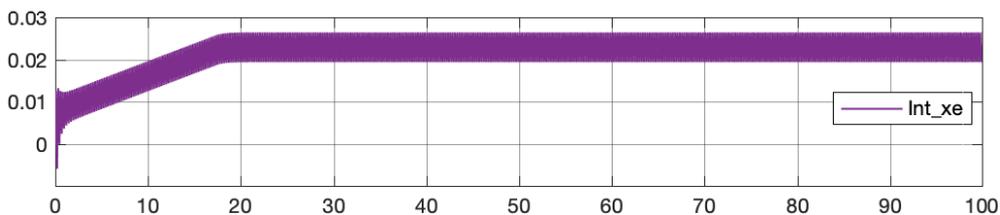


Figura 6.23: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCS con perturbación y proyección paramétrica de $x_{I_{\min}}^T = -0.5$, $x_{I_{\max}}^T = 0.5$.

Luego de este análisis de la proyección paramétrica aplicada a MCS y MCSI, bajo distintos escenarios, se puede concluir que la técnica tiene un correcto funcionamiento, mostrando su efectividad en la limitación del crecimiento a la deriva de las ganancias adaptativas, cuando el sistema tiene una perturbación que MCS ó MCSI, no la puede eliminar, manteniendo al sistema estable y siguiendo a la señal de referencia. Es importante fijar los límites de proyección paramétrica, pudiendo estos disminuir cuando se incrementan las ganancias α , β , α_R y β_R , con el objetivo de disminuir el error de seguimiento, teniendo un equilibrio.

6.4. Experimentación práctica de MCSI clásico con proyección paramétrica en tiempo discreto en la planta Roto-imán

Luego de los resultados positivos obtenidos desde el ámbito matemático de MCSI con proyección paramétrica, y con el objetivo de observar y valorar su funcionalidad desde el aspecto práctico experimental, se procede a implementar un MCSI en tiempo discreto con proyección paramétrica de acuerdo a lo descrito en la Sección 4.6.2.1. Para la implementación del sistema se considera los valores de $\alpha = 5$, $\beta = 0.5$, $\alpha_R = \alpha_I = 2$, $\beta_R = \beta_I = 0.2$, $Q = 1$, $C_e = 0.2285$, fijando un valor máximo y mínimo de ± 0.5 , tanto para ϕ_X^T , ϕ_R , ϕ_I y x_I . Se establece como referencia una velocidad de 3 rev/s y un tiempo de simulación de 90 segundos.

Para observar las cualidades de la proyección paramétrica, primero se evalúa el sistema sin esta y se obtienen los resultados mostrados en la Figura 6.24, donde se puede apreciar que existe un seguimiento de la velocidad promedio del Roto-imán al modelo de referencia, teniendo un error de seguimiento x_e por la perturbación presente en la planta, que va disminuyendo levemente con el tiempo, pero que a la vez provoca un crecimiento ilimitado en las ganancias adaptativas. La amplitud señal de control, es grande debido al esfuerzo de MCSI en la búsqueda de eliminar la perturbación y tiene un ligero incremento en su amplitud mientras aumenta el tiempo. Además esta señal de control tiene una similitud en su forma a la perturbación presente en la velocidad.

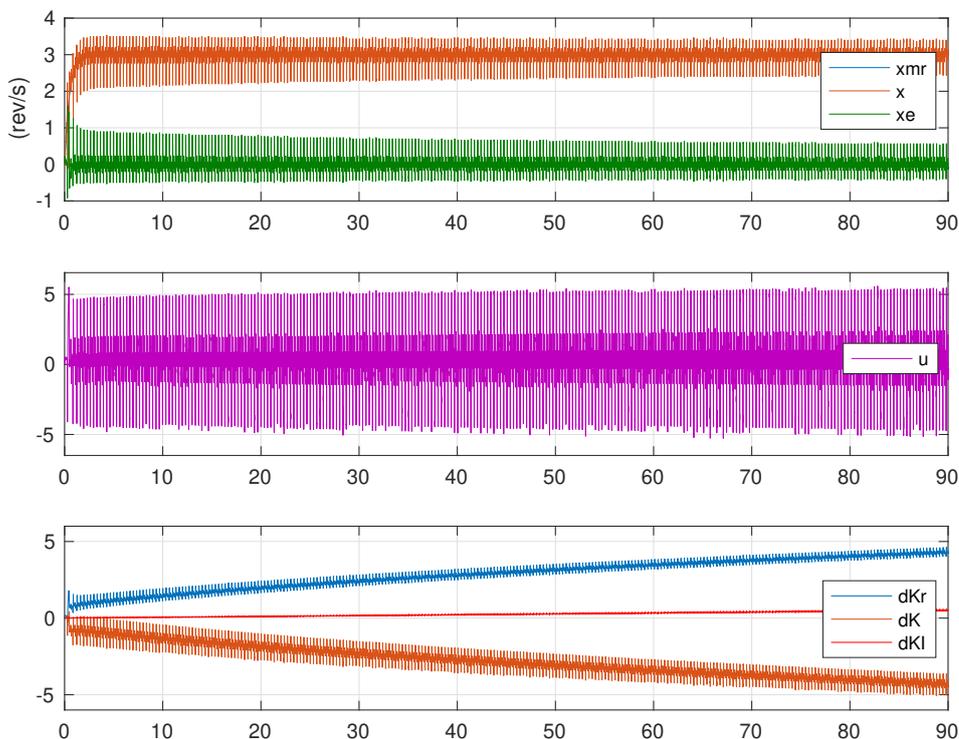


Figura 6.24: Experimentación prolongada de $t = 90s$ de MCSI con perturbación sin proyección paramétrica, y ganancias $\alpha = 5$, $\beta = 0.5$, $\alpha_R = \alpha_I = 2$, $\beta_R = \beta_I = 0.2$.

6.4. Experimentación práctica de MCSI clásico con proyección paramétrica en tiempo discreto en la planta Roto-imán

En la Figura 6.25 se muestra la evolución de ϕ_X^T , ϕ_R y ϕ_I , que al no contar con límites en sus valores crecen a la deriva, teniendo valores muy grandes al final del experimento con respecto a la simulación, siendo ϕ_I , la variable que presenta un crecimiento mas lento y el menor valor al final de la experimentación.

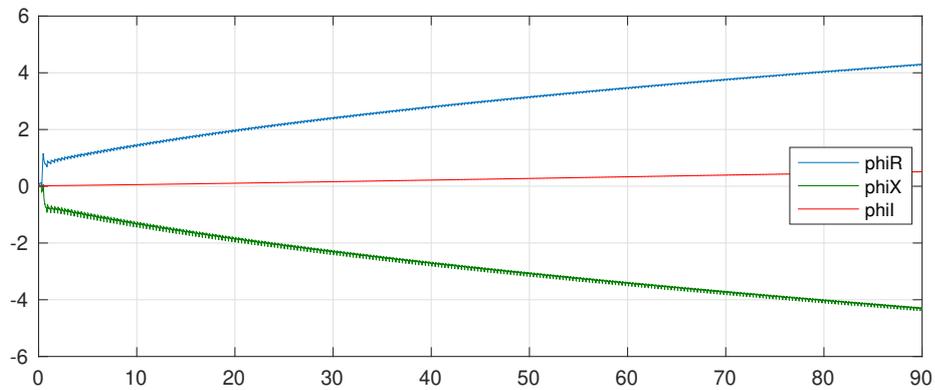


Figura 6.25: Simulación matemática prolongada de $t = 90s$ de MCSI con perturbación y sin proyección paramétrica - Evolución de las variables ϕ_X^T , ϕ_R y ϕ_I .

En la Figura 6.26 se encuentra el comportamiento de la variable integral x_I durante la experimentación, mostrando al inicio de la simulación un salto y luego un crecimiento constante del tipo positivo a la deriva.

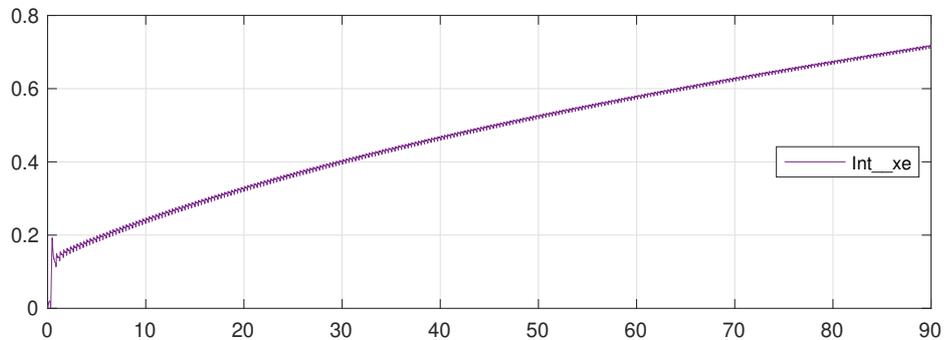


Figura 6.26: Experimentación prolongada de $t = 90s$ de MCSI con perturbación y sin proyección paramétrica - Evolución de la variable integral x_I .

Una vez observado el comportamiento real de la planta Roto-imán con DTMCSI sin proyección paramétrica, reflejando un comportamiento muy cercano al modelo de simulación, se procede a incorporar la proyección paramétrica a MCSI, con los límites establecidos.

En la Figura 6.27 se presentan los resultados obtenidos en laboratorio con la planta Roto-imán al evaluar experimentalmente el algoritmo DTMCSI – PP. En la primera gráfica de la figura, se encuentran los resultados obtenidos sobre el comportamiento de los estados de la planta, y como se puede observar el seguimiento de la velocidad del eje de la planta x al modelo de referencia x_{mr} , se cumple dado que su velocidad promedio se encuentra sobre el modelo de referencia, con un error de seguimiento x_e , que tiene un valor constante en su amplitud tanto positiva como negativa, y con características similares

de la estructura de la perturbación en el tiempo. Los resultados experimentales de la señal de control u , son mostrados en la segunda gráfica, en la que se observa que no sufre cambios con respecto a la simulación sin proyección paramétrica, salvo que ahora tienen una amplitud constantes tanto positiva como negativa. Las ganancias adaptativas son mostradas en la tercera gráfica de la figura, y en esta se evidencia claramente el efecto y el correcto funcionamiento de la proyección paramétrica.

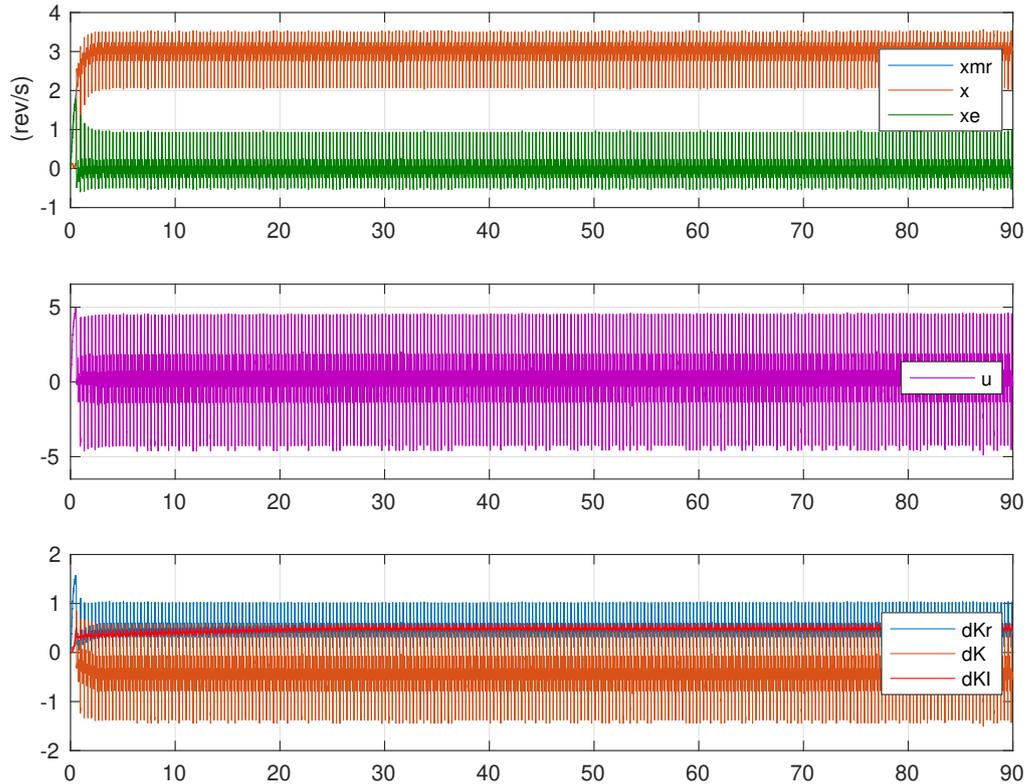


Figura 6.27: Experimentación prolongada de $t = 90s$ de MCSI con perturbación y proyección paramétrica de la planta Roto-imán, con $\alpha = 5$, $\beta = 0.5$, $\alpha_R = 2$, $\beta_R = 0.2$, $\phi_{X_{\min}}^T = -0.5$, $\phi_{X_{\max}}^T = 0.5$, $\phi_{R_{\min}} = -0.5$, $\phi_{R_{\max}} = 0.5$, $\phi_{I_{\min}} = -0.5$, $\phi_{I_{\max}} = 0.5$.

Las ganancias adaptativas $\delta K(t)$ y $\delta K_r(t)$, ahora tienen un límite negativo y positivo en sus valores respectivamente, con variaciones similares a la perturbación. En tanto que $\delta K_I(t)$ tiene un crecimiento inicial, para luego establecerse en un valor casi constante y limitado, con menor amplitud que las otras ganancias adaptativas. De esta gráfica también se desprende de qué durante el tiempo de simulación, la planta Roto-imán mantiene su estabilidad.

La actuación de la proyección paramétrica se observa en la Figura 6.28, en la que se observa la evolución y la limitación de ϕ_X^T , ϕ_R y ϕ_I . Las primeras variables en alcanzar sus límites superior e inferior son ϕ_X^T y ϕ_R . Se observa también que estas variables tienen una forma similar a la perturbación presente en la planta. La variable ϕ_I tiene un salto inicial, y luego un crecimiento hasta alcanzar el límite superior, mostrando el efecto de la proyección paramétrica sobre esta variable. Esta limitación en los valores de ϕ_X^T , ϕ_R y ϕ_I , a su vez limitan los valores de las ganancias adaptativas $\delta K(t)$, $\delta K_r(t)$ y $\delta K_I(t)$, como se

observa de manera experimental, es concordante con lo detallado en el marco teórico y las simulaciones matemáticas.

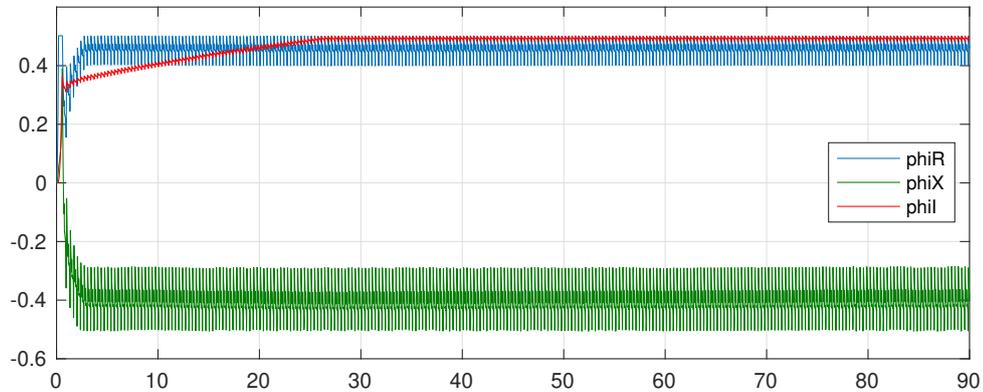


Figura 6.28: Experimentación prolongada de $t = 90s$ de MCSI con perturbación y proyección paramétrica de la planta Roto-imán - Evolución de las variables ϕ_X^T , ϕ_R y ϕ_I .

La variable integral x_I , durante la experimentación con proyección paramétrica, muestra un comportamiento que era esperado, al inicio tiene un salto a su valor límite, luego una disminución pequeña y después un crecimiento constante positivo hasta nuevamente alcanzar el límite superior fijado, como se observa en la Figura 6.29, donde se mantiene a lo largo de la experimentación con pequeñas fluctuaciones.

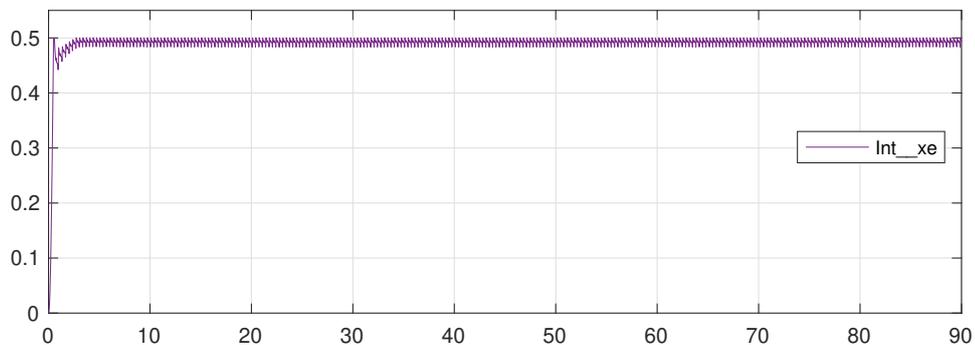


Figura 6.29: Experimentación prolongada de $t = 90s$ de MCSI con perturbación y proyección paramétrica de la planta Roto-imán - Evolución de la variable integral x_I .

Luego de este análisis de los resultados experimentales, se puede concluir que la proyección paramétrica es una herramienta que debe ser incluida en el diseño de MCS, con lo que se garantiza la estabilidad del sistema ante el crecimiento ilimitado de las ganancias adaptativas, que se presentan por perturbaciones propias de la planta o por la aparición repentina de ellas, ruido u otras causas. Es evidente que los límites escogidos para la proyección paramétrica, deben ser de acuerdo a los parámetros de la planta y las características del sistema. Por otro lado, hay que considerar que la proyección paramétrica también limita la capacidad de eliminación del error de seguimiento, un detalle a considerar cuando la planta no tiene la presencia de una perturbación tan agresiva como la del Roto-imán.

6.5. MCS clásico con proyección paramétrica en tiempo continuo para el Inversor basado en LCL

En esta sección se presenta el desarrollo de la proyección paramétrica para el inversor LCL, donde se mostrará su implementación y los resultados obtenidos en la evolución de las ganancias adaptativas, como del comportamiento de la planta. Dado que el sistema es de tercer orden, se tendrá como novedad la limitación en cada una de las componente de $\delta K(t)$.

Para determinar los valores de los límites superior e inferior de las variables adaptativas, se realiza una simulación del sistema presentado en la sección 5.7.1.1, Figura 5.67, y se obtienen las variables adaptativas ϕ_R , ϕ_{X1} , ϕ_{X2} y ϕ_{X3} . En la Figura 6.30 se presenta la evolución de estas ganancias en una simulación prolongada de 100 segundos, donde el inversor LCL cuenta con su perturbación natural mostrada en la ecuación (3.6). Como se puede observar estas ganancias conforme avanza el tiempo se estabilizan en un valor constante, siendo estos: $\phi_R = 0.6295$, $\phi_{X1} = 42.38$, $\phi_{X2} = 0.1073$ y $\phi_{X3} = -0.02215$. Todas las ganancias en aproximadamente 10 segundos se estabilizan en sus límites, mostrando que el valor más grande positivo es el de ϕ_{X1} y el más pequeño ϕ_{X3} .

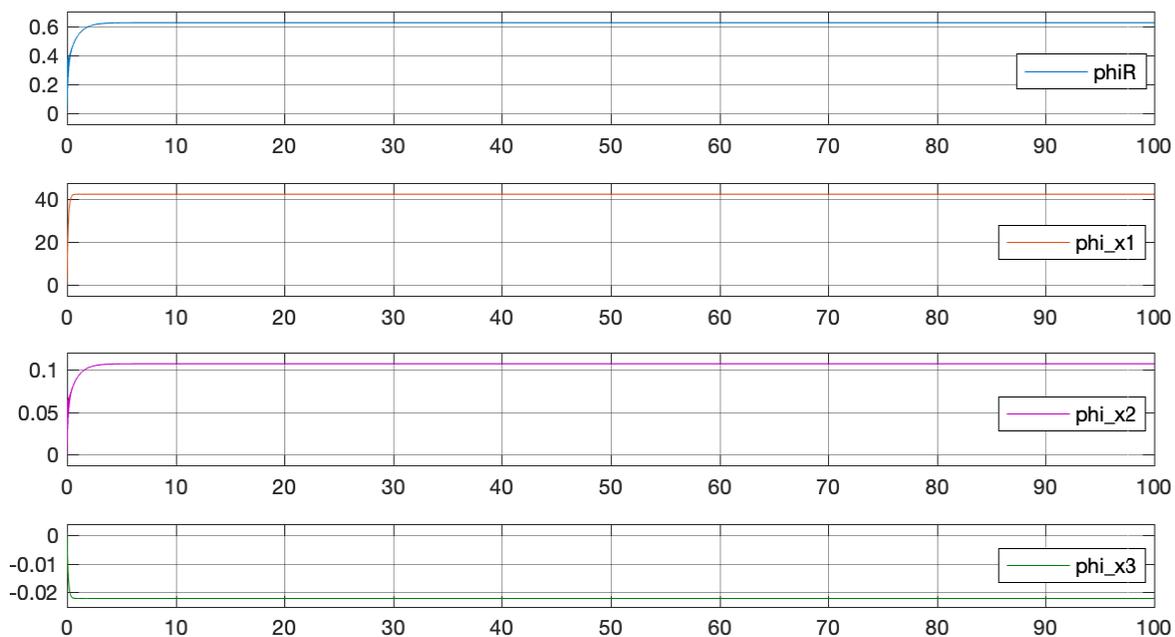


Figura 6.30: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCS con perturbación natural y sin proyección paramétrica del Inversor LCL - Evolución de las variables ϕ_R , ϕ_{X1} , ϕ_{X2} y ϕ_{X3} .

Dadas las características del inversor LCL, la perturbación natural ha sido absorbida por MCS, y no provoca un crecimiento ilimitado de las ganancias adaptativas, ni de sus componentes ϕ_R , ϕ_{X1} , ϕ_{X2} y ϕ_{X3} , teniendo un error de seguimiento asintótico a cero. Bajo estas condiciones y para poder observar el efecto de la proyección paramétrica, se aplica una perturbación adicional al sistema, una muy característica de la red eléctrica, los armónicos de voltaje de la red eléctrica. En este caso se adiciona el tercer armónico con una amplitud del 5% de este voltaje. El tercer armónico a introducirse como perturbación en el sistema, se presenta en la Figura 6.31, que como se observa es una perturbación muy grande y tiene como objetivo observar el comportamiento de las ganancias adaptativas y de MCS.

6.5. MCS clásico con proyección paramétrica en tiempo continuo para el Inversor basado en LCL

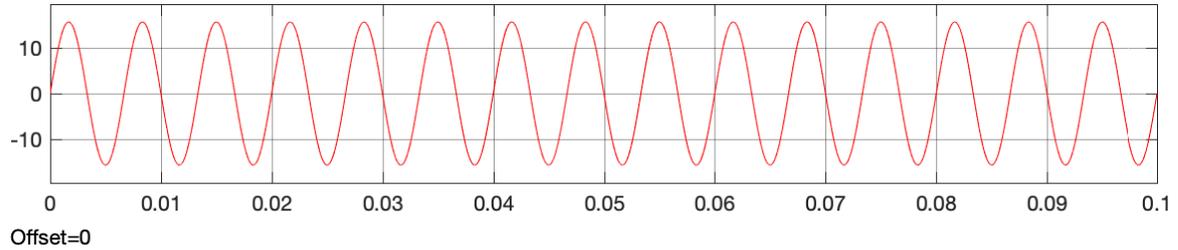


Figura 6.31: Tercer armónico de la frecuencia del voltaje de la red eléctrica, con amplitud del 5 %.

Se simula el sistema y se observa que la perturbación provoca un error de seguimiento, mostrado en la tercera gráfica de la Figura 6.32. Este error tiene una amplitud positiva y negativa de aproximadamente el 20 % de la señal de referencia, con forma sinusoidal, como se aprecia en los primeros 0.1 segundos de la simulación, y que se mantiene en el tiempo sin que MCS pueda extinguirle hasta el final de la simulación prolongada. La señal de control es muy similar a la que se tenía sin la perturbación del tercer armónico, que fue mostrada en la Figura 5.68, en el capítulo previo.

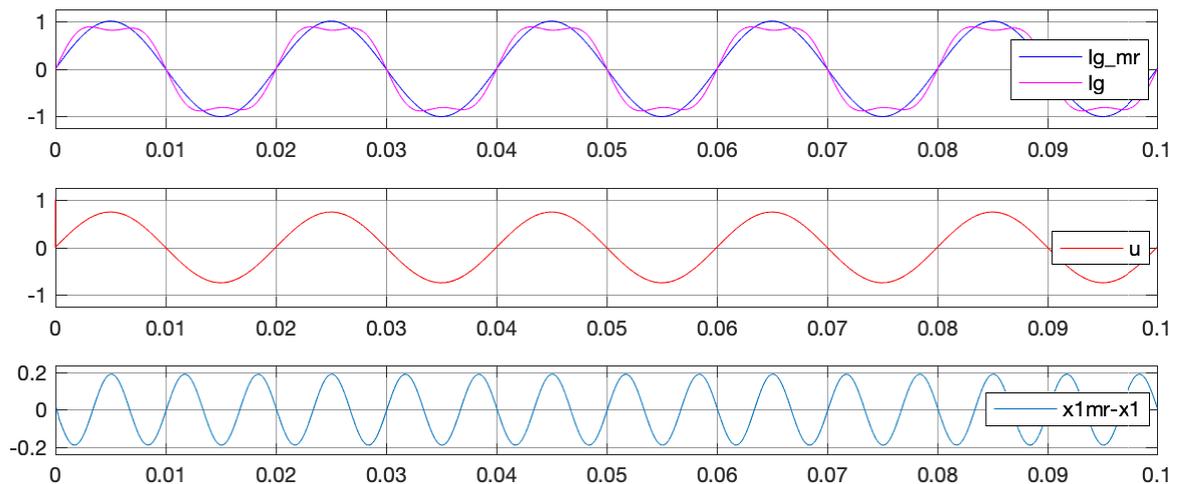


Figura 6.32: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCS con perturbación natural, tercer armónico y sin proyección paramétrica del Inversor LCL. Se visualiza desde $t = 0$ hasta los 0.1s.

El error de seguimiento en la corriente de salida del inversor sinusoidal tiene la frecuencia del tercer armónico, lo que provoca que las componentes de las ganancias adaptativas varíen buscando eliminar este error. En la Figura 6.33 se presenta la evolución de las variables ϕ_R , ϕ_{X1} , ϕ_{X2} y ϕ_{X3} . Se observa que, ϕ_{X1} tiene un comportamiento muy similar a cuando no se tenía la perturbación armónica y se estabiliza en el mismo valor de 42.38 en aproximadamente 15 segundos y luego se mantiene en este valor. Un cambio notorio en su valor se tiene en ϕ_{X3} , donde varía de -0.02215 a 42.50. Se observa que ϕ_{X3} parte de cero y tiene un crecimiento constante positivo, hasta llegar en aproximadamente 18 segundos a su valor final. La variable ϕ_{X2} tiene un crecimiento positivo a la deriva partiendo desde cero, mostrando que la perturbación genera este problema, por lo que es necesario controlar este crecimiento ilimitado. En tanto, ϕ_R que era una variable estable con un valor pequeño, ahora tiene crecimiento positivo hasta los 10 segundos llegando a un valor máximo de 3.421, y luego decrece de forma constante a la deriva.

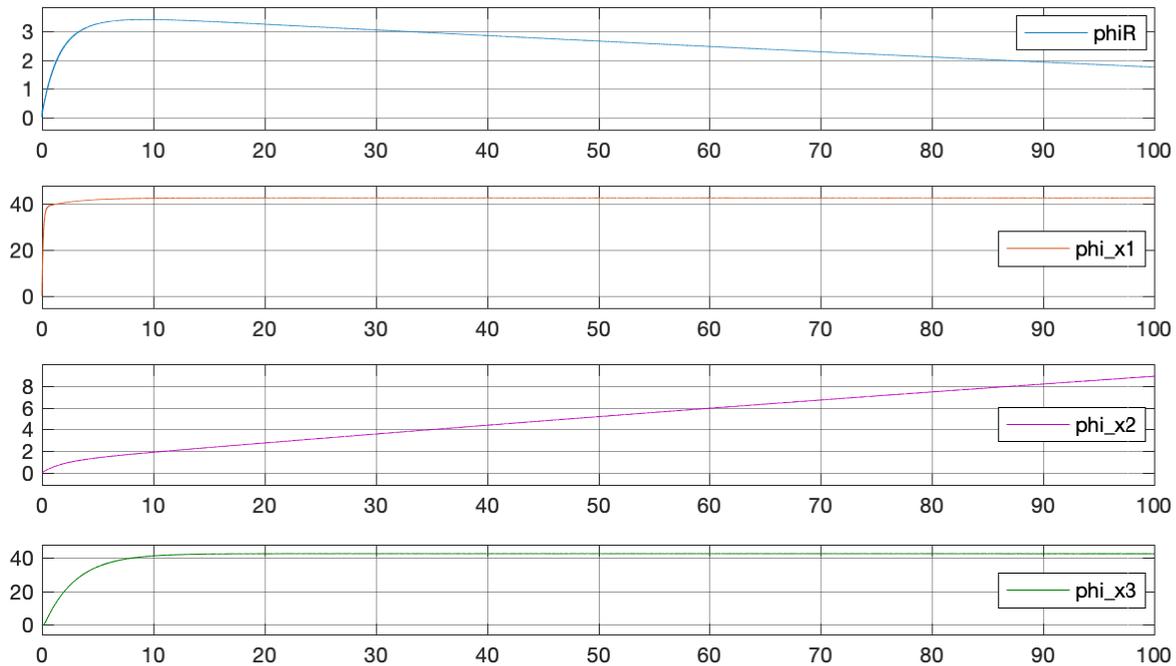


Figura 6.33: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCS con perturbación natural, tercer armónico y sin proyección paramétrica del Inversor LCL - Evolución de las variables ϕ_R , ϕ_{X1} , ϕ_{X2} y ϕ_{X3} .

De acuerdo a las características y la variación de los parámetros de la planta, se opta por fijar unos límites para las variables adaptativas. Estos límites son $\phi_R = \phi_{X2} = \pm 1.0$ y $\phi_{X1} = \phi_{X3} = \pm 45.0$. En la Figura 6.34 se muestran los resultados obtenidos de la proyección paramétrica aplicando estos límites.

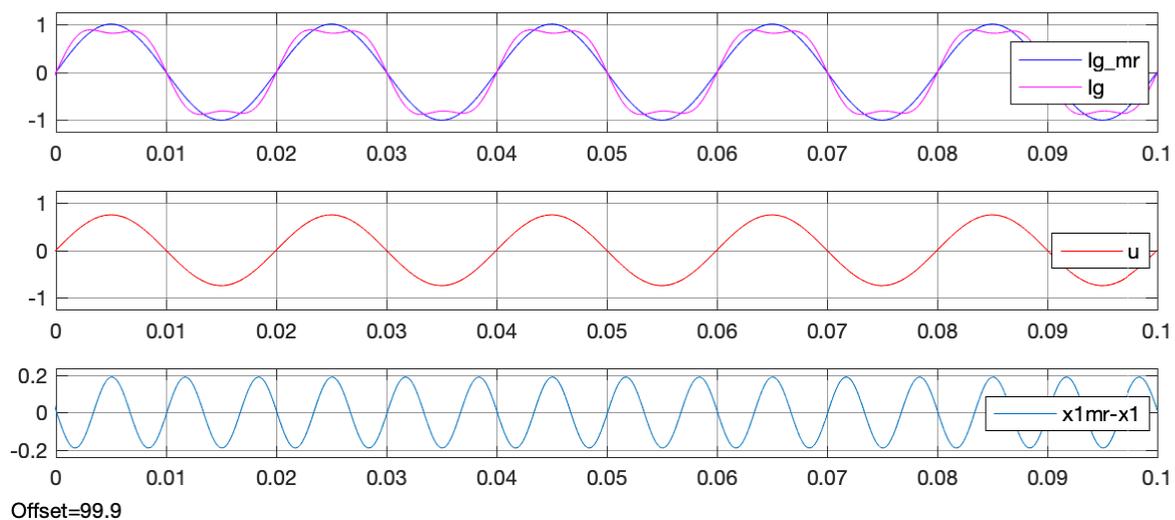


Figura 6.34: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCS con perturbación natural, tercer armónico y con proyección paramétrica del Inversor LCL. Se visualiza desde $t = 99.9$ hasta los $100s$.

6.5. MCS clásico con proyección paramétrica en tiempo continuo para el Inversor basado en LCL

Como se observa en los últimos 0.1 segundos de la simulación matemática prolongada de $t = 100s.$, el comportamiento del sistema es idéntico a cuando no se tenía proyección paramétrica, la señal de control y el error seguimiento del primer estado, son similares, con la diferencia de tener un sistema que no vera afectada su estabilidad por el crecimiento a la deriva de sus variables adaptativas.

En la Figura 6.35, se observa el comportamiento de las variables adaptativas y es evidente el trabajo de la proyección paramétrica sobre ellas. Ahora tanto ϕ_R como ϕ_{X2} , ya no tienen un crecimiento a la deriva. Al inicio ϕ_R tiene una pendiente de crecimiento más pronunciada que ϕ_{X2} y estas variables adaptativas llegan a su valor límite positivo fijado en $t = 0.47$ segundos y $t = 2.05$ segundos, respectivamente; para luego mantenerse en estos valores durante toda la simulación prolongada y sin causar inestabilidad al sistema. Las variables ϕ_{X1} y ϕ_{X3} tienen un comportamiento similar, pero con la característica de alcanzar los mismos valores máximos que cuando no se incorporaba la proyección paramétrica.

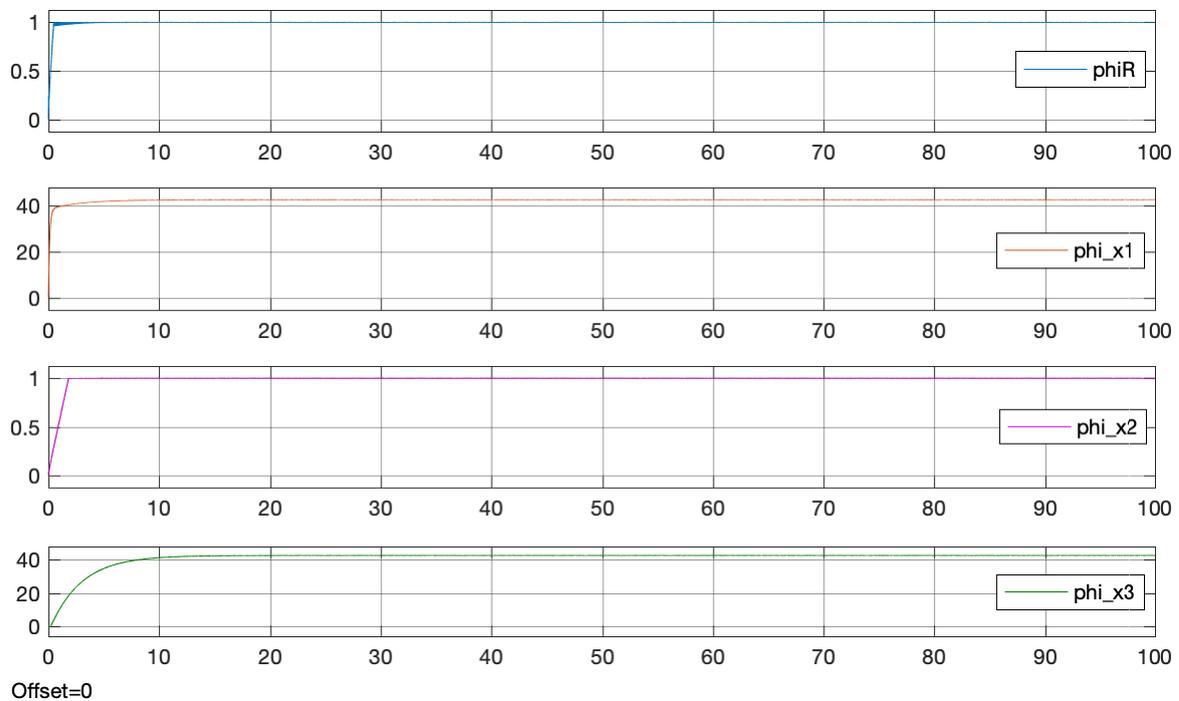


Figura 6.35: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCS con perturbación natural, tercer armónico y sin proyección paramétrica del Inversor LCL - Evolución de las variables ϕ_R , ϕ_{X1} , ϕ_{X2} y ϕ_{X3} .

Estos resultados obtenidos mediante simulación, garantizan que en caso de presentarse un escenario de perturbación similar, menor o más agresivo que el analizado, el sistema del inversor basado en LCL se mantendrá estable, sabiendo que la proyección paramétrica limitará las variables adaptativas ϕ_R , ϕ_{X1} , ϕ_{X2} y ϕ_{X3} , y evitar así un crecimiento a la deriva de las ganancias adaptativas $\delta K_r(t)$ y $\delta K(t)$, que pudiesen crear inestabilidad al sistema.

Cabe destacar que en sistemas como del Inversor basado LCL, donde los valores de los componentes del filtro son muy pequeños con respecto al resto de valores del sistema (razón por la cual se normalizo el sistema), desde el punto de vista práctico la limitación de las variables adaptativas evitará también problemas de cálculo matemáticos por el crecimiento ilimitado de variables adaptativas, que pudiesen causar problemas de saturación en los valores de las variables.

6.6. MCSI clásico con proyección paramétrica en tiempo continuo para el Inversor basado en LCL

Luego de todos los avances obtenidos hasta ahora y bajo los resultados obtenidos al implementar la proyección paramétrica a MCS para el inversor LCL, en esta sección se desarrolla primero un **MCSI para el Inversor basado en LCL**, con el objetivo de disminuir el error en el seguimiento de la salida del inversor con respecto a la señal del modelo de referencia, y luego se implementará proyección paramétrica. Para ello se adiciona al sistema el bloque de integración del error bajo las reglas de MCSI, y se procede a simularlo de forma prolongada al inversor sin perturbación, salvo la natural. Las ganancias adaptativas y los parámetros necesarios para MCSI escogidos han sido los mismos que se utilizaron en (5.71), (5.72) y (5.73). Para el observador de estados se ha mantenido los polos y las ganancias dadas en (5.74) y (5.75), respectivamente. El consecuencia el resto de valores utilizados han sido, $\alpha_R = \alpha_I = 25000$ y $\beta_R = \beta_I = 2500$.

En la Figura 6.36 se muestra la parte final de la simulación prolongada del sistema, y se observa en la primera gráfica, un seguimiento correcto de la corriente de salida I_g del inversor a la del modelo de referencia. El error entre los estados de estas señales se muestra en la gráfica 3, siendo este muy pequeño y tendiente a cero. La señal de control u , es similar a la que se tenía antes de implementar MCSI.

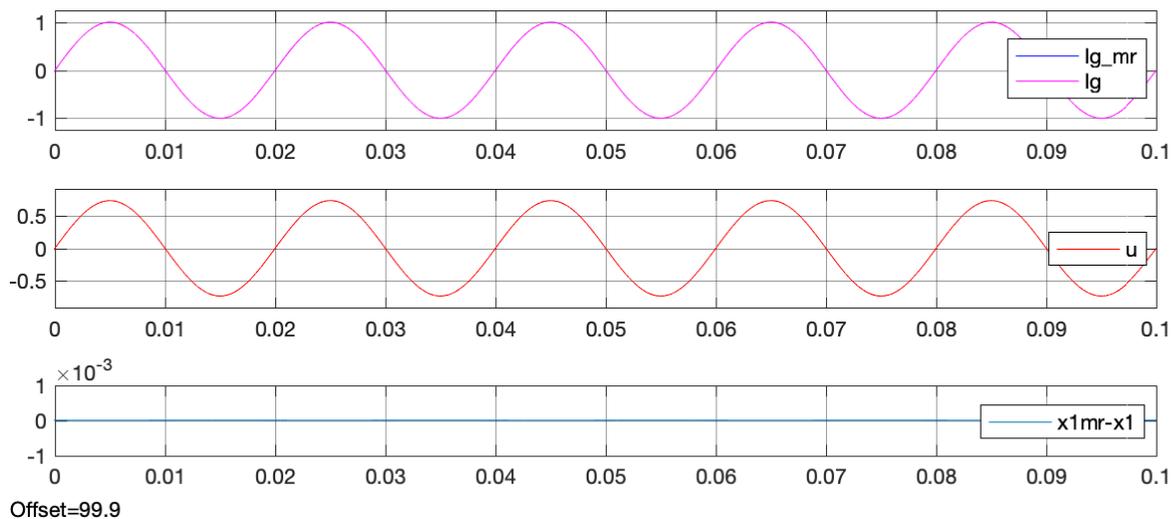


Figura 6.36: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCSI para el Inversor LCL. Se visualiza desde $t = 99.9$ hasta los $100s$.

Las variables adaptativas ϕ_R , ϕ_{X1} , ϕ_{X2} y ϕ_{X3} , se mantienen en sus valores y sus gráficas son similares a las mostradas en la Figura 6.30, teniendo los mismos valores finales, y que provoca que las ganancias adaptativas $\delta K_r(t)$ y $\delta K(t)$, sean las mismas que antes y que no tengan un crecimiento a la deriva.

En la Figura 6.37 se muestra la evolución de las variables adaptativas del bloque adaptativo integral del error, que en este caso también serán tres, una por cada estado. Las variables integrales $\phi_{x_{I1}}$, $\phi_{x_{I2}}$ y $\phi_{x_{I3}}$, son muy estables y se mantienen en el tiempo, siendo además muy pequeños. Los valores que toman al final de la simulación son $\phi_{x_{I1}} = 9.199 \cdot 10^{-6}$, $\phi_{x_{I2}} = 1.504 \cdot 10^{-6}$ y $\phi_{x_{I3}} = -6.710 \cdot 10^{-6}$. Es notorio que bajo estas características del inversor, ninguna de las variables integrales crecen a la deriva. Con estos límites alcanzados por el inversor LCL sin perturbación, se establece que los límites superior e inferior para las variables adaptativas del bloque integrador $\phi_{x_{I1}}$, $\phi_{x_{I2}}$ y $\phi_{x_{I3}}$, sean de $\pm 10^{-6}$.

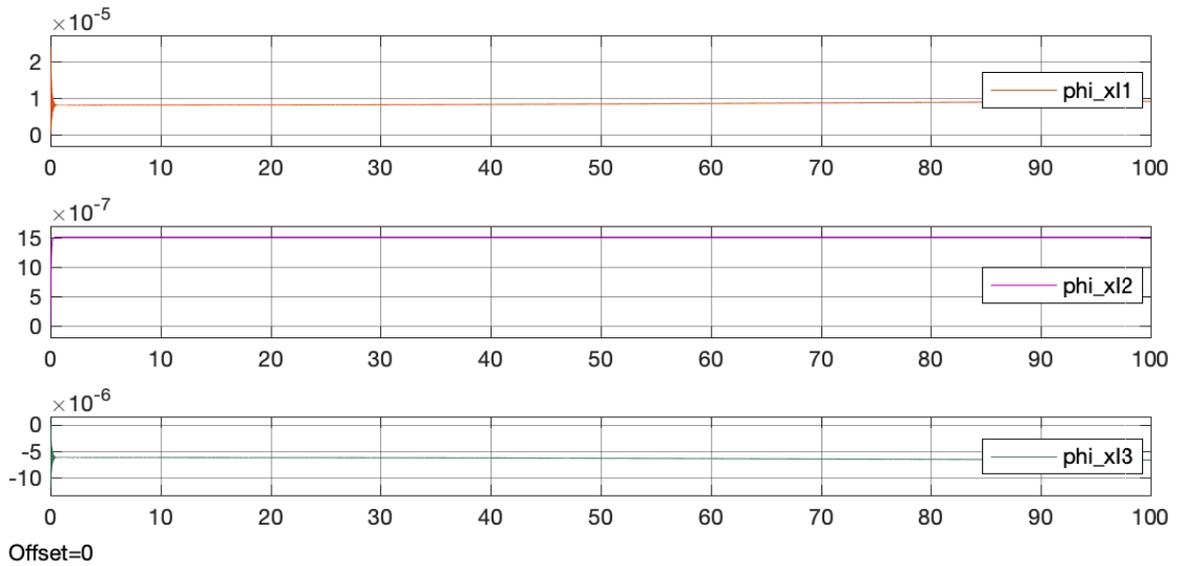


Figura 6.37: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCS con perturbación natural y sin proyección paramétrica para el Inversor LCL - Evolución de las variables integrales $\phi_{x_{I1}}$, $\phi_{x_{I2}}$ y $\phi_{x_{I3}}$.

La integral del error que se produce entre cada estado del modelo de referencia y del inversor LCL son mostradas en la Figura 6.38. Los valores alcanzados por cada integral del error son casi constantes, teniendo al final de la simulación los valores de: $x_{I1} = 6.784 \cdot 10^{-8}$, $x_{I2} = -2.254 \cdot 10^{-11}$ y $x_{I3} = -3.219 \cdot 10^{-8}$, todos estos valores muy cercanos a cero, debido a que el error de seguimiento es cercano a cero. Con estos límites alcanzados en la simulación del inversor LCL sin perturbación, se establece que los límites superior e inferior para las variables de las integrales del error x_{I1} , x_{I2} y x_{I3} , sean de $\pm 10^{-6}$.

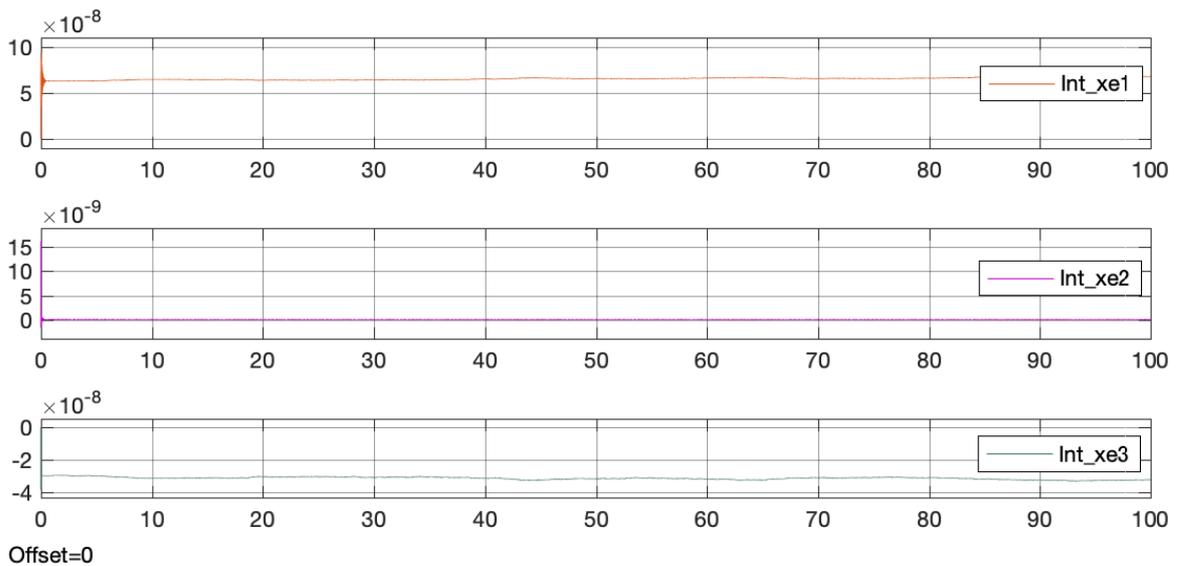


Figura 6.38: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCSI con perturbación y proyección paramétrica del Inversor LCL - Evolución de la variable integral del error x_{I1} , x_{I2} y x_{I3} .

Una vez verificado el correcto funcionamiento de MCSI para el Inversor basado en LCL, se procede a implementar la proyección paramétrica, para tener así un sistema completo **MCSI-PP para el Inversor basado en LCL**, que tendrá la capacidad extra de proteger al sistema de pérdida de estabilidad por el crecimiento a la deriva de las ganancias adaptativas al presentarse una perturbación que no puede ser eliminada.

Adoptando los límites para las variables adaptativas del bloque integrador como también los límites de las integrales del error de seguimiento, se procede a simular el MCSI-PP para el Inversor LCL con la perturbación del tercer armónico y con las mismas ganancias adaptativas que utilizadas en MCSI. Esta simulación matemática es realizada de modo prolongada con una duración de 100 segundos. Los resultados obtenidos se presentan en diferentes figuras. En la Figura 6.39 se observa el comportamiento del sistema con MCSI-PP. En su primera gráfica se aprecia un seguimiento de la corriente de salida al modelo de referencia, pero con la presencia del tercer armónico. Además se tiene un seguimiento correcto en cuanto a la fase.

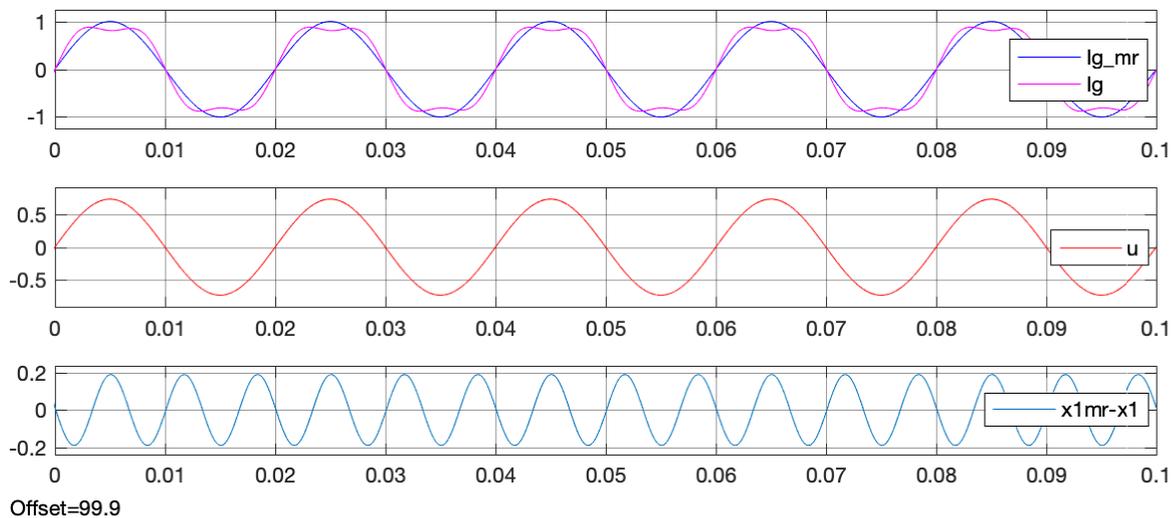


Figura 6.39: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCSI-PP para el Inversor LCL, con la perturbación del tercer armónico. Se visualiza desde $t = 99.9$ hasta los $100s$.

En la tercera gráfica se ve que el error de seguimiento se mantiene con una amplitud en alrededor del 20% con respecto a la amplitud de la señal de referencia. Este error sigue siendo sinusoidal y con la frecuencia del tercer armónico. Y aunque MCSI elimina gran parte de la perturbación, esta se mantiene y no puede ser eliminada en el tiempo. La señal de control generada por MCSI es mostrada en la segunda gráfica, siendo muy similar a la que se tenía antes. No se ve contaminada por la perturbación, ni alterada por la proyección paramétrica.

En la Figura 6.40 se puede observar la evolución de las variables adaptativas ϕ_R , ϕ_{X1} , ϕ_{X2} y ϕ_{X3} . Estas son similares a las que se tenían antes. Las variables ϕ_R y ϕ_{X2} han sido limitadas por la proyección paramétrica, evitando su crecimiento a la deriva, y están fijadas en sus límites máximos positivos fijados. Para el caso de ϕ_{X1} y ϕ_{X3} , se observa que no alcanzan sus límites máximos, pero estas variables luego de aproximadamente 10 segundos se estabilizan en un valor fijo. Es decir tienen un comportamiento similar a cuando solo se tenía MCS con proyección paramétrica. Es importante notar que aunque son limitadas las variables ϕ_R y ϕ_{X2} , el sistema no ha perdido estabilidad, ni tampoco a perdido características de rendimiento.

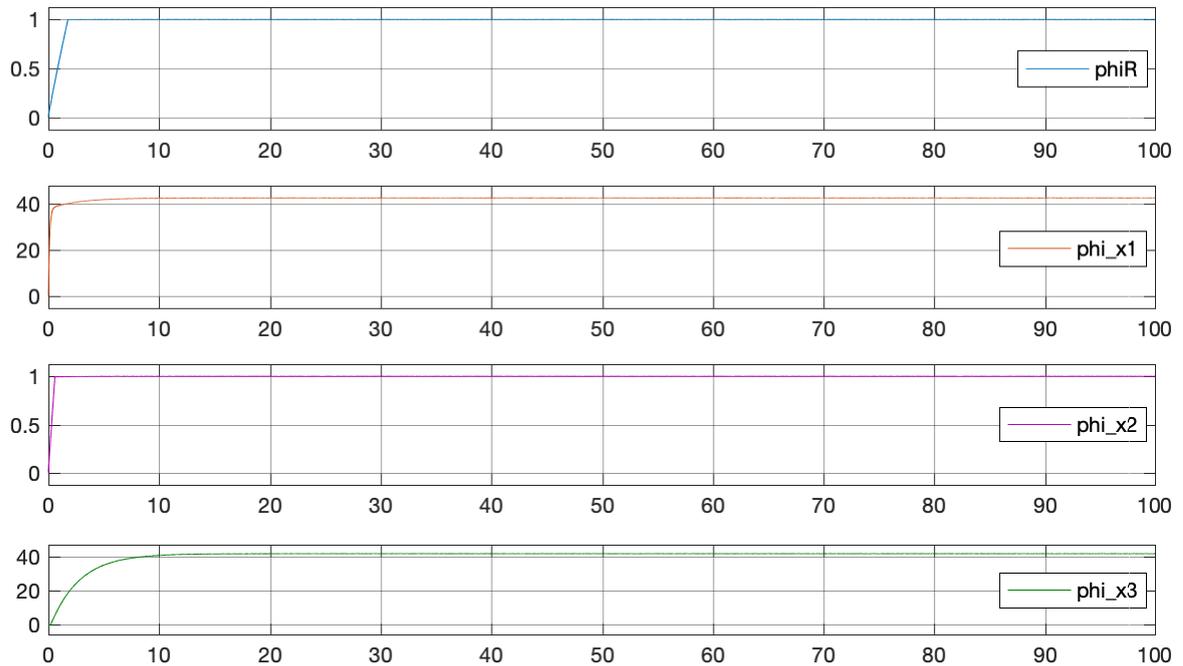


Figura 6.40: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCSI-PP para el Inversor LCL, con la perturbación del tercer armónico - Evolución de las variables ϕ_R , ϕ_{X1} , ϕ_{X2} y ϕ_{X3} .

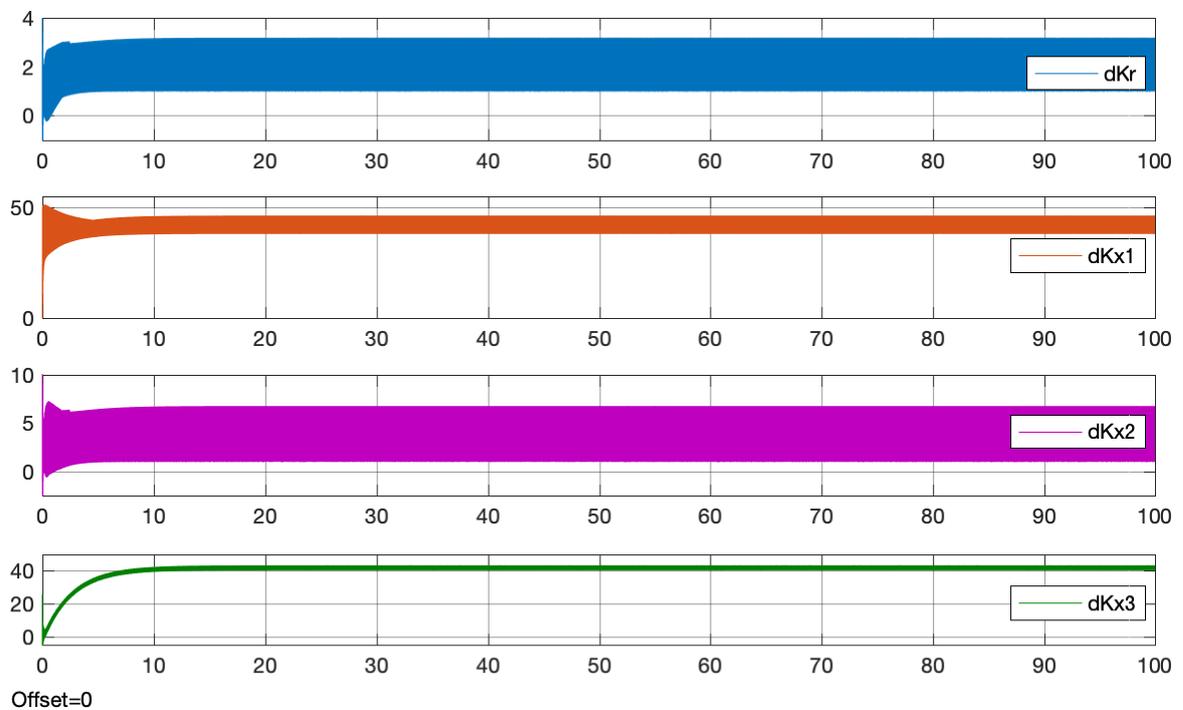


Figura 6.41: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCSI-PP para el Inversor LCL, con la perturbación del tercer armónico - Evolución de las ganancias adaptativas $\delta K_r(t)$, $\delta K_{x1}(t)$, $\delta K_{x2}(t)$ y $\delta K_{x3}(t)$.

A su vez en la Figura 6.41 se observa la evolución de las ganancias adaptativas $\delta K_r(t)$, $\delta K_{x1}(t)$, $\delta K_{x2}(t)$ y $\delta K_{x3}(t)$, las cuales también tienen limitación en sus valores como era de esperarse. En la Figura 6.42 se muestran las variables adaptativas del bloque integral y cómo se puede observar la proyección paramétrica a limitado el crecimiento a la deriva de estas. Tanto ϕ_{XI1} como ϕ_{XI3} , tienen pequeñas variaciones al inicio de la simulación y luego adoptan su valor máximo y mínimo respectivamente a lo largo de la simulación prolongada, mostrando una clara actuación de la proyección paramétrica.

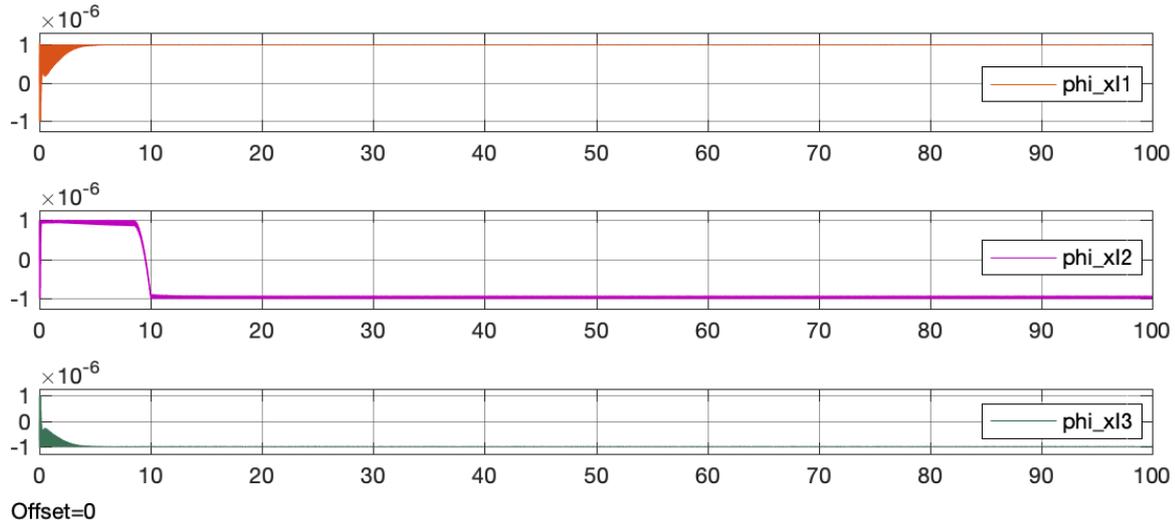


Figura 6.42: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCSI-PP para el Inversor LCL, con la perturbación del tercer armónico - Evolución de las variables integrales ϕ_{XI1} , ϕ_{XI2} y ϕ_{XI3} .

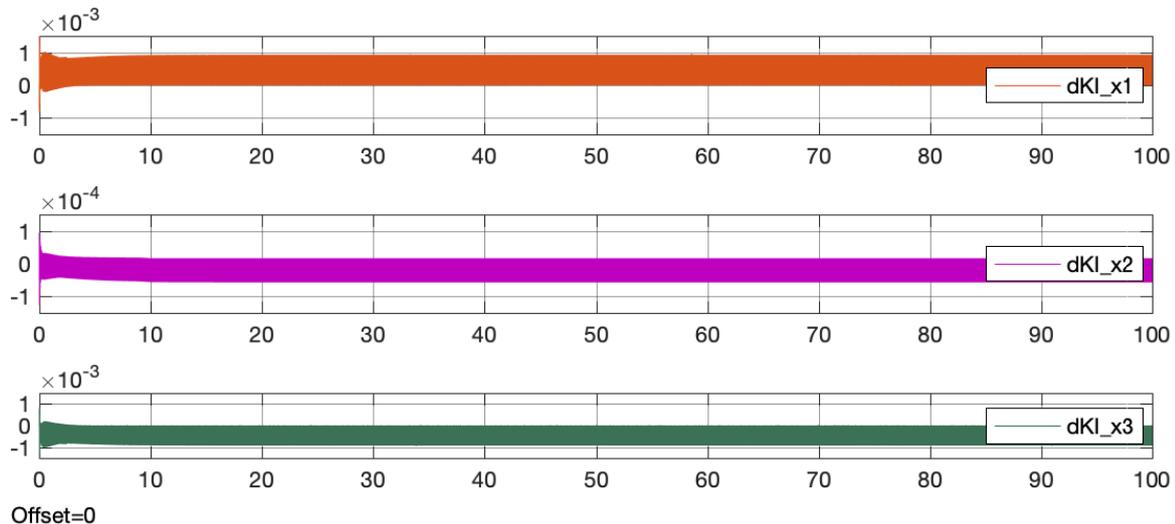


Figura 6.43: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCSI-PP para el Inversor LCL, con la perturbación del tercer armónico - Evolución de las ganancias adaptativas de integración $\delta KI_{x1}(t)$, $\delta KI_{x2}(t)$ y $\delta KI_{x3}(t)$.

En el caso de ϕ_{XI2} se observa que desde el inicio de la simulación adopta su valor máximo positivo,

teniendo pequeñas variaciones hasta los 8 segundos aproximadamente, donde su valor comienza a decrecer a la deriva, llegando a su límite inferior a los 10 segundos, para luego mantenerse en este valor hasta el final de la simulación. Es decir que la proyección paramétrica evito un crecimiento a la deriva de $\phi_{x_{I2}}$ primero positivo y luego negativo. La evolución de las ganancias adaptativas integrales se muestran en la Figura 6.43, donde también se nota la limitación de sus valores, fruto de la proyección paramétrica.

Por último en la Figura 6.44 se puede ver cómo el valor de la integral de los errores de los diferentes estados ha sido limitada también por la proyección paramétrica. En la primera y tercera gráfica, se observa cómo x_{I1} y x_{I3} son limitados en una banda de $\pm 1e - 6$. En la segunda gráfica se observa que la integral del error x_{I2} no ha llegado a sus límites fijados, sin embargo se ha limitado en unos valores menores.

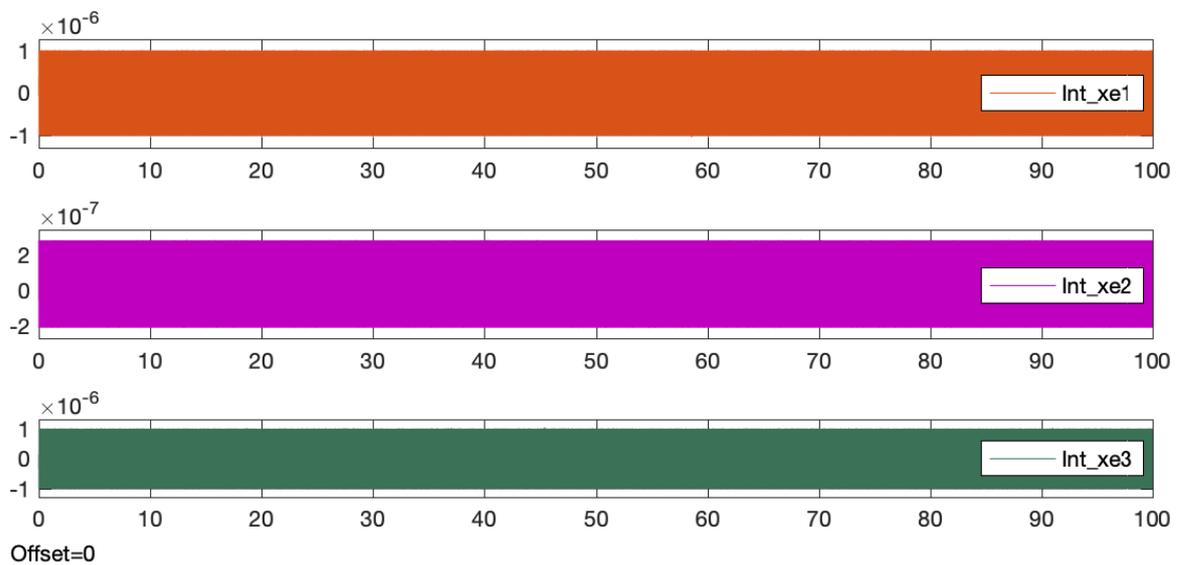


Figura 6.44: Simulación matemática prolongada de $t = 100s$ de MCSI-PP para el Inversor LCL, con la perturbación del tercer armónico - Evolución de la variable integral del error x_{I1} , x_{I2} y x_{I3} .

Luego de observar las diferentes gráficas que muestran el funcionamiento de MCSI-PP para el Inversor basado en LCL, se puede concluir que su funcionamiento ha sido correcto, y ha limitado exitosamente las diferentes variables adaptativas al tener la presencia del tercer armónico, evitando que estas tengan crecimientos a la deriva. Estos resultados dan muestra que la proyección paramétrica es una herramienta útil, y que debe ser implementada en los controladores adaptativos por modelo de referencia con síntesis de controlador mínima, y así tener sistemas que garanticen su estabilidad, a pesar de tener perturbaciones que no pueden ser eliminadas. Los valores límites utilizados para la proyección paramétrica, deben evitar el crecimiento a la deriva pero en ningún momento interferir con el funcionamiento de MCS. A su vez estos valores límites también influirán en la variación de los parámetros de la planta, y evitaran crecimientos a la deriva de las ganancias adaptativas por esta causa.

Capítulo 7

MCS clásico con Modelo Interno

7.1. Introducción

En este capítulo se muestra la implementación de MCS clásico en tiempo continuo y discreto, al cual se le agrega un controlador basado en modelo interno, que permite eliminar perturbaciones periódicas constantes, y donde la su frecuencia es conocida. Los controladores basados en modelo interno que se fusionan con MCS en este capítulo, son los mas relevantes, el controlador resonante y el controlador repetitivo, abordados en la sección del estado del arte.

Para ello se establecen los diagramas de la implementación de MCS con modelo interno, como también la formulación de los controladores de modelo interno que se utilizan, junto con las simulaciones que muestran el funcionamiento de esta nueva propuesta para MCS clásico.

7.2. MCS clásico con Modelo Interno en tiempo continuo para el Roto-imán

La técnica del modelo interno muy utilizada en el ámbito de control se la desarrollara de acuerdo a lo establecido en [1], donde se establece que para tener un correcto seguimiento/rechazo de la referencia/perturbación, es necesario el incluir el modelo interno en el lazo de control, para así conseguir un cero error de estado estacionario.

7.2.1. MCS clásico con control resonante en tiempo continuo para el Roto-imán

En esta sección se analizará la inclusión de un controlador resonante en tiempo continuo, un controlador de modelo interno, describiendo sus variantes y las funciones de transferencia utilizadas, junto con sus diagramas de Bode, con el objetivo de poder amalgamar este controlador con MCS. La efectividad de esta fusión nueva en el ámbito de control, será evaluada en el modelo de simulación matemático de la planta Roto-imán con perturbación descrito en la sección 5.2.4.2.

Antes de ello, para ilustrar el funcionamiento del controlador resonante se sustituye el bloque que emula la perturbación, por un bloque perturbador del tipo senoidal, con una frecuencia de 4 Hz , como la que se muestra en la Figura 7.1. La amplitud elegida de la perturbación es similar a la de perturbación del Roto-imán, para poder observar y comparar posteriormente del efecto del controlador resonante.

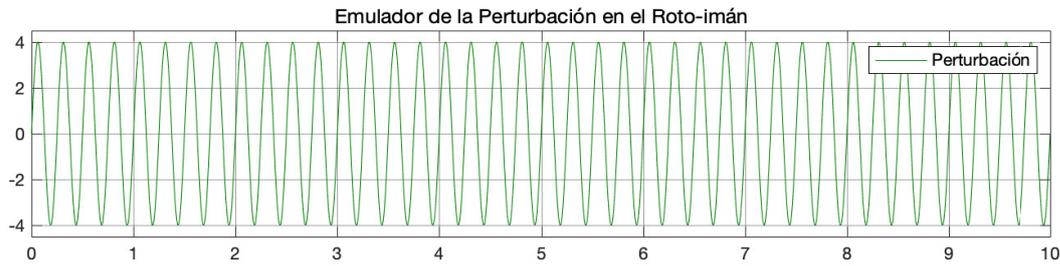


Figura 7.1: Modelo de Perturbación externa senoidal con amplitud de $4 rev/s$.

Al modelo matemático de la planta Roto-imán con perturbación senoidal y MCS, se le aplica un escalón unitario, y se obtiene la respuesta de la planta que se muestra en la Figura 7.2, donde se puede apreciar que la perturbación es constante, que provoca una variación periódica en la velocidad de la planta de $4 rev/s$, como se puede apreciar. Esta respuesta al escalón unitario, tiene un valor promedio de la onda de salida de $16.152 rev/s$, con unas amplitudes máximas y mínimas generadas por la perturbación senoidal de 20.152 y $12.152 rev/s$, respectivamente, siendo esta perturbación muy grande.

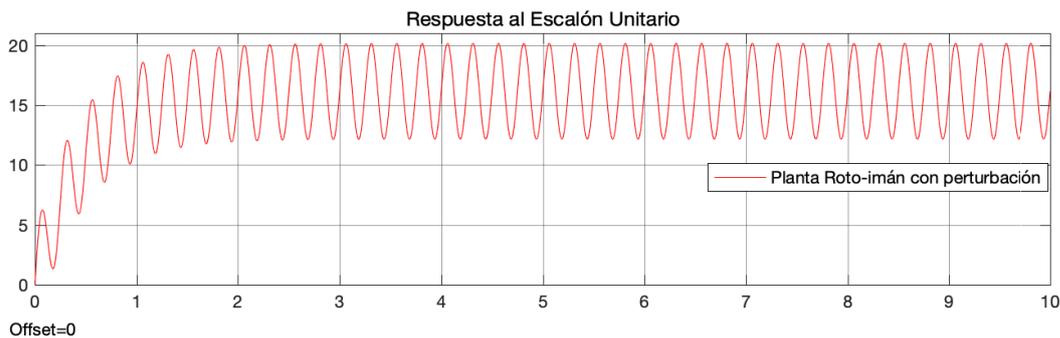


Figura 7.2: Respuesta de la planta Roto-imán con perturbación senoidal ante un escalón unitario $4 rev/s$.

En la Figura 7.3, se muestra una comparativa de la repuesta de la planta Roto-imán y el modelo de referencia, cuando se aplica un escalón de amplitud de $4 rev/s$.

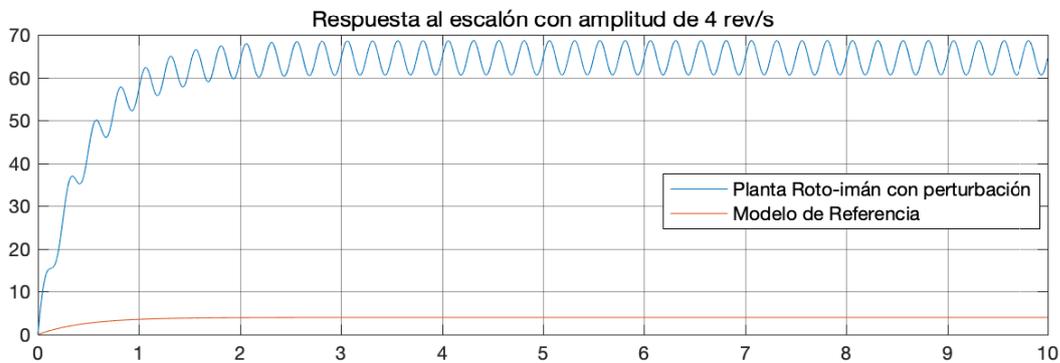


Figura 7.3: Respuesta al escalón de $4 rev/s$: Roto-imán con perturbación senoidal vs. modelo de referencia

Bajo este contexto, se establece que los valores de las ganancias sean de $\alpha = 10$ y $\beta = 1$, y se mantiene el valor de $Q = 1$, por lo que se tendrá un $C_e = 0.2285$. Con estos valores y con el bloque modificado del emulador de la perturbación, se procede a simular en modelo de la planta Rotoimán con perturbación, considerando una velocidad de referencia de r de acuerdo a las simulaciones previas de 4 rev/s . En la Figura 7.4 se muestran los resultados obtenidos.

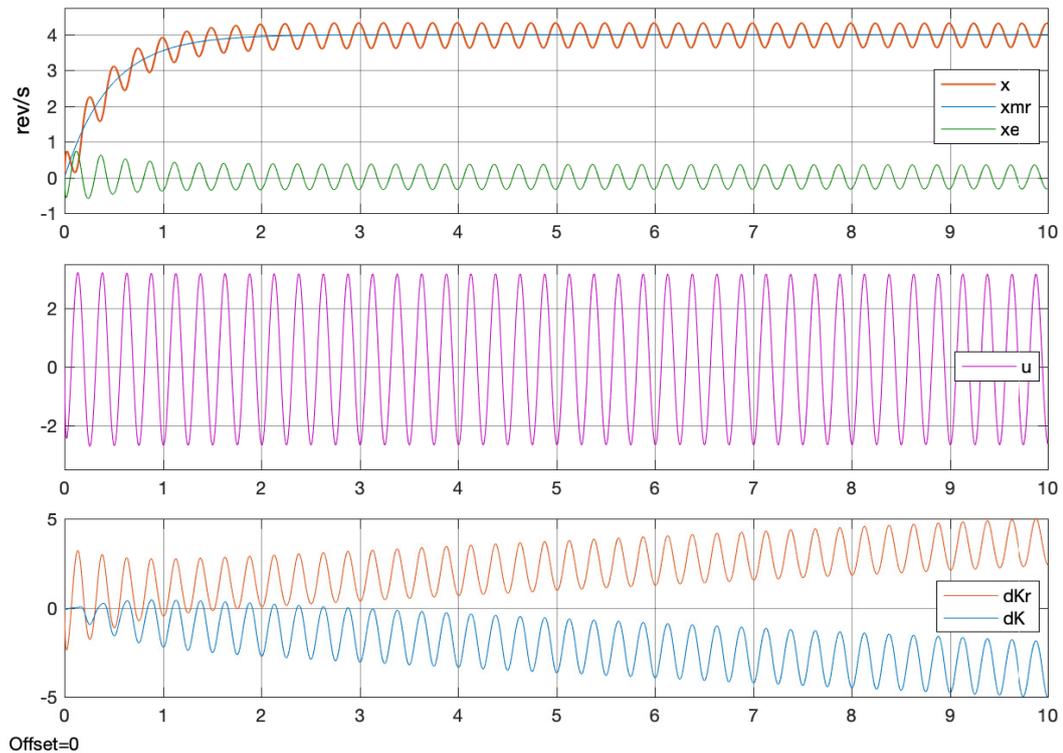


Figura 7.4: Simulación matemática de MCS con perturbación senoidal y $\alpha = 10$, $\beta = 1$.

Como era de esperarse y de acuerdo a los resultados obtenidos en la sección 5.2.4.2, al cambiar la perturbación, se observa que la velocidad de salida tiene un promedio de 4 rev/s , cumpliendo MCS con su característica de seguimiento del modelo de referencia. Esta velocidad tiene una nueva forma de perturbación senoidal de fase contraria a la señal de control u , que tiene ahora una forma senoidal, con una amplitud con valores positivos y negativos. La señal de error x_e , tiene una ligera pérdida de amplitud al inicio de la simulación hasta aproximadamente 2 segundos, y luego se mantiene en el tiempo, entre valores aproximados comprendidos entre 0.3581 y -0.3621 rev/s . En tanto que, las ganancias adaptativas $\delta K_R(t)$ y $\delta K(t)$, ahora tienen forma senoidal y su valor promedio, es positivo y negativo respectivamente, teniendo un crecimiento ilimitado en el tiempo.

Para rechazar esta perturbación, se propone implementar un controlador basado en el principio del modelo interno, que se incluya en la estructura de MCS clásico, sin que esto modifique sus prestaciones. Se inicia esta propuesta, con un controlador proporcional resonante, centrado en la frecuencia de la perturbación senoidal, y que de acuerdo a las prestaciones del controlador, esta perturbación en la salida debería eliminarse, o al menos atenuarla, con tendencia asintóticamente estable a cero. El controlador utilizado es el estudiado en el estado del arte y establecido en (2.32), siendo del tipo proporcional resonante y se escogen los valores de $K_p = 1$ y $K_r = 10$, teniendo por tanto la siguiente función

de transferencia:

$$G_{CPR}(s) = \frac{s^2 + 20s + 631.7}{s^2 + 631.7}. \quad (7.1)$$

En el diagrama de Bode del controlador resonante es presentado en la Figura 7.5, donde se observa que su magnitud tiene una ganancia elevada en la frecuencia de la perturbación, en tanto que en su diagrama de fase, se observa que el controlador tiene fase cero, salvo alrededor de la frecuencia de la perturbación, donde se produce un cambio de fase entre $\pm 90^\circ$.

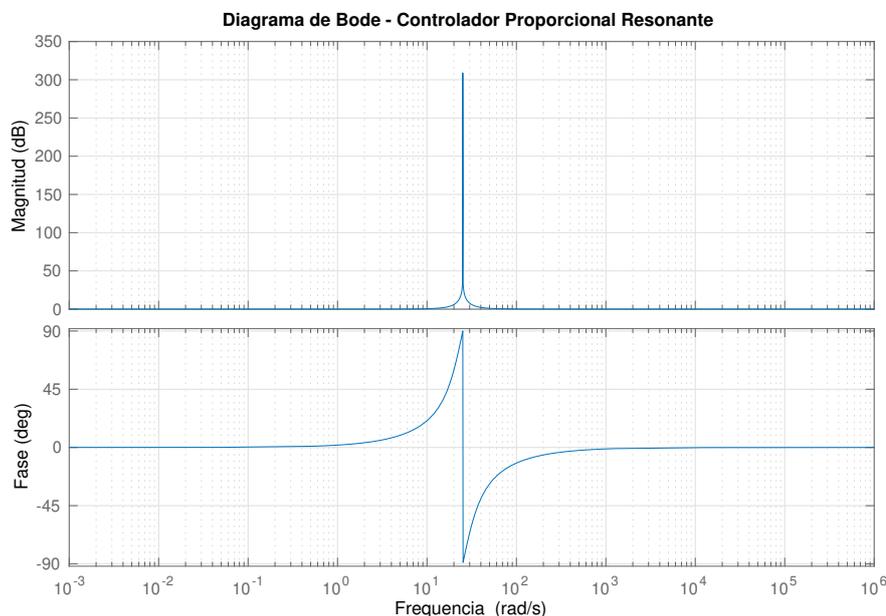


Figura 7.5: Diagrama de Bode del Control Proporcional Resonante

Al modelo de simulación matemático de MCS en tiempo continuo de la planta Roto-imán con perturbación senoidal, se lo complementa con la inclusión de un bloque con la nomenclatura **MI**, que contendrá al controlador resonante. Al bloque se lo intercala entre la salida del error y_e y los bloques de las ganancias adaptativas, como se muestra en la Figura 7.5, ubicación natural en los diagramas de lazo cerrado donde es utilizado el controlador, esto de acuerdo a la bibliografía estudiada (Figura 2.5).

Una vez incluido el controlador resonante se procede a simular el sistema con perturbación senoidal, considerando los valores para $\alpha = 0.1$, $\beta = 0.01$, $Q = 1$, $C_e = 0.2285$. Esta simulación se ejecuta durante un tiempo prolongado de $t = 100$ segundos, para evaluar el comportamiento del sistema. En la Figura 7.6, se muestran los resultados, siendo estos alentadores, ya que se observa el funcionamiento del sistema sin pérdida de estabilidad. La señal de salida tiene la presencia de perturbación al comienzo de la simulación, la cual se incrementa alrededor de los 10 segundos, y donde pierde además el seguimiento de la señal de referencia. Luego de esto el sistema recupera el seguimiento, y la perturbación desaparece conforme avanza el tiempo.

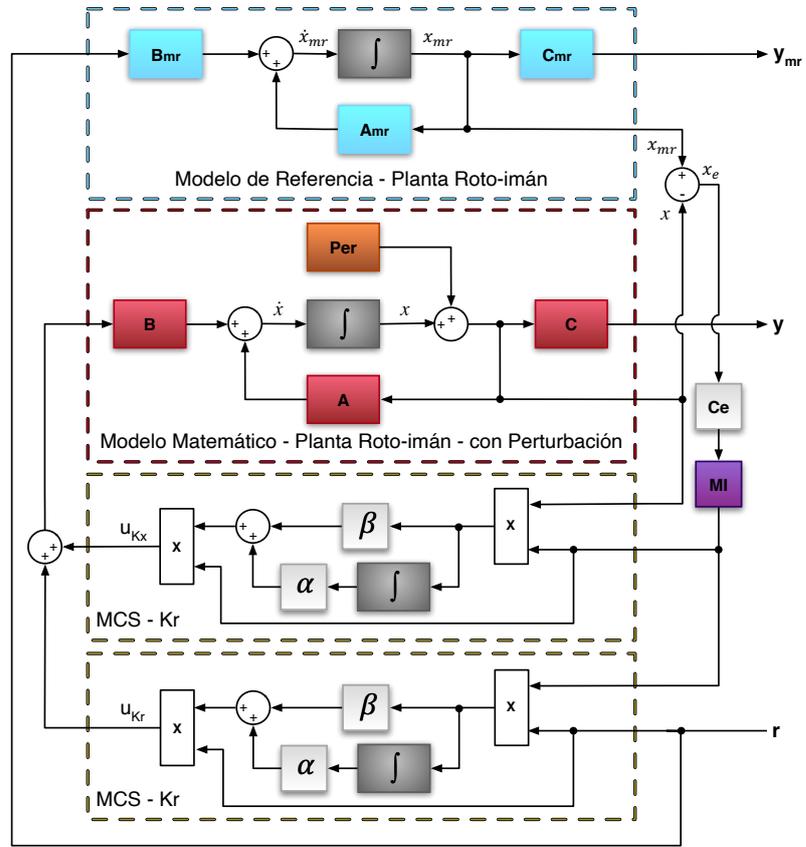


Figura 7.6: Esquema de bloques del modelo de simulación matemático con perturbación y control resonante en la señal de salida del error.

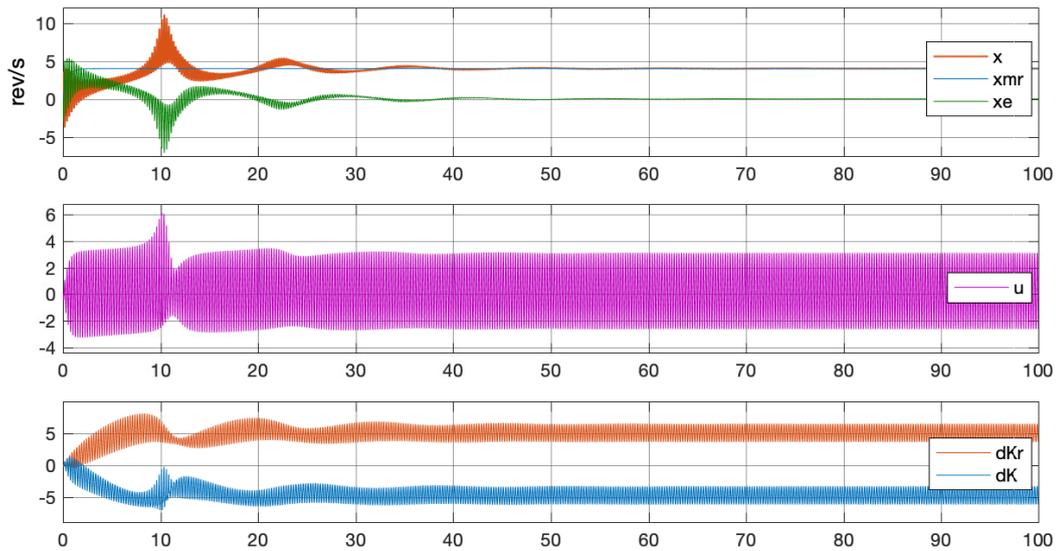


Figura 7.7: Simulación matemática de la planta Roto-imán con perturbación senoidal y MCS clásico con control resonante con $\alpha = 0.1$, $\beta = 0.01$, $K_p = 1$ y $K_r = 10$.

La señal de control tiene un comportamiento similar, donde de $t = 50$ segundos, se estabiliza con un valor promedio constante, con valores positivos y negativos. En el momento de la pérdida de seguimiento, se tiene un incremento en su valor, con lo cual se recupera el seguimiento. Por otro lado las ganancias adaptativas, se encuentran dentro de valor alrededor de ± 5 voltios, y lo más importante, estas ganancias no tiene un crecimiento ilimitado, como antes, y se estabilizan $\delta K_R(t)$ y $\delta K(t)$, en un valor promedio constante positivo y negativo respectivamente, teniendo así una certeza de que el sistema no perderá estabilidad por esta causa.

Con estos resultados que prueban la convivencia del controlador proporcional resonante y MCS, se procede a incrementar los valores de las ganancia de $\alpha = 10$ y $\beta = 1$ manteniendo los valores de K_p y K_r , y se realiza una nueva simulación, donde se encuentran resultados todavía mas alentadores que son mostrados en la Figura 7.8. Aquí se tiene un seguimiento correcto de la señal de referencia, con una pequeña pérdida en el arranque. Sin embargo se observa un correcto rechazo de la perturbación, por lo que la señal del error es cercana a cero y tiene un comportamiento asintótico.

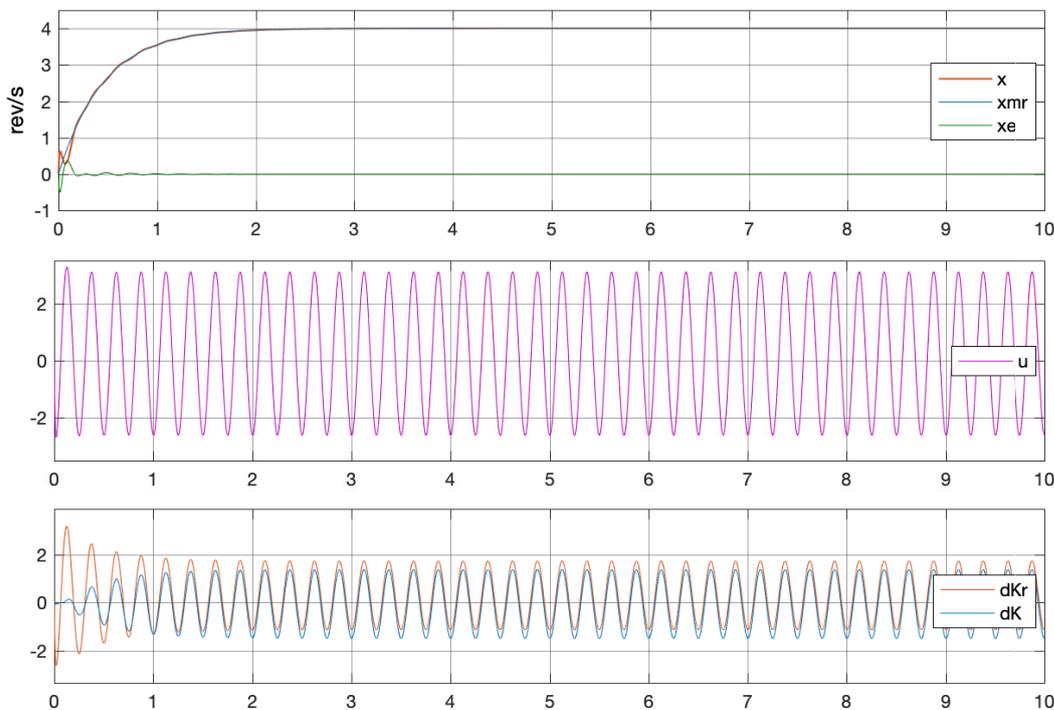


Figura 7.8: Simulación matemática de la planta Roto-imán con perturbación senoidal y MCS clásico con control resonante y $\alpha = 10$, $\beta = 1$, $K_p = 1$ y $K_r = 10$.

La señal de control tiene una forma similar a la perturbación con un desfase, y con una amplitud constante. Las ganancias adaptativas también tienen un comportamiento senoidal, centradas alrededor de cero. La ganancia $\delta K(t)$ inicia en cero, y luego sigue una onda senoidal, al igual que la ganancia $\delta K_R(t)$. Estas ganancias como se observa, no tienen ahora un crecimiento ilimitado, efecto obtenido con la incorporación del controlador proporcional resonante.

Para mejorar esta pérdida de seguimiento en el inicio de la simulación, y de acuerdo a lo aprendido en el capítulo 5, se incrementan los valores de las ganancias de MCS, en un factor de 10, y se tienen los resultados de la Figura 7.9, que nuevamente son alentadores con un sistema estable.

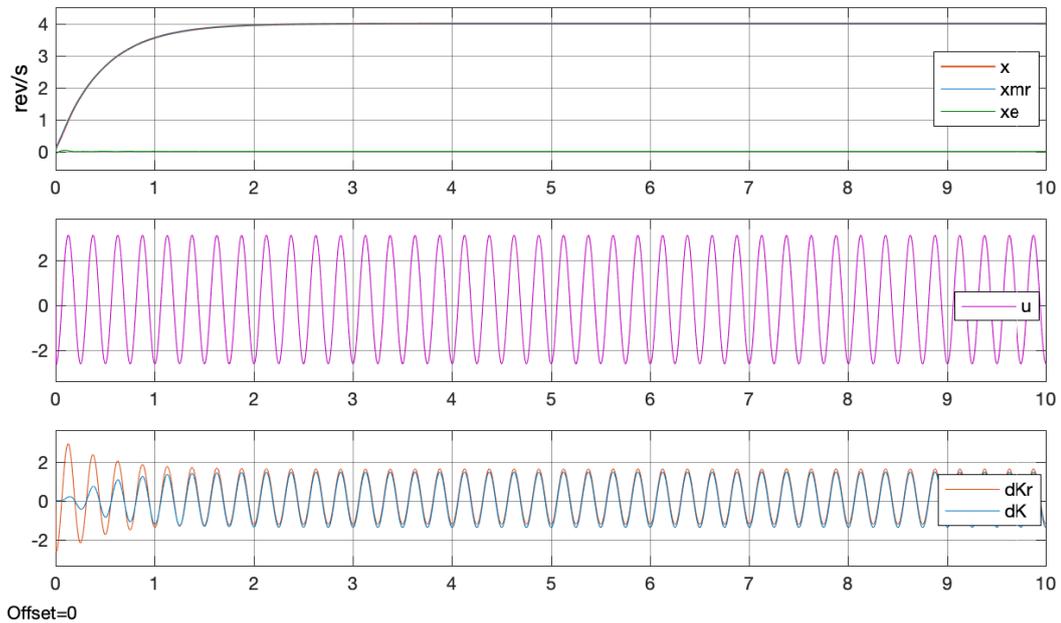


Figura 7.9: Simulación matemática de la planta Roto-imán con perturbación senoidal y MCS clásico con control resonante y $\alpha = 100$, $\beta = 10$, $K_p = 1$ y $K_r = 10$.

Acá se ven atenuadas las pérdidas de seguimiento en el comienzo de la simulación, y con un seguimiento correcto de la señal de referencia, teniendo un error inicial de -0.0664 rev/s en el arranque, que rápidamente se atenúa, y que luego va tendiendo a cero de forma asintóticamente estable, como se puede apreciar en la Figura 7.10. El error presente en $t = 10$ segundos, es de $3.274 \times 10^{-12} \text{ rev/seg}$.

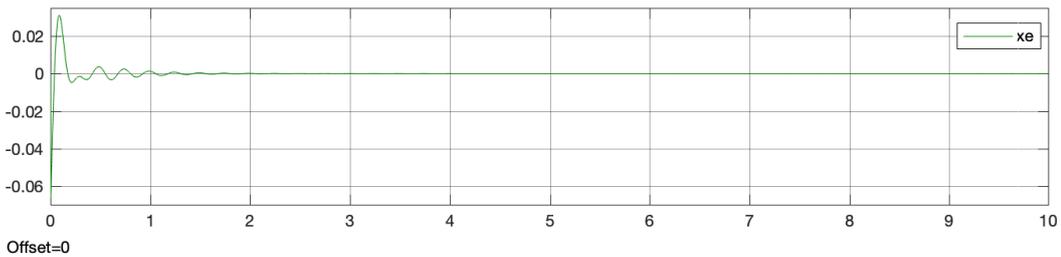


Figura 7.10: Señal de error en la salida de la planta Roto-imán con perturbación senoidal y MCS clásico con control resonante y $\alpha = 100$, $\beta = 10$, $K_p = 1$ y $K_r = 10$.

Estos resultados obtenidos confirman que MCS clásico puede convivir con el control proporcional resonante, teniendo excelentes resultados entre los dos, que permiten el seguimiento del modelo de referencia y el rechazo de la perturbación.

Con esta certeza de que los controladores pueden unirse y enfrentar el problema, se busca mover el bloque de **MI**, entre la salida del control MCS y el ingreso a la planta, y así tener la acción de control de los dos controladores unidas, buscando que esta sea más limpia, y tener desde el punto de vista práctico, una mejor alternativa. El diagrama de bloques de esta nueva propuesta se muestra en la Figura 7.11.

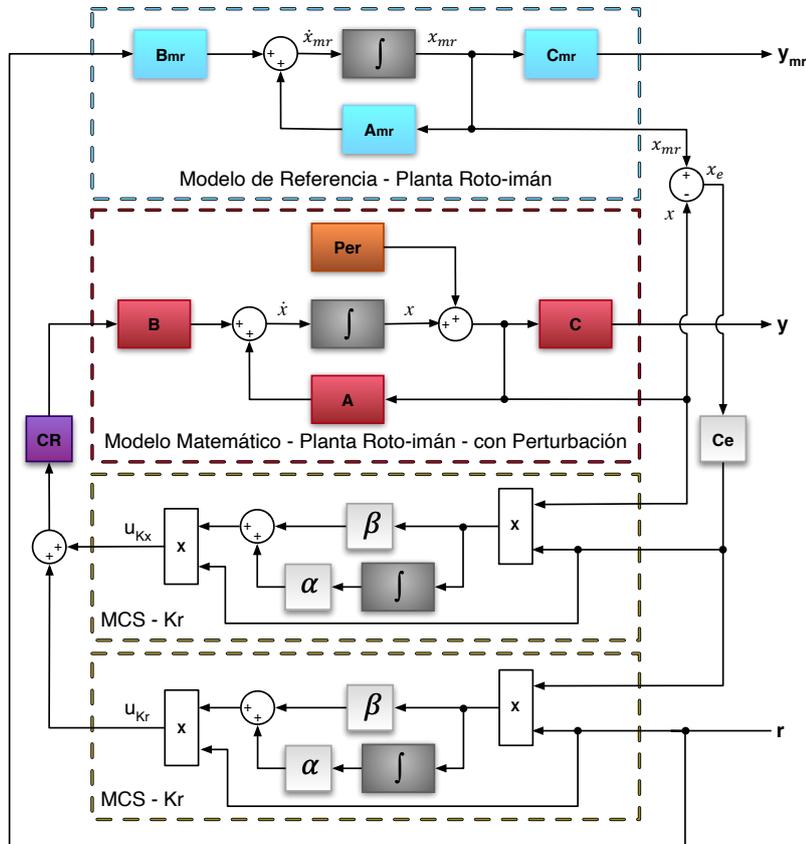


Figura 7.11: Esquema de bloques del modelo de simulación matemático con perturbación y control resonante en la señal de control

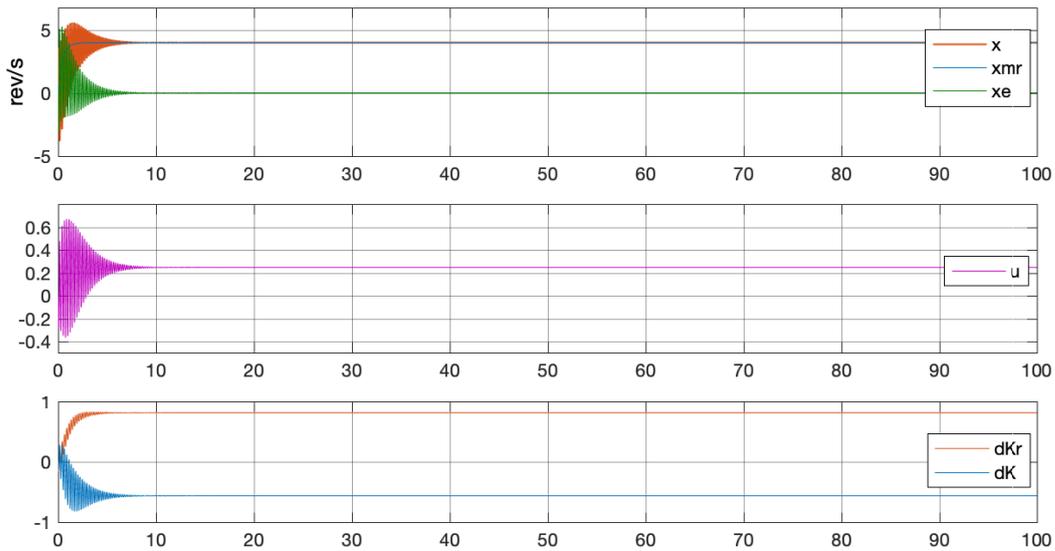


Figura 7.12: Simulación matemática de la planta Roto-imán con perturbación senoidal y MCS clásico con control resonante en la señal de control con $\alpha = 0.1$, $\beta = 0.01$, $K_p = 1$, $K_r = 10$

Nuevamente las ganancias son disminuidas, $\alpha = 0.1$, $\beta = 0.01$, manteniendo los valores de las ganancias del controlador proporcional $K_p = 1$, $K_r = 10$, para proceder a simular el nuevo sistema, y se lo hace de manera prolongada durante $t = 100$ segundos, para poder observar los efectos de este cambio y la estabilidad del sistema. Los resultados son mostrados en la Figura 7.12. En estos resultados, podemos ver que la estrategia es correcta, y con esta ubicación del controlador tenemos perturbación en el inicio, la cual va siendo rechazada y en menos de 6 segundos disminuye drásticamente, y luego de ello, se observa un correcto seguimiento de la salida al modelo de referencia. La señal de control, muestra que tiene la perturbación al inicio hasta eliminar la perturbación y luego se estabiliza en un valor positivo constante muy pequeño, mostrando este resultado que el movimiento del controlador proporcional resonante, confirma la hipótesis inicial. Por otro lado, las ganancias adaptativas luego de la perturbación también se mantienen constantes, en el caso de $\delta K_R(t)$ un valor positivo, cercano a 0.85 y $\delta K(t)$, un valor negativo alrededor de 0,6, ambos muy pequeños con respecto a la otra ubicación de **MI**. La señal de error muestra el error inicial, y luego se observa que se acerca a cero asintóticamente, mostrando un seguimiento correcto y rechazo de perturbación, por los controladores.

Para eliminar esta falta de seguimiento inicial, se incrementan los valores de las ganancias a los valores de mejor seguimiento, $\alpha = 100$, $\beta = 10$. Se mantienen en los valor de las ganancias del controlador resonante y se procede a simular nuevamente el sistema. Los nuevos resultados se muestran en la Figura 7.13, donde se obtienen resultados casi idénticos a los mostrados en la sección 5.2.4.1, donde el sistema no tenía perturbación, y MCS clásico, ejecutaba un perfecto seguimiento, lo cual muestra la efectividad de controlador proporcional resonante en el rechazo de la perturbación.

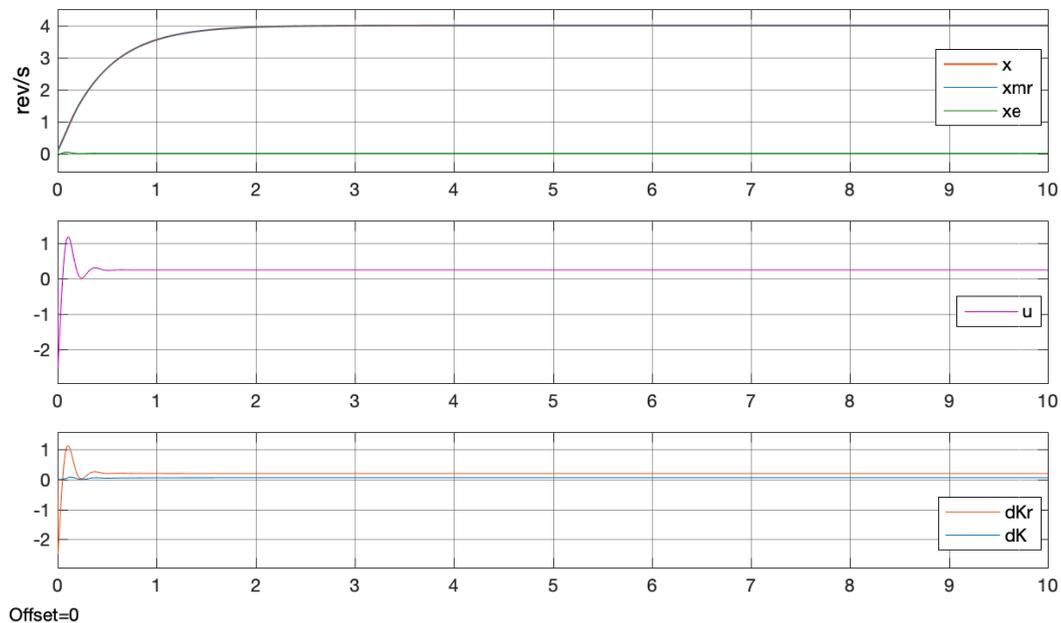


Figura 7.13: Simulación matemática de la planta Roto-imán con perturbación senoidal y MCS clásico con control resonante en la señal de control con $\alpha = 100$, $\beta = 10$, $K_p = 1$, $K_r = 10$.

Ahora las ganancias adaptativas constantes, con valores positivos muy pequeños para lograr el objetivo del control planteados. La señal de control tiene las características buscadas, que desde el punto de vista práctico, no causaran problemas, ya que esta no tiene variaciones y no es función de la frecuencia de la perturbación.

Buscando alcanzar resultados aún mejores en el rechazo de la perturbación se incrementan las ganancias del controlador proporcional resonante, aumentando las ganancias del controlador a $K_p = 10$ y $K_r = 100$. Se realiza una nueva simulación y se obtienen las gráficas de la Figura 7.14, donde se observa que el error es mucho menor e imperceptible, disminuyendo la señal de control en su arranque en un factor de 10, el mismo factor con el que se incrementaron las ganancias proporcional y resonante, del controlador.

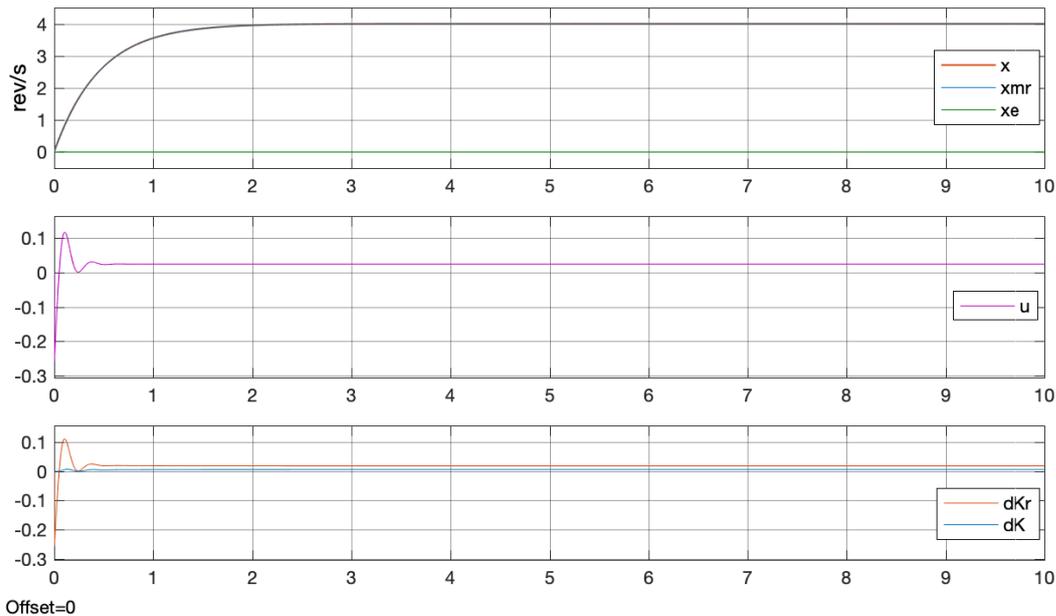


Figura 7.14: Simulación matemática de la planta Roto-imán con perturbación senoidal y MCS clásico con control resonante en la señal de control con $\alpha = 100$, $\beta = 10$, $K_p = 10$, $K_r = 100$

Para observar mejor el error de seguimiento, se presenta una ampliación de este en la Figura 7.15, donde se puede ver que inicialmente va desde cero a un valor negativo de $7.024 \cdot 10^{-3}$ a los 0.484 milisegundos, luego un valor positivo, un negativo, hasta estabilizarse en un valor muy cercano a cero en aproximadamente un segundo de la simulación, teniendo un valor del error al final de la simulación de $2.851 \cdot 10^{-13} \text{ rev/s}$.

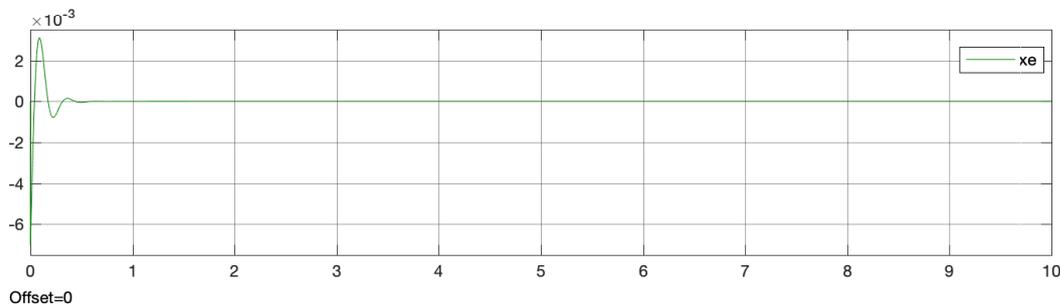


Figura 7.15: Señal de error en la salida de la planta Roto-imán con perturbación senoidal y MCS clásico con control resonante en la señal de control y $\alpha = 100$, $\beta = 10$, $K_p = 10$, $K_r = 100$.

Bajo estas condiciones, podemos concluir que tenemos un sistema estable, con perfecto seguimiento

de la señal de referencia, y un correcto rechazo de la perturbación, como se puede observar en una simulación prolongada que se muestra en la Figura 7.16, donde los valores de las ganancias de MCS y del controlador proporcional resonante, son los mismos de la simulación anterior.

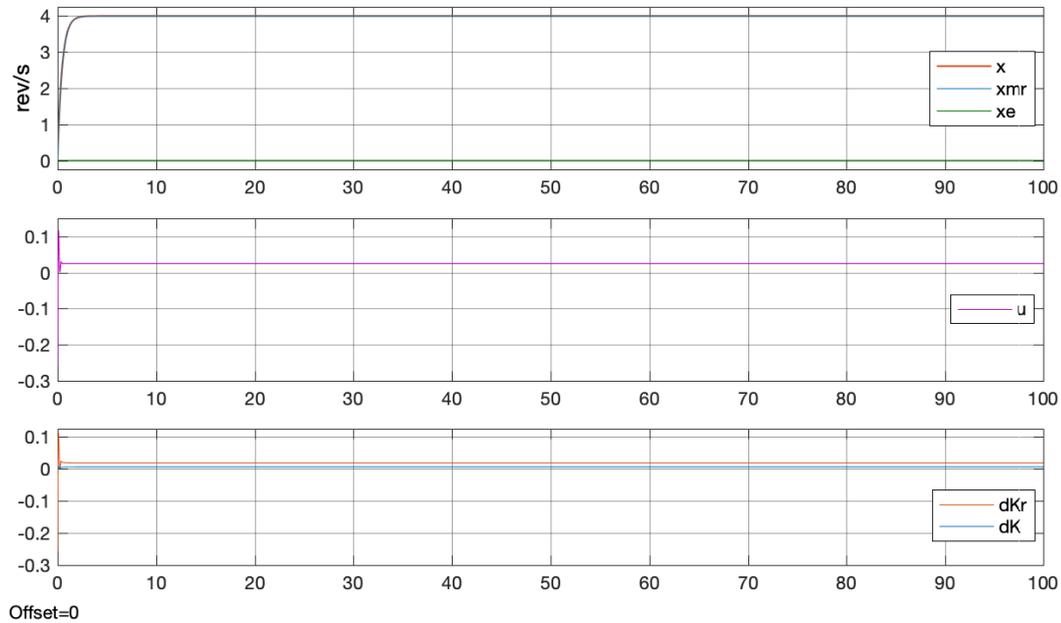


Figura 7.16: Simulación matemática de la planta Roto-imán con perturbación senoidal y MCS clásico con control resonante en la señal de control con $\alpha = 100$, $\beta = 10$, $K_p = 10$, $K_r = 100$, simulación prolongada de $t = 100$ segundos.

Se observa que las ganancias adaptativas, tienen valores constantes, siendo estos de $\delta K_R(t) = 0.005375$ y $\delta K(t) = 0.01939$ en el final de la simulación, teniendo estos valores desde aproximadamente $t = 3.022s$, y sus previos son muy similares, salvo al inicio de la simulación, donde se tiene un valor mayor, hasta estabilizarse.

Los resultados obtenidos muestran que la combinación de MCS con un controlador basado en modelo interno es factible, y que su trabajo conjunto genera un sistema de control que permite un correcto seguimiento de la señal de referencia y un rechazo de la perturbación.

7.2.2. MCS clásico con control proporcional resonante en tiempo continuo para el Roto-imán

Con los resultados obtenidos hasta ahora se implementa un controlador proporcional resonante para el Roto-imán, considerando para ello la misma estructura de la ecuación (7.1) y con los valores de las ganancias de $K_p = 10$ y $K_r = 100$. Con este controlador en el modelo de simulación matemático se sustituye la perturbación senoidal por la del emulador de la perturbación de la planta Roto-imán descrito en la sección 5.2.4.2 y se lo procede a simular. Las ganancias escogidas han sido los valores de las ganancias de mejor seguimiento, $\alpha = 100$, $\beta = 10$. Los resultados obtenidos son mostrados en al Figura 7.17, donde se puede observar que gran parte de la perturbación ha sido eliminada, con un seguimiento correcto de la señal de referencia. La señal de control es variable y tiene valores grandes. Las ganancias adaptativas $\delta K(t)$ y $\delta K_R(t)$ tienen formas similares y centradas en cero, con un pequeño incremento en el tiempo y con forma similar a la señal de control.

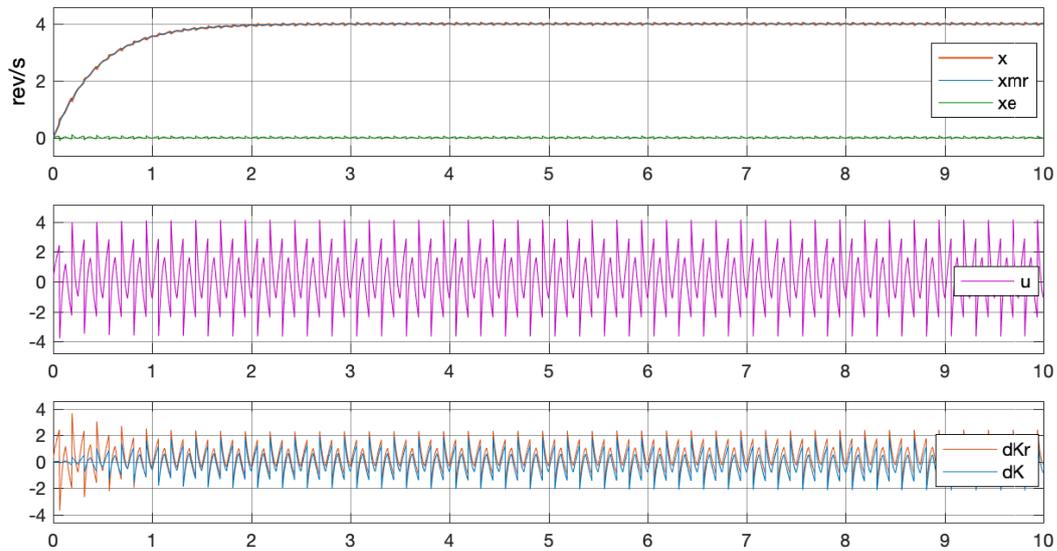


Figura 7.17: Simulación matemática de la planta Roto-imán con perturbación y MCS clásico con control proporcional resonante en la señal de control con $\alpha = 100$, $\beta = 10$, $K_p = 10$, $K_r = 100$

Para visualizar el comportamiento del sistema se realiza una simulación prolongada que se muestra en la Figura 7.18, donde se observa que el error se mantiene en el tiempo. La señal de control no se ve alterada. En tanto que en la gráfica de $\delta K(t)$ y $\delta K_R(t)$ se aprecia que van creciendo sin límite, dado que el sistema de control no puede eliminar completamente la perturbación.

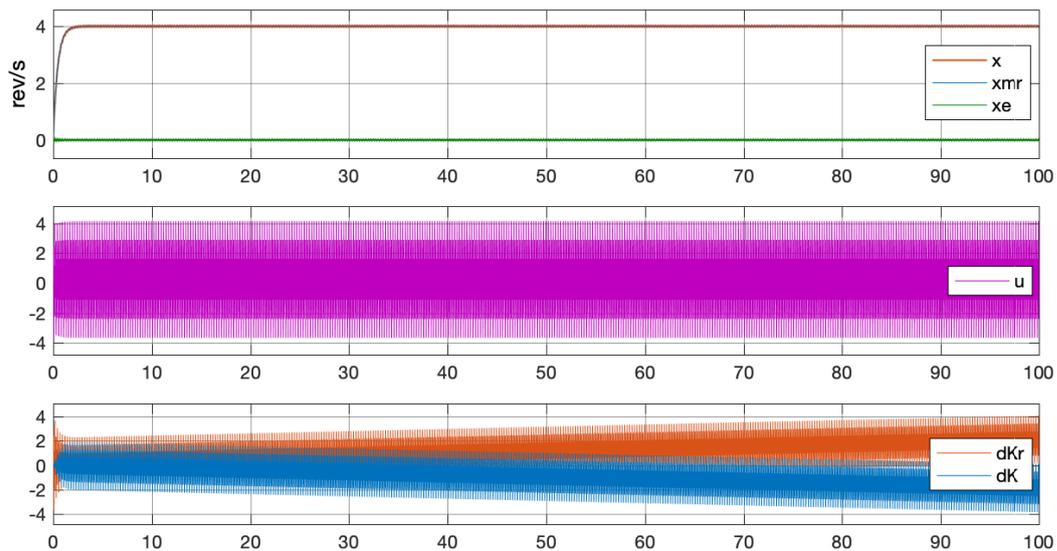


Figura 7.18: Simulación matemática de la planta Roto-imán con perturbación y MCS clásico con control proporcional resonante en la señal de control con $\alpha = 100$, $\beta = 10$, $K_p = 10$, $K_r = 100$, simulación prolongada de $t = 100$ segundos.

7.2.3. MCS clásico con control resonante con compensación de armónicos en tiempo continuo para el Roto-imán

Con todos los resultados obtenidos hasta ahora y para mejorar el rechazo a la perturbación real de la planta Roto-imán, se busca sumar otros controladores resonantes centrados en frecuencias armónicas a la fundamental de la perturbación, y así eliminar más componentes de esta.

Para ello se implementa un controlador proporcional resonante con compensación de armónicos, con la estructura mostrada en la ecuación (2.36), considerando armónicos pares e impares, llegando hasta el onceavo armónico. Este controlador está centrado en la frecuencia de la perturbación de la planta Roto-imán, y con las ganancias utilizadas previamente de $K_p = 10$ y $K_r = 100$. El diagrama de Bode del controlador PRHC a ser utilizado es mostrado en la Figura 7.19.

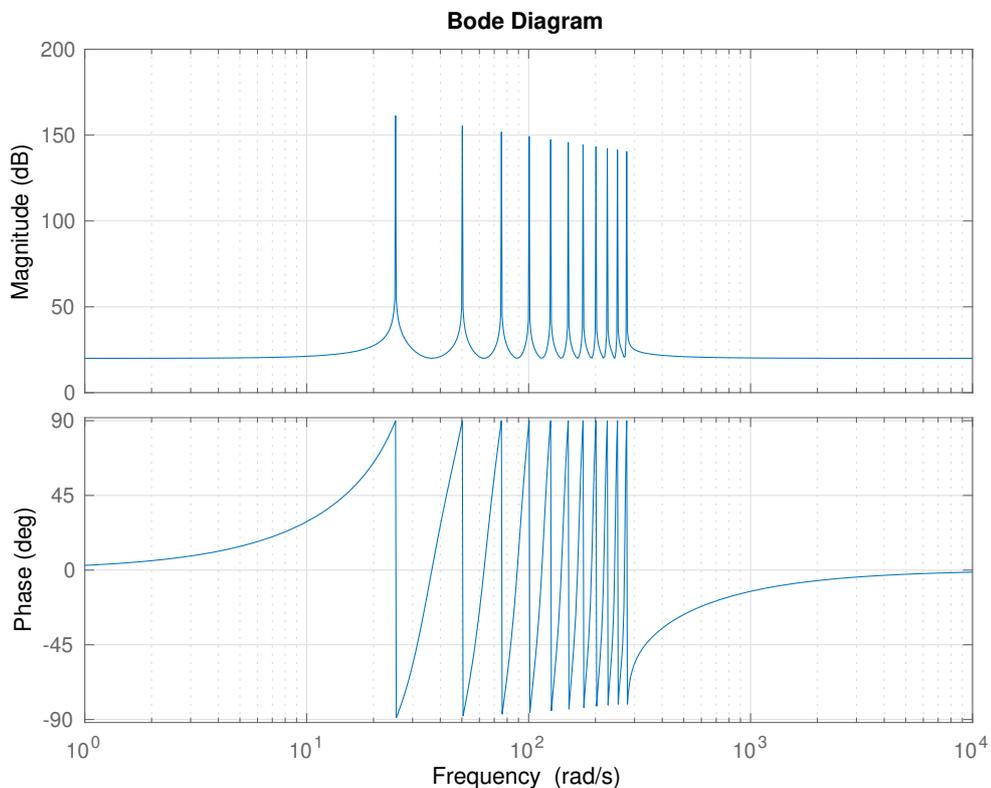


Figura 7.19: Diagrama de Bode del Controlador Proporcional Resonante con Compensación de Armónicos hasta el onceavo armónico y con ganancias de $K_p = 10$ y $K_r = 100$.

Este controlador es montado en el modelo de simulación matemático del Roto-imán con la emulación natural de la perturbación y se procede a simular el sistema con ganancias de $\alpha = 100$ y $\beta = 10$ para MCS clásico. Los resultados obtenidos de la simulación son mostrados en la Figura 7.20. En la primera gráfica se observa un correcto seguimiento de la señal de referencia, donde se observa también un error de seguimiento muy pequeña cercana a cero. La señal de control generada por MCS se ha reducido notablemente como se observa en la segunda gráfica. En tanto que las ganancias $\delta K(t)$ y

$\delta K_R(t)$ mostradas en la tercera gráfica, también se han visto reducidas y sus valores tienen variaciones pero no tienen crecimiento a la deriva, y estos varían en el tiempo entre positivos y negativos, pero centrados en cero.

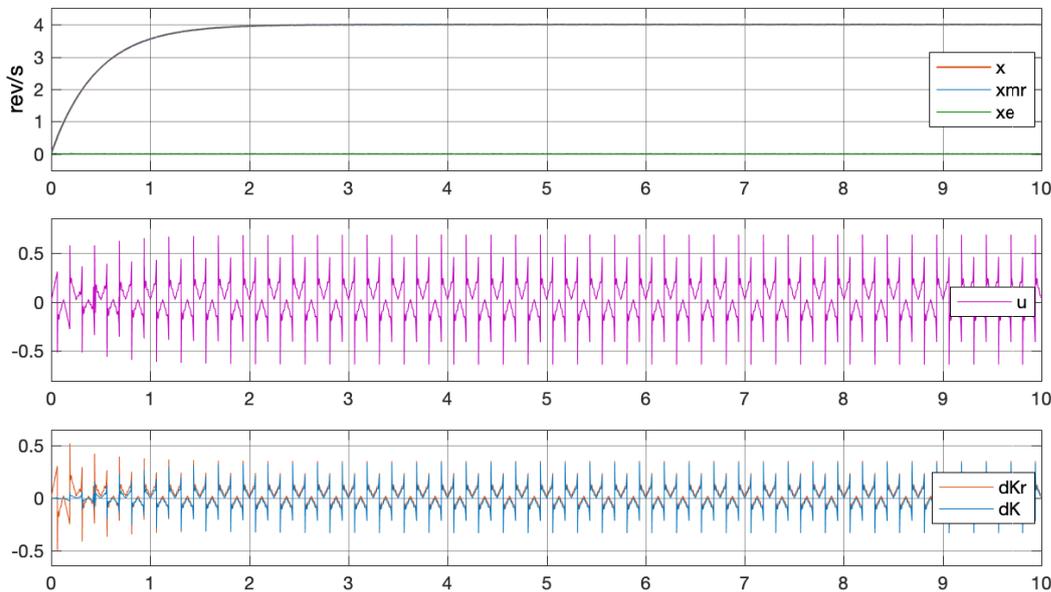


Figura 7.20: Simulación matemática de la planta Roto-ímán con perturbación y MCS clásico con control PRHC en la señal de control con $\alpha = 100$, $\beta = 10$, $K_p = 10$, $K_r = 100$.

Una ampliación de la señal de error es mostrada en la Figura 7.21, donde se observa que es muy pequeña y se evidencia la eliminación de la perturbación casi por completo, y que muestra el correcto funcionamiento del PRHC y su mejora frente al controlador proporcional resonante analizado previamente. El error de seguimiento presente es menor a $\pm 0.01 \text{ rev/s}$.

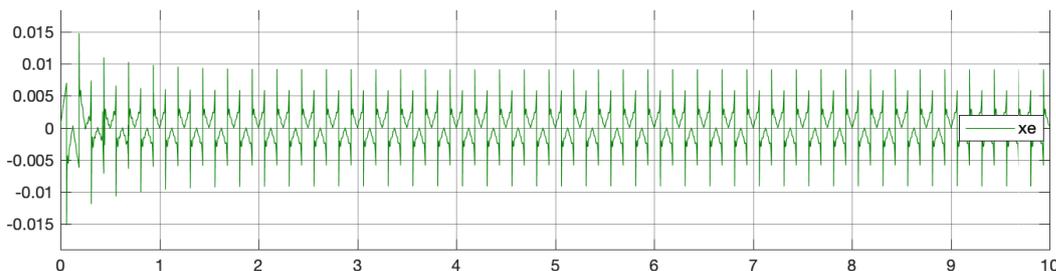


Figura 7.21: Señal de error en la salida de la planta Roto-ímán con perturbación y MCS clásico con control PRHC en la señal de control y $\alpha = 100$, $\beta = 10$, $K_p = 10$, $K_r = 100$.

Para observar si el sistema no tiene problemas al transcurrir el tiempo se realiza una simulación prolongada del sistema durante 100 segundos. Los resultados obtenidos se presentan en la Figura 7.22. Aquí se puede apreciar que las ganancias adaptativas no tienen un crecimiento a la deriva, teniendo un sistema estable. Por otro lado la señal de error es pequeña y que la señal de control generada por MCS tiene las mismas características en el tiempo.

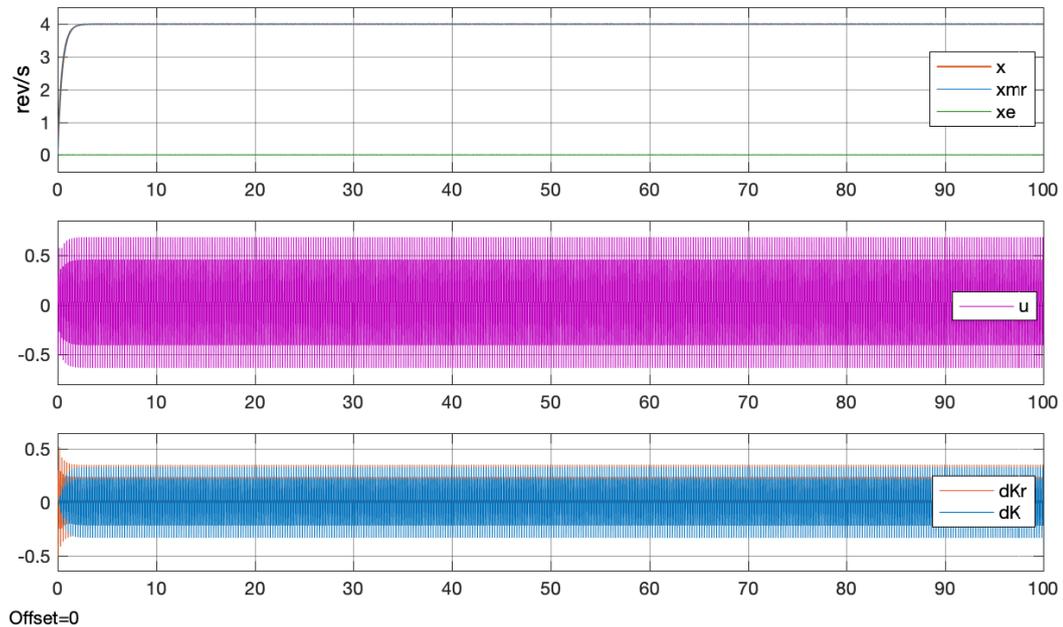


Figura 7.22: Simulación matemática de la planta Roto-ímán con perturbación y MCS clásico con control PRHC en la señal de control con $\alpha = 100$, $\beta = 10$, $K_p = 10$, $K_r = 100$, simulación prolongada de $t = 100$ segundos.

Estos resultados muestran que el control resonante con compensación de armónicos es totalmente compatible con MCS, lo que permite combinar sus características, obteniendo un correcto seguimiento de la señal de referencia, rechazando a la vez la perturbación presente en la planta. Las ganancias $\delta K(t)$ y $\delta K_R(t)$ mostradas en la tercera gráfica, también se han visto reducidas en sus valores y sus valores, los varían en el tiempo entre positivos y negativos, pero centrados en cero.

7.2.4. MCS clásico con control repetitivo en tiempo discreto para el Roto-ímán

Y aunque la perturbación se atenuado notablemente hasta ahora, no se ha podido eliminar por completo con el controlador resonante con compensación de armónicos, por las múltiples componentes armónicas de la perturbación. Una alternativa del modelo interno es el controlador repetitivo. Con este controlador se buscará tener todas las componente armónicas y de esta forma rechazar en mayor medida la perturbación y disminuir así el error aún mas.

Para ello se diseña un controlador repetitivo simple mostrado en la Figura 2.13.(b), basado en retardos, para lo cual se escoge un periodo de la señal T_p de 0.25 segundos, esto debido a que la velocidad de referencia para el eje del motor será de 4 *rev/s*. Considerando una frecuencia de muestreo f_s , de 20 *KHz*, se tiene que $N = 5000$. Con estos parámetros se construye un control repetitivo digital, que es ubicado en la misma posición mostrada en la Figura 7.11 para el control resonante. El controlador es montado en el modelo de simulación matemático del Roto-ímán con la emulación natural de la perturbación y se procede a simular el sistema con ganancias de $\alpha = 100$ y $\beta = 10$ para MCS clásico. En la Figura 7.23 se muestra la simulación del sistema, dónde se puede apreciar que el sistema funciona correctamente teniendo un acoplamiento perfecto entre MCS y el Control Repetitivo, lo que provoca un fiel seguimiento de la señal de referencia y el rechazo de la perturbación. La señal de control generado por MCS es mostrada en la segunda gráfica, y tiene inicialmente forma similar a la del control resonante,

y luego pierde la forma y con presencia de picos, que se van extinguiendo en el tiempo hasta ser una señal continua de valor constante. Un comportamiento similar tienen las ganancias adaptativas $\delta K(t)$ y $\delta K_R(t)$ mostradas en la tercera gráfica, siendo estas al final de valor constante, que muestran el perfecto desempeño del controlador repetitivo.

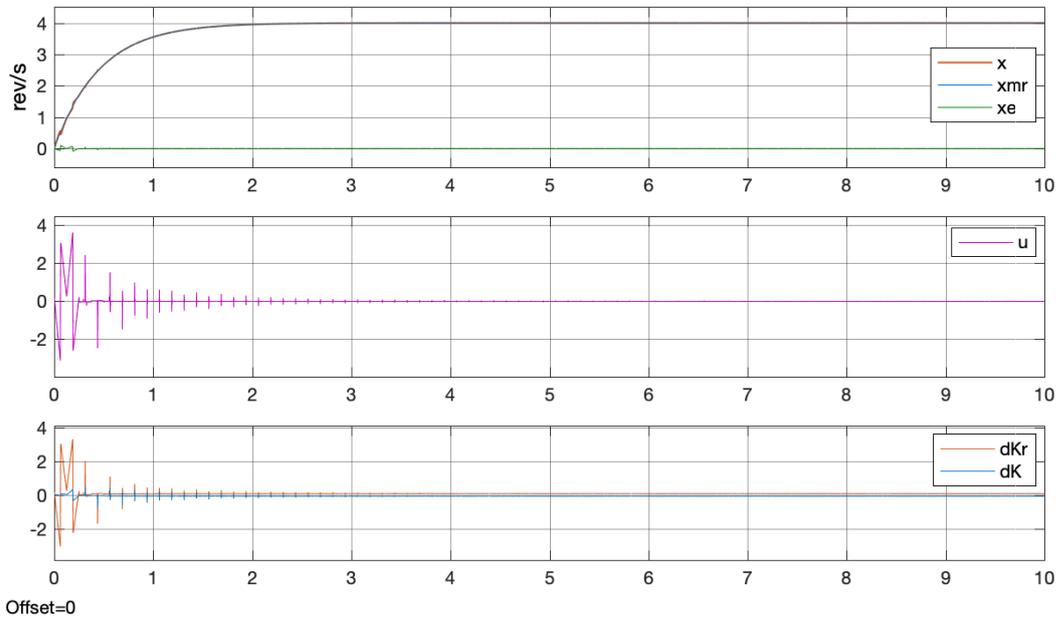


Figura 7.23: Simulación matemática de la planta Roto-imán con perturbación y MCS clásico con Control Repetitivo en la señal de control con $\alpha = 100$, $\beta = 10$, $N = 5000$.

Una ampliación del error de seguimiento presente en el sistema se muestra en la Figura 7.24, el cual presenta un error inicial de 0.1 rev/s , y luego va disminuyendo, para después tener la presencia de picos que también van desapareciendo conformen avanza el tiempo, hasta tener un error menor a $\pm 0.001 \text{ rev/s}$ al final de la simulación.

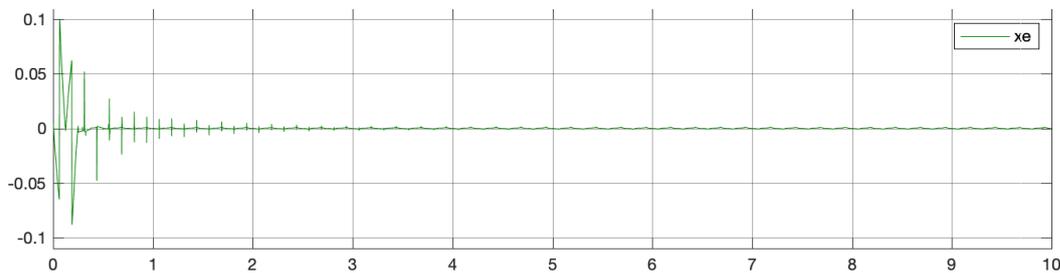


Figura 7.24: Señal de error en la salida de la planta Roto-imán con perturbación y MCS clásico con Control Repetitivo en la señal de control con $\alpha = 100$, $\beta = 10$, $N = 5000$.

El error presente al final de la simulación este menor en un factor de 10 con respecto al controlador PRHC, lo cual muestra la efectividad del control repetitivo al momento de rechazar perturbaciones periódicas, por su

La señal de control que ingresa a la planta se muestra en la Figura 7.25, donde se puede apreciar tiene una

variación en el tiempo, siendo de valor pequeño.

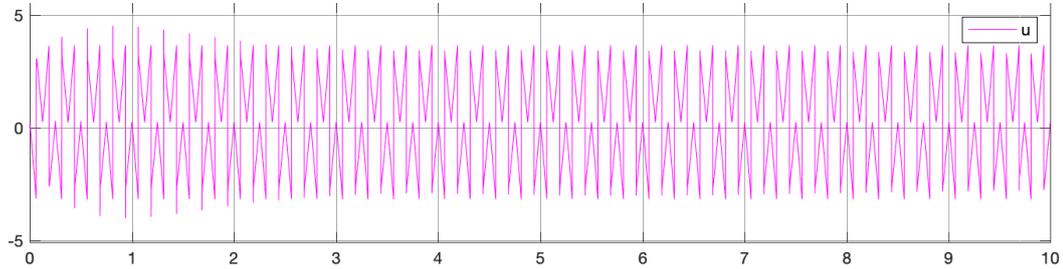


Figura 7.25: Señal de control total del sistema en la entrada de la planta Roto-ímán con perturbación y MCS clásico con Control Repetitivo en la señal de control con $\alpha = 100$, $\beta = 10$, $N = 5000$.

Para observar que el sistema no presenta problemas de estabilidad, se realiza una simulación prolongada que es mostrada en la Figura 7.26. Como se puede ver

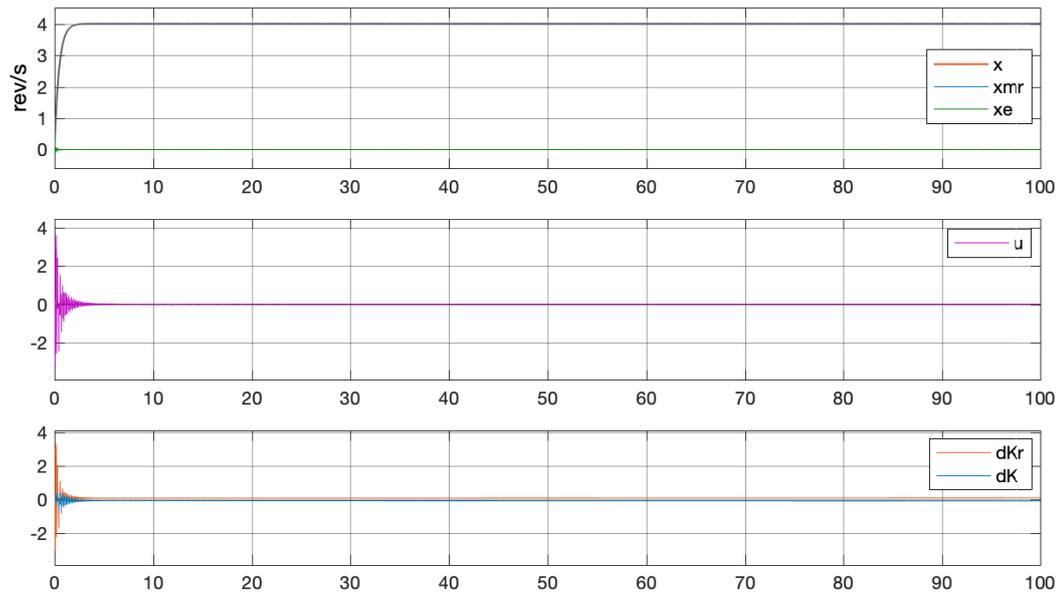


Figura 7.26: Simulación matemática de la planta Roto-ímán con perturbación y MCS clásico con Control Repetitivo en la señal de control con $\alpha = 100$, $\beta = 10$, $N = 5000$, simulación prolongada de $t = 100$ segundos.

Estos resultados obtenidos con el controlador repetitivo muestran su efectividad al momento de rechazar la perturbación por contar con todos los armónicos, y con su característica de simple de construcción, lo cual permite implementación con MCS, dando una nueva alternativa a los sistemas de control, con plantas bajo estas características.

Capítulo 8

Conclusiones

8.1. Introducción

En este capítulo se recogen las conclusiones obtenidas en los desarrollos teóricos, simulaciones y prácticos-experimentales, mostrados en los capítulos 2, 3, 4, 5, 6 y 7, entorno a las temáticas desarrolladas y a MCS. Esta descripción de contribuciones constituirán el legado de esta tesis doctoral.

También se presentan posibles propuestas de trabajos futuros, que con el conocimiento adquirido, serán los nuevos desafíos de desarrollo, tanto del autor, de sus tutores, como de investigadores alrededor de la técnica de Control Adaptativo, y en especial de los que se enfocan en MRAC, y a la alternativa de síntesis de controlador mínima.

Por último al final de este capítulo se presentan las publicaciones desarrolladas, donde se han plasmado los avances y desarrollos de esta tesis doctoral.

8.2. Contribuciones de la Tesis

Para establecer de mejor forma las contribuciones de la tesis, se irán describiendo a continuación los aportes más importantes que se realizaron en los diferentes capítulos de acuerdo a como fueron presentados.

8.2.1. Estado del arte

Como punto de partida, se ejecuto una recopilación de información en torno a técnicas de control utilizadas para plantas con incertidumbre y sujetas a perturbaciones. Dada la cantidad de información encontrada se realizo un ordenamiento, buscando por un lado las técnicas más utilizadas y, por otro, dar prioridad a las técnicas necesarias para el desarrollo de este trabajo.

Bajo este contexto, y dado que las técnicas utilizadas son comunes para la estabilidad y desempeño de plantas con presencia de incertidumbre y perturbación, en la recopilación de información, se puso más énfasis y se enfoco al estudio de la planta de laboratorio **Roto-imán** y al **Inversor basado en LCL**. Esto es debido a que se cuenta con el equipo de laboratorio Roto-imán, en el Laboratorio de Control Automático de la Universidad Politecnica de Cataluña; y, por otro lado, dado los avances en las Toolbox de Matlab/Simulink, se tiene la posibilidad de simular de forma matemática, promediada y conmutada al Inversor basado en LCL, con lo cual se abre la posibilidad de implementar la técnica a futuro de forma

real sin dificultades, si se ejecutan bajo los mismos criterios con los que se trabaja en el Roto-imán, es decir, mediante simulación primero hasta verificar el correcto funcionamiento y luego su constatación en la planta al programar los dispositivos, mediante la misma herramienta.

Del estado del arte se destaca que las técnicas basadas en el principio de modelo interno, como el control resonante y el control repetitivo, son mayoritariamente utilizados para mitigar o eliminar las perturbaciones periódicas. Son pocos los estudios de robustez realizados con respecto a la variación de la inductancia de red, como trabajos de controladores robustos para dar solución a la variación paramétrica. Se tienen muchos trabajos alrededor de inversores trifásicos y muchos de ellos ejecutados con cambios de referencia, utilizando para ello controladores clásicos como el controlador proporcional integral. Existen también desarrollos en el ámbito del espacio de estados. Además, es notorio que son pocos los trabajos desarrollados en el ámbito del control adaptativo con respecto a los inversores.

La recopilación de la información, su ordenamiento y presentación en el Estado del Arte, así como su análisis, es una contribución importante, que genera un buen punto de partida a las personas e investigadores que tienen interés en lo referente a plantas con incertidumbre y sujetas a perturbación, mostrando una base de alrededor de ciento diez trabajos citados de las técnicas de control, entre artículos científicos y textos, mostrando brevemente los aspectos más importantes de estos. Es evidente que esta base de citas podrá llevar a la revisión de más artículos circundantes, dependiendo del interés del lector.

8.2.2. Estudio de Inversor basado en LCL

En el capítulo 3, se realiza un estudio detallado del Inversor basado en LCL, partiendo de su estructura y mostrando sus bloques, seguido del modelo matemático del mismo, el mismo que permite obtener la función de transferencia entre la corriente de salida del inversor y el voltaje proveniente de una fuente de energía renovable. Esta es la más utilizada en la bibliografía, porque permite controlar mejor los parámetros de calidad de la corriente entregada a la red. Luego se presenta la representación del punto de conexión del inversor mediante la Impedancia de Red, y se muestra como esta inductancia sufre una variación en función del punto de conexión, generando a su vez una incertidumbre y una incidencia en los parámetros de la planta, lo cual genera un problema de robustez. Se aborda la ventaja de utilizar un filtro LCL, como también su problemática de pico de resonancia y estabilidad. Hasta aquí, se constituye un aporte importante para estudiantes de grado y posgrado, dado que se dan a conocer los pasos y la bibliografía alrededor.

Ya con esta base se muestra la estructura de control del inversor LCL y el modelo de lazo cerrado para controlar y simular el sistema. Se construyen tres controladores: un Controlador Loop Shaping y dos controladores robustos, un Controlador H_∞ y un Controlador μ -Síntesis. Con cada uno de ellos se muestra los pasos a seguir, las herramientas utilizadas para su diseño, y las simulaciones obtenidas con los controladores construidos. Se cierra la temática con un análisis de estabilidad robusta, basado en μ -Síntesis, para determinar la robustez de los controladores ante la variación paramétrica del Inversor Basado en LCL, por la variación de la impedancia de red. Este aporte es importante, para los estudiantes de cursos avanzados de control dictados en grado y posgrado, y son válidos para ser implementados con los valores expuestos, para luego ser analizados, modificados y mejorados. Además, dada la forma en cómo se ha expuesto la temática, permite construir controladores de este tipo, para otras plantas.

Desde el punto de vista de este trabajo, esta capítulo permite tener los puntos de partida para el desarrollo de MCS para el inversor LCL, así como observar las prestaciones MCS en relación con la de los controladores lineales diseñados.

8.2.3. MCS

Inicialmente se presenta un estado del arte referente a control adaptativo por modelo de referencia con síntesis de controlador mínima, mostrando los hitos más importantes. Luego con este levantamiento bibliográfico, se da a conocer el algoritmo de MRAC en el cual se basa el desarrollo de MCS en tiempo continuo, y el estudio de robustez del algoritmo de MCS en tiempo continuo. A continuación se presenta el algoritmo de MCS en el ámbito de tiempo discreto, junto con el problema del retardo asociado. Una variante de MCS que incorpora la acción integral es descrito en tiempo continuo, junto con su estudio de robustez. En base a este variante, se muestran los algoritmos de proyección paramétrica para MCS con acción integral, tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto. La descripción de los algoritmos de MCS, como sus variantes tanto en tiempo continuo y discreto, basada en la recopilación bibliográfica, es un aporte significativo para quienes se inicien en el ámbito de la técnica.

8.2.4. Implementación de MCS para el Roto-ímán y el Inversor basado en LCL

En este capítulo se tienen mayoritariamente los desarrollos efectuados de MCS, y por ende los aportes, que se han presentado en artículos científicos, los mismo que se describen en el capítulo final. Dado que en este capítulo es extenso, se lo dividirá, para mostrar de mejor forma los aportes.

8.2.4.1. MCS en tiempo continuo para el Roto-ímán

Se muestra de forma completa y detallada la implementación MCS en tiempo continuo para la planta de laboratorio Roto-ímán, mostrando la obtención de la forma canónica controlable, el modelo de referencia, como el modelo de simulación, donde se muestran todos los bloques y la estructura de implementación del algoritmo de MCS, junto con la forma de cálculo de los componentes. Luego de la experimentación matemática mostrada en MCS en tiempo continuo sin perturbación, se determina que la precisión en el seguimiento en el arranque, depende del valor de las ganancias α y β , y su valor dependerá de las condiciones de funcionamiento y desempeño de la planta a controlar. También se observa que las ganancias adaptativas tienen un crecimiento inicial, y luego tienen un comportamiento constante, estabilizándose en un valor fijo mientras aumenta el tiempo; al aumentar las ganancias α y β la estabilización en un valor fijo es mucho más rápido.

Además, conforme el tiempo de simulación aumenta, se evidencia el poder de MCS en tiempo continuo en el seguimiento del modelo de referencia, pues cada vez el error x_e tiende a cero, de acuerdo a las demostraciones matemáticas presentadas en el capítulo 4, donde se mostró que converge asintóticamente a cero.

Se construye un modelo que emula la perturbación presente en el Roto-ímán, basado en la combinación de diferentes ondas, que se incorpora al modelo de simulación matemático, para poder observar el comportamiento de MCS en tiempo continuo al tener una perturbación periódica en el tiempo. Se detecta que el error entre la planta y el modelo de referencia, también es constante y no tiende a cero cuando se tiene esta perturbación periódica. También se determina que la magnitud del error está estrictamente relacionada con los valores de α y β .

8.2.4.2. MCS en tiempo discreto para el Roto-ímán

De igual forma que en tiempo continuo, se desarrolla el modelo de referencia en tiempo discreto para la planta Roto-ímán, y se implementa en tiempo discreto un modelo de simulación matemático con perturbación. Numéricamente los resultados obtenidos en las diferentes simulaciones muestran un

correcto funcionamiento del algoritmo de control en lazo cerrado en tiempo discreto, realizando un correcto rechazo de la perturbación externa. De acuerdo a lo observado el incremento α y β permite al algoritmo de control adaptarse en un menor tiempo al sistema, teniendo un menor error inicial. Sin embargo, esto no significa que se puede incrementar indiscriminadamente los valores de α y β , puesto que el sistema inestabilizará. Bajo esta consideración, α y β deberán ir aumentando hasta encontrar un equilibrio entre la velocidad de adaptación y el error inicial permitido, de acuerdo a la dinámica deseada.

Por otro lado, desde el punto de vista práctico-experimental en el laboratorio en la planta Roto-imán, se observa que el algoritmo de MCS funciona correctamente, generando resultados muy similares a los matemáticos, mostrando su validez práctica.

Se ejecuta un estudio de la atenuación de perturbaciones periódicas para MCS y los resultados se han comparado con los proporcionados por un controlador repetitivo, basado en el principio del modelo interno. Del examen de los mismos se ha podido deducir que, si bien las especificaciones del repetitivo superan ampliamente a las del MCS cuando se trabaja a la frecuencia nominal para el cual está diseñado, no sucede lo mismo cuando ésta varía. En ese caso el control MCS supera claramente al control repetitivo sin necesidad de realizar ningún tipo de modificación especial en la acción de control, confirmando las características de robustez del mismo. Estos avances han sido reportados en el artículo [153], como se detalla en el siguiente capítulo. Además de los aportes mencionados, se presenta un estudio de la robustez de MCS en tiempo discreto ante variación paramétrica de la planta Roto-imán.

Para ello se estructuró una metodología de variación paramétrica para el Roto-imán implementada en un modelo de simulación. Luego de las diferentes simulaciones se observa la robustez de MCS en los resultados. Para corroborar estos resultados teóricos se ejecutan otros experimentos en el laboratorio en la planta roto-imán y se constata de forma práctica experimental, que el algoritmos de MCS mantiene su performance. En este análisis de robustez, los valores de α , β se disminuyen con el objetivo de soportar mas perturbación al algoritmo y así ganar robustez, aún a costa de perder algo de precisión en el arranque, un compromiso a tener siempre en cuenta. Estos resultados obtenidos de MCS de perturbación y robustez han sido comparados con los de un controlador repetitivo construido para el efecto.

8.2.4.3. MCS en tiempo continuo para el Inversor LCL

Basados en los desarrollos de MCS en el Roto-imán se ejecuta los desarrollos para el inversor basado en LCL. Se muestra el desarrollo completo de la estructuración de la forma canónica controlable del inversor, junto las variables de estado escogidas.

Se determina la observabilidad y controlabilidad del inversor LCL mediante el desarrollo matemático de acuerdo a la bibliografía existente. Luego se presenta una metodología para la estructuración e implementación del modelo de referencia, que contiene las características de desempeño deseadas y que quiera establecer el diseñador, y que además permita obtener los diferentes estados con sus características deseadas, algo no reportado en la documentación científica revisada. Esta forma de establecer el modelo de referencia es indistinta del orden del sistema a controlar.

Por otro lado se presenta la normalización del sistema para el inversor LCL, un aporte importante dado que los valores de los elementos que conforman el filtro LCL son pequeños frente amplitudes muy grandes de los estados, evitando así cálculos y simulaciones complejas.

Otra aportación relevante es la implementación de un observador de estados completo, que permite tener los estados inaccesibles y que físicamente son imposibles de medir, y que a la vez, bajo las características

de diseño, permiten el funcionamiento y la fusión con MCS. Esta técnica tampoco se reporta en los documentos bibliográficos. Este desarrollo demanda ejecutarlo bajo las consideraciones establecidas y de acuerdo al diagrama detallado, que se presenta como observador de estados de orden completo para el inversor basado en LCL, y que al ser simulado, presenta un correcto funcionamiento.

Luego se implementa un modelo de simulación matemático sin perturbación, en el cual se implementa MCS en tiempo continuo, el modelo de referencia, la normalización del sistema y la planta en forma canónica controlable. Bajo este modelo de simulación se presentan las primeras simulaciones y el funcionamiento de MCS para un Inversor basado en LCL, un sistema de tercer orden, que vale la pena recalcar. Con los valores de las ganancias adaptativas y los valores de Q , P y C_e , y de acuerdo a la metodología seguida para el Roto-imán, se procede a implementar un modelo de simulación con perturbación, que emula la perturbación de la red eléctrica a la que se conectará el inversor, propia del sistema y del modelado matemático. Bajo estas condiciones de simulación, se ejecutan varias simulaciones, hasta obtener los valores de MCS, que muestren las mejores prestaciones en cuanto a seguimiento del modelo de referencia.

Con todo este conocimiento se procede a generar un modelo de simulación matemático, que contenga además el observador de estados de orden completo, y se pone en funcionamiento del sistema basado en los estados observados, un aporte considerable dado la dificultad que involucra este proceso. Este modelo matemático es el precursor del modelo promediado que se desarrolla de MCS para el inversor LCL, donde se simula el filtro LCL con elementos propios de la Toolbox Simscape de Matlab/Simulink, para estos dispositivos. Se ajustan los valores de MCS, y se tiene un correcto funcionamiento. Por último se desarrolla un modelo conmutado, donde se incluye un puente completo para el convertidor, constituido por IGBTs, pensando que el sistema debe implementarse con estos dispositivos. Aquí se tiene un funcionamiento correcto de MCS en tiempo continuo, y se obtienen los resultados buscados.

Parcialmente estos aportes, han sido reportados en el artículo científico [154], como se detalla en el siguiente capítulo.

8.2.4.4. MCS en tiempo discreto para el Inversor LCL

Con todos los resultados positivos obtenidos y bajo la metodología seguida se establece un modelo de simulación matemático, en el cual se implementa MCS en tiempo discreto, para valorar el algoritmo y establecer sus ganancias adaptativas. Se obtienen así los primeros resultados de MCS en tiempo discreto aplicados a un inversor basado en LCL. Para esto se realizó un modelo de simulación, donde se presenta la implementación del modelo de referencia, en base a una discretización de forward Euler.

Con estos resultados se implementa un modelo de simulación con perturbación con MCS en tiempo discreto y se obtienen resultados que son mejorados con el ajuste de las ganancias α y β , llegando a tener un correcto seguimiento del modelo de referencia. Con todos estos resultados positivos se procede a incorporar el observador de estados, y al igual que antes se obtienen un funcionamiento correcto del sistema.

Así se procede a realizar otra contribución, que es la implementación de un modelo promediado del inversor LCL con MCS en tiempo discreto, que luego de los resultados satisfactorios obtenidos, dan paso a la implementación de un modelo conmutado, muy cercano al sistema real de implementación, obteniéndose valores excelentes desde el punto de simulación, que abren la posibilidad de la implementación real, como en el caso del Roto-imán.

En este recorrido de los diferentes modelos de simulación y de cara a la mejora de los resultados en la

simulación se van realizando consideraciones sobre el procedimiento de selección de los valores de α , β , Q y P , y por ende de C_e .

8.2.5. MCS clásico con proyección paramétrica

Al tener proyección paramétrica en MCS, se observa que el crecimiento de las ganancias adaptativas de forma ilimitada, que se observó en el capítulo 5, se supera, y se garantiza por simulación y de forma práctica experimental, que el sistema no perderá estabilidad, por esta causa.

Se observa en el Roto-imán que la proyección paramétrica evita que MCS siga incrementado sus ganancias para tratar de eliminar a la perturbación, sin causar inestabilidad. Estos resultados son verificados de forma práctica en la Planta Roto-imán y como era de esperarse se reproducen resultados similares, teniendo ganancias dentro de márgenes de ganancia establecidos y con un seguimiento promedio de la velocidad de la planta fiel a la referencia y con la presencia de la perturbación atenuada que MCS no puede eliminar.

El mismo efecto se da cuando se implementa proyección paramétrica en el inversor basado en LCL, donde el trabajo mostrado ahora es en un sistema de tercer orden, lo que implica realizar la limitación de ganancias adaptativas y de integración de cada estado. Se incluyó una perturbación senoidal en el inversor LCL, y se muestra en los resultados obtenidos como la proyección paramétrica limita el crecimiento a la deriva de las ganancias adaptativas y mantiene al sistema estable.

8.2.6. MCS clásico con Modelo Interno

En esta línea se realiza un significativo e interesante aporte, donde se muestra como las técnicas de modelo interno pueden sumarse a MCS, para tener un correcto seguimiento de la señal de referencia y el rechazo de perturbaciones periódicas.

Primero se evaluó un controlador resonante, teniendo como primer reto rechazar una onda senoidal que se incluyó en el modelo de simulación. En este proceso se determinó su ubicación dentro de la estructura de MCS y fuera de ella, observándose mejores resultados y menores esfuerzos de MCS, cuando se ubica en la entrada de la planta. Al poder rechazar el sistema la perturbación se observa que las ganancias adaptativas no tienen crecimiento a la deriva.

Al incluir el emulador de la perturbación del Roto-imán se observa que el rendimiento disminuye. Para mejorar el rechazo de la perturbación se implementa un controlador resonante con compensación de armónicos en tiempo continuo, considerando hasta el armónico onceavo. Este controlador elimina la perturbación emulada, con valores de las ganancias adaptativas variables dentro de una franja, sin presentar crecimiento ilimitado.

Esto animó a implementar luego un controlador repetitivo en tiempo discreto mostrando un desempeño excelente, pues la perturbación es eliminada, y las ganancias adaptativas son constantes, y de valor muy pequeño, similares a cuando no se tiene perturbación.

De esta forma se mostró que los controladores de modelo interno pueden amalgamarse con MCS como un solo sistema de control, que proporcionan al sistema a controlar excelentes características de desempeño.

8.3. Propuestas de trabajos futuros

De acuerdo a los avances desarrollados y el conocimiento adquirido, se proponen los siguientes trabajos a ser ejecutados en el ámbito de MCS. Estos trabajos involucran primero diseños teóricos y simulación matemática, para su posterior experimentación en plantas reales.

El primer trabajo que se plantea, y en el que ya se cuenta con el diseño mostrado en el Capítulo 5, es la implementación del Inversor basado en LCL monofásico, utilizando como controlador a MCS. Este trabajo abre la posibilidad al diseño e implementación de un Inversor basado en LCL trifásico utilizando como controlador MCS.

De acuerdo a los desarrollos planteados y la experimentación llevada a cabo en el Capítulo 5, todo ello sugiere la viabilidad de futuras propuestas de esquemas de control para que combinen acción adaptativa con principio de modelo interno para afrontar situaciones en las cuales la planta a controlar esté sometida a perturbaciones periódicas y a la vez presente parámetros inciertos o variantes en el tiempo.

Ejecutar un observador de estados reducido, para obtener los estados inaccesibles, y de esta forma optimizar los elementos necesarios para la implementación de MCS para el Inversor.

Estructurar un modelo basado en la corriente del lado de la fuente renovable i_i , y diseñar nuevamente el sistema para el inversor LCL, y determinar las ventajas y desventajas, como el desempeño que tuviera MCS, bajo esas características.

La combinación de la proyección paramétrica en MCS y modelo interno en sistemas que tengan problemas de seguimiento y sometidos a perturbación periódica, es un reto interesante, más aun si se los implementa.

Dadas las características de seguimiento y su velocidad de adaptación de MCS, genera la posibilidad de ser el sistema de adaptación del tiempo de muestreo de un controlador repetitivo mediante MCS, esto cuando el periodo de la señal de perturbación periódica varía levemente, y lograr controladores repetitivos centrados en la frecuencia de la perturbación. Bajo esta misma característica, permite la aplicación de MCS en la robótica, mecatrónica, sismología, y otras áreas donde son requeridos controladores rápidos y con correcto seguimiento de la referencia.

A los proponentes de esta tesis doctoral les queda pendiente la publicación de artículos científicos sobre los avances desarrollados en el ámbito del modelo de referencia y la proyección paramétrica para el inversor LCL, como también los avances de MCS con modelo interno en las plantas desarrolladas.

8.4. Publicaciones derivadas de la Tesis

En esta sección se describen las publicaciones derivadas de esta tesis doctoral, considerando una subsección para cada una de ellas. Estas subsecciones tienen el título del artículo correspondiente, y se realiza una breve descripción, dando a conocer su referencia bibliográfica, y sus identificadores bibliográficos.

Estas publicaciones son mostradas con la misma cronología con la que se presentaron en los diferentes eventos: simposio, seminario, congresos y journal. Los trabajos muestran la evolución de los desarrollos de MCS tanto de forma práctica y/o mediante simulación, mostrando los desafíos y los aportes a la técnica.

8.4.1. Revisión de control adaptativo por modelo de referencia con síntesis de controlador mínima y aplicación al control de velocidad de un motor DC

La referencia bibliográfica para este trabajo es:

C. Larco, R. Costa-Castello y Josep M. Olm, “Revisión de control adaptativo por modelo de referencia con síntesis de controlador mínima y aplicación al control de velocidad de un motor DC”, en *Proceedings del XIV Simposio CEA de Ingeniería de Control*, pp. 48-55, Marzo 2016.

En este artículo se revisan los aspectos básicos del Control Adaptativo por Modelo de Referencia con Síntesis de Controlador Mínima, tanto en su versión de tiempo continuo como en la de tiempo discreto. A su vez, se ilustran sus principales características de funcionamiento a partir del control de velocidad de un motor DC con parámetros inciertos sometido a perturbaciones periódicas, para el cual se aportan resultados numéricos y experimentales. En la Sección 1 se tiene la Introducción, donde se da una breve reseña de los hitos más importantes de MCS hasta esa fecha. En las Secciones 2 y 3 se exponen los algoritmos MCS de tiempo continuo y tiempo discreto, respectivamente, mientras que los resultados de simulación y experimentales se recogen en la Sección 4. En esta se construye en primer lugar un modelo de simulación matemático de un MCS en tiempo discreto, considerando un sistema sin variación paramétrica, para de esta forma poder encontrar las ganancias adaptativas que pongan en funcionamiento al sistema. Una vez en funcionamiento, se incorpora variación paramétrica y perturbación a la salida del sistema para observar la estabilidad y robustez de MCS en tiempo discreto, y una vez concluida esta fase se procede a implementar un MCS en tiempo discreto de forma real para el control de un motor de corriente continua que muestra parámetros inciertos y está sometido a perturbaciones periódicas. Para ello se recogieron los desarrollos de MCS para la planta Roto-imán, mostrados en la sección 5.2.7.1. Finalmente, las conclusiones se presentan en la Sección 5.

Este documento fue presentado y aceptado en el **XIV Simposio CEA de Ingeniería de Control**, realizado en la Universidad de La Rioja, en la ciudad de Logroño, en La Rioja, España, entre el 10 y 11 de marzo de 2016, y se encuentra dentro de las “*Actas del XIV Simposio CEA de Ingeniería de Control*”, que tiene ISBN: 978-84-608-6051-8, y se encuentra en las páginas de la 48 a la 55.

Cabe resaltar, que el artículo fue realizado gracias al apoyo de la Secretaría Nacional de Educación Superior, Ciencia y Tecnología e Innovación del Ecuador (SENESCYT), a la Universidad de Cuenca, y a los proyectos DPI2013-41224-P y DPI2015-69286-C3-2-R del Ministerio de Educación de España y 2014 SGR 267 de la agencia AGAUR de la Generalitat de Catalunya.

8.4.2. Atenuación de perturbaciones periódicas mediante control MRAC con síntesis de controlador mínima

La referencia bibliográfica para este trabajo es:

C. Larco, R. Costa-Castello y Josep M. Olm, “Atenuación de perturbaciones periódicas mediante control MRAC con síntesis de controlador mínima”, en *XXIII Seminario anual de automática, electrónica industrial e instrumentación*, pp. 67-73, Julio 2016.

En este artículo se revisan los aspectos básicos del Control Adaptativo por Modelo de Referencia con Síntesis de Controlador Mínima y se valora su aplicabilidad al seguimiento/rechazo de perturbaciones periódicas en sistemas lineales, a partir de un estudio comparativo de las prestaciones proporcionados por un controlador de este tipo y un controlador repetitivo, diseñados ambos para regular la velocidad de un motor DC sometido a perturbaciones periódicas. El estudio se apoya en resultados experimentales.

Este artículo está dividido en cuatro secciones. En su Sección I, denominado Introducción, como punto de partida se da una breve reseña de MCS, y luego se revisan los principales aspectos de la versión digital del MCS, y se ilustra su funcionamiento a partir de la implementación de un MCS en tiempo discreto para controlar un motor de corriente continua que está sometido a perturbaciones periódicas. En la Sección II se presenta el algoritmo MCS de tiempo discreto que permite controlar una planta de tiempo continuo a la cual se supone una discretización forward Euler. En la Sección III se describe en primer lugar el prototipo de laboratorio utilizado para efectuar las pruebas experimentales, consistente en un motor de corriente DC sometido a perturbaciones periódicas para el cual se pretende controlar la velocidad; a continuación se recogen y comparan los resultados proporcionados por el MCS con aquellos derivados del uso de controladores repetitivos para diversas situaciones, incluyendo aquellas en las cuales existe incertidumbre o variación temporal de la frecuencia de la perturbación. Finalmente, las conclusiones se presentan en la Sección IV.

Este documento fue presentado y aceptado en el **XXIII Seminario anual de automática, electrónica industrial e instrumentación**, realizado en la Universidad Miguel Hernández de Elche, en la ciudad de Elche, en Alicante, España, entre el 06 y 08 de julio de 2016, y se encuentra dentro del “*Libro de Resúmenes SAAEI 2016 del XXIII Seminario anual de automática, electrónica industrial e instrumentación*”, que tiene ISBN: 978-84-608-9013-3, y se encuentra en las páginas de la 67 a la 73.

Este trabajo ha sido realizado gracias al apoyo de la Secretaría Nacional de Educación Superior, Ciencia y Tecnología e Innovación del Ecuador (SENESCYT), a la Universidad de Cuenca, y a los proyectos DPI2013-41224-P y DPI2015-69286-C3-2-R (MINECO/FEDER) y 2014 SGR 267 de la agencia AGAUR de la Generalitat de Catalunya.

8.4.3. Rechazo de perturbaciones periódicas usando MRAC con síntesis de controlador mínima

La referencia bibliográfica para este trabajo es:

C. Larco, Josep M. Olm y R. Costa-Castello, “Rejection of periodic disturbances using MRAC with minimal controller synthesis”, en *2016 IEEE 21st International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA)*, Berlin, Septiembre 2016, pp. 1-6, doi: 10.1109/ETFA.2016.7733577.

En el artículo se muestra la capacidad del rechazo de perturbaciones y la robustez del algoritmo de MCS ante la variación paramétrica de la planta, comparándose con una técnica de modelo interno para observar sus prestaciones. Para describir la temática, el documento está dividido en cinco secciones. En la Sección I se realiza una breve descripción de la problemática del seguimiento y rechazo de perturbaciones, junto con una descripción de MCS. En la Sección II se presenta el algoritmo de MCS en tiempo discreto para plantas en tiempo continuo. En la Sección III se describe en primer lugar el prototipo de laboratorio utilizado para efectuar las pruebas experimentales, y a partir de los valores de la planta se determinan los parámetros a utilizarse en MCS. A continuación se recogen y comparan los resultados proporcionados por el MCS con aquellos derivados del uso de controladores repetitivos para diversas situaciones, incluyendo aquellas en las cuales existe incertidumbre o variación temporal de la frecuencia de la perturbación. Finalmente, las conclusiones se presentan en la Sección V.

Este documento fue presentado y aceptado en el **2016 IEEE 21st International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA)**, con el título “Rejection of periodic disturbances using MRAC with minimal controller synthesis”, que se realizó en Berlin, Alemania,

entre el 06 y 09 de Septiembre de 2016. El artículo es parte de “*Proceedings 2016 IEEE 21st International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA)*”, que tiene ISBN: 978-1-5090-1314-2, y se encuentra en las páginas de la 1 a la 6. El identificador como objeto digital DOI, de este artículo es: <https://doi.org/10.1109/ETFA.2016.7733577>.

La realización de este trabajo fue gracias al apoyo de la Secretaría Nacional de Educación Superior, Ciencia y Tecnología e Innovación del Ecuador (SENESCYT), a la Universidad de Cuenca, y a los proyectos DPI2013-41224-P y DPI2015-69286-C3-2-R (MINECO/FEDER) y 2014 SGR 267 de la agencia AGAUR de la Generalitat de Catalunya.

8.4.4. Control Adaptativo por Modelo de Referencia para un Inversor basado en LCL con Síntesis de Controlador Mínima

La referencia bibliográfica para este trabajo es:

C. Larco, R. Costa-Castello y Josep M. Olm, “Control Adaptativo por Modelo de Referencia para un Inversor basado en LCL con Síntesis de Controlador Mínima”, en *XXXVII Jornadas de Automática del Comité Español de Automática (CEA-IFAC)*, Madrid, pp. 129-136, Septiembre 2016.

En este artículo se presenta un Control Adaptativo por Modelo de Referencia con Síntesis de Controlador Mínima, que es desarrollado con el objetivo de controlar un Inversor monofásico basado en un Filtro LCL conectado a la Red Eléctrica y adaptar el inductor de la red, que es un parámetro desconocido y que genera incertidumbre, manteniendo las prestaciones y la robustez del sistema. Por otro lado, el reto y la complejidad presente en este documento, es que el sistema es de tercer orden, y al tener una estructura en variables de estado, la derivada primera y segunda de la corriente de salida, no son magnitudes físicas medibles, por lo cual es necesario implementar un observador de estados, que debe convivir con el MCS y la su estructura. Esto implementación abre la posibilidad de desarrollar trabajos de MCS en plantas donde la medición de sus estados no es factible. Dado que los parámetros del filtro LCL son muy pequeños, también fue necesaria la normalización del sistema y se presenta también su desarrollo, y el acoplamiento con MCS.

En su Sección I de este documento se tiene la Introducción, donde se presenta una breve reseña de los inversores basados en LCL y la problemática que tienen estos dispositivos, que es la de poder ser conectados en cualquier lugar de la red eléctrica, lo que provoca la variabilidad de la inductancia de la red eléctrica. En la Sección II se presente el algoritmo de MCS en tiempo continuo. Luego en la Sección III se muestra el desarrollo completo de MCS para el inversor basado en LCL, y dentro de esta sección se establece la forma canónica controlable, el modelo de referencia, la normalización y el observador de estados de orden completo, para el inversor basado en LCL. En esta misma sección se muestra un modelo de simulación promediado y las gráficas de los resultados obtenidos. Finalmente, se presentan las conclusiones obtenidas.

Este documento fue presentado y aceptado en el **XXXVII Jornadas de Automática**, realizadas en la Universidad Complutense de Madrid, en la ciudad de Madrid, España, entre el 07 y 09 de septiembre de 2016, y se encuentra dentro del “*Libro de Actas JA 2016 del XXXVII Jornadas de Automática*” del Comité Español de Automática (CEA-IFAC), que tiene ISBN: 978-84-617-4298-1, y se encuentra en las páginas de la 129 a la 136.

Aquellos documentos aceptados y que fueron seleccionados en las Jornadas de Automática, debían presentar además un póster y un video, descriptivo y promocional del artículo. En

la Figura 8.1 se muestra el póster desarrollado. En tanto que el video puede ser visto en: https://youtu.be/C_zGAZjjW6Y.

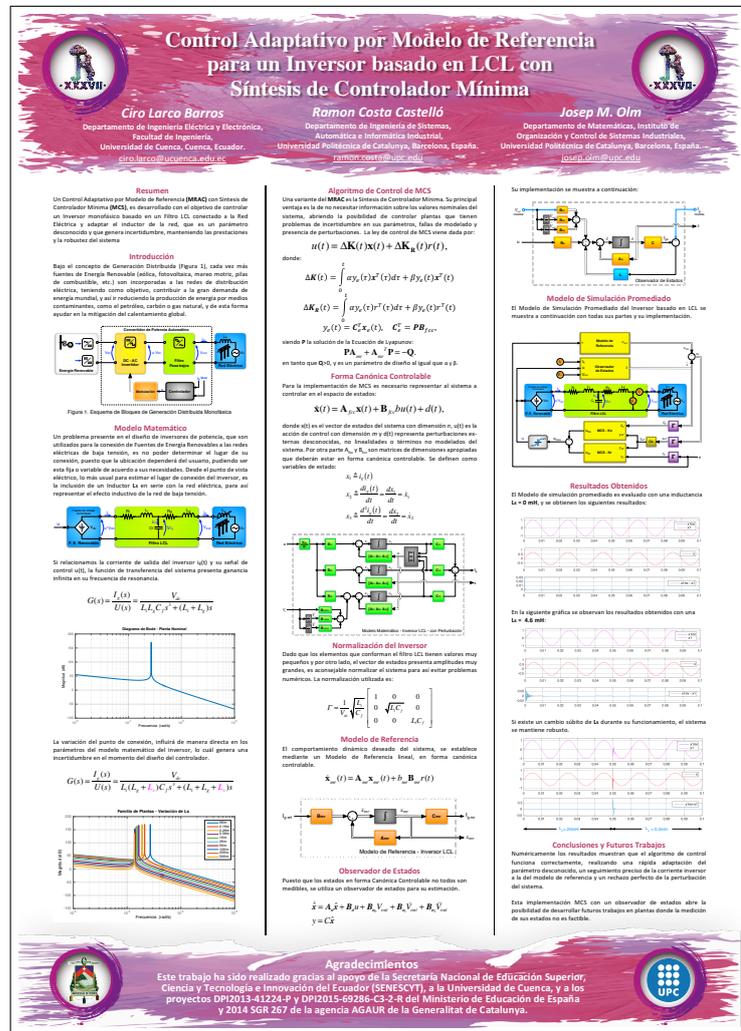


Figura 8.1: Póster XXXVII Jornadas de Automática

El artículo, junto con su póster y video, fueron presentados gracias al apoyo de la Secretaría Nacional de Educación Superior, Ciencia y Tecnología e Innovación del Ecuador (SENESCYT), a la Universidad de Cuenca, y a los proyectos DPI2013-41224-P y DPI2015- 69286-C3-2-R del Ministerio de Educación de España y 2014 SGR 267 de la agencia AGAUR de la Generalitat de Catalunya.

8.4.5. Validación experimental del algoritmo de MCSI en tiempo continuo con ganancias adaptativas limitadas

La referencia bibliográfica para este trabajo es:

U. Montanaro, R. Costa-Castello, Josep M. Olm, and C. Larco, “Experimental validation of a continuous-time MCSI algorithm with bounded adaptive gains”, in *Journal of the Franklin Institute*, pp. 5881-5897, May 2019.

En este artículo se da a conocer de forma experimental el funcionamiento correcto de los desarrollos matemáticos alrededor de la limitación de ganancias adaptativas de MCSI [?], y se observa como las ganancias se ven limitadas, evitando que estas tengan un crecimiento de forma indiscriminada, y así el sistema no pierda estabilidad, cuando se presenta esta problemática. El documento en su primera sección presenta una revisión bibliográfica de MCS y particularmente de MCSI. En la Sección 2 se muestra el algoritmo de MCSI en tiempo discreto con ajuste del mecanismo adaptativo, y se muestra la formulación de proyección paramétrica y σ -modificación. En la Sección 3, se da a conocer la planta a controlar, y se muestra como el rendimiento del seguimiento de la estrategia basada en el modelo interno puede disminuir drásticamente debido a condiciones de operación que varían con el tiempo, es decir, un cambio en la velocidad angular de referencia, o incertidumbre en los parámetros. En cambio, las estrategias de control adaptativo, como las soluciones MCS, proporcionan buenos resultados de seguimiento que no dependen ni de las condiciones de trabajo de la planta ni del conocimiento de los parámetros de la planta. Además, las estrategias MCS no requieren un modelo para estimar la perturbación, lo que simplifica el diseño del control. En la Sección 4, se muestran los resultados experimentales, donde se observa el correcto funcionamiento de la limitación de las ganancias adaptativas, y para ello se muestran gráficas comparativas del algoritmo MCSI puro, el MCSI con proyección paramétrica y el σ -MCSI. Las conclusiones obtenidas basadas en la validación experimental se dan a conocer en la Sección 5.

Este documento fue presentado y aceptado en el **Journal of the Instituto Franklin**, con el título “Experimental validation of a continuous-time MCSI algorithm with bounded adaptive gains” y fue presentado para revisión el 12 de enero de 2019, siendo aceptado el 13 de marzo de 2019, y esta disponible en línea desde el 28 de mayo de 2019. El artículo se encuentra en el volumen 356, edición 12 y se encuentra en las páginas de la 5881 a la 5897. El identificador como objeto digital **DOI**, de este artículo es: <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2019.03.012>.

Este documento se realizó gracias al apoyo parcial a R. Costa-Castelló por el Proyecto Nacional Español MICINN DPI2015-69286-C3-2-R MINECO/FEDER. De igual forma, J.M. Olm tuvo el soporte parcial por Gobierno Español a través del proyecto de la Agencia Estatal de Investigación DPI2017-85404-P y el proyecto de la Generalitat de Catalunya 2017 SGR 872.

Bibliografía

- [1] B. Francis and W. Wonham, “The internal model principle of control theory,” in *Automática*, vol. 12, pp. 457 – 465, 1976.
- [2] R. Costa-Castelló, J. Nebot, and R. Griñó, “Demonstration of the internal model principle by digital repetitive control of an educational laboratory plant,” *IEEE Transactions on Education*, vol. 48, pp. 73–80, feb 2005.
- [3] M. Tomizuka, “Zero phase error tracking algorithm for digital control,” *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 109, pp. 65–68, Mar. 1987.
- [4] E. Xargay and R. Costa-Castelló, “Modelo de una planta diseñada para ilustrar el principio del modelo interno,” *XXV Jornadas de Automática*, pp. 1–7, Sept. 2004.
- [5] R. Costa-Castelló, J. M. Olm, H. Vargas, and G. A. Ramos., “An educational approach to the internal model principle for periodic signals,” *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, vol. 8, pp. 5591–5606, August 2012.
- [6] Ramos, G.A., Costa-Castelló, R., and Olm, J.M., *Digital Repetitive Control under Varying Frequency Conditions*, vol. 446 of *Notes in Control and Information Sciences*. Springer, 2013.
- [7] G. A. Ramos, J. M. Olm, and R. Costa-Castelló, “Adaptive compensation strategy for the tracking/rejection of signals with time-varying frequency in digital repetitive control systems,” *IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation*, pp. 1–7, Sept. 2009.
- [8] G. A. Ramos, J. M. Olm, and R. Costa-Castelló, “Digital repetitive control under time-varying sampling period: An lmi stability analysis,” *18th IEEE International Conference on Control Applications*, pp. 782–787, July 2009.
- [9] G. A. Ramos, R. Costa-Castelló, and J. C. Romero, “Lpv observer-based strategy for rejection of periodic disturbances with time-varying frequency,” *Hindawi Publishing Corporation - Mathematical Problems in Engineering*, p. 9, May 2015.
- [10] J. Na, Y. Xing, and R. Costa-Castelló, “Adaptive estimation of time-varying parameters with application to roto-magnet plant,” *IEEE Transactions On Systems, Man, And Cybernetics: Systems*, pp. 1 – 11, Dec 2018.
- [11] Y. Xing, J. Na, and R. Costa-Castelló, “Composite pid control with unknown dynamics estimator for rotomagnet plant,” *3rd IFAC Conference on Advances in Proportional-Integral-Derivative Control PID*, vol. 51, pp. 817–822, 2018.

- [12] F. Liu, Y. Zhou, S. Duan, J. Yin, B. Liu, and F. Liu, "Parameter Design of a Two-Current-Loop Controller Used in a Grid-Connected Inverter System With LCL Filter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 4483–4491, Nov 2009.
- [13] B. Liu and B.-M. Song, "Modeling and analysis of an LCL filter for grid-connected inverters in wind power generation systems," in *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, pp. 1–6, July 2011.
- [14] B. Li, M. Zhang, L. Huang, L. Hang, and L. M. Tolbert, "A new optimized pole placement strategy of grid-connected inverter with LCL-filter based on state variable feedback and state observer," in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2900–2906, March 2013.
- [15] M. Xue, Y. Zhang, F. Liu, Y. Kang, and Y. Yi, "Optimized pole and zero placement with state observer for LCL-type grid-connected inverter," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 377–382, Sept 2011.
- [16] J. Xu and S. Xie, "Current control based on zero-placement strategy for grid-connected LCL-filtered inverters," in *2013 IEEE ECCE Asia Downunder (ECCE Asia)*, pp. 1157–1162, June 2013.
- [17] I. J. Gabe, J. Massing, V. Montagner, and H. Pinheiro, "Stability analysis of grid-connected voltage source inverters with LCL-filters using partial state feedback," in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, Sept 2007.
- [18] F. Liu, Y. Zhou, J. Yin, and S. Duan, "An improved mppt arithmetic and grid-connected control strategy for single-stage three-phase pv converter with lcl filter," in *3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 2008. ICIEA 2008*, pp. 808–813, June 2008.
- [19] F. Liu, Y. Zhou, J. Yin, and S. Duan, "Design and research on two-loop control strategy of PV grid-connected inverter with LCL filter," in *International Conference on Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008*, pp. 2644–2649, Oct 2008.
- [20] I. Gabe, V. Montagner, and H. Pinheiro, "Design and Implementation of a Robust Current Controller for VSI Connected to the Grid Through an LCL Filter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 1444–1452, June 2009.
- [21] I. Gabe and H. Pinheiro, "Multirate state estimator applied to the current control of PWM-VSI connected to the grid," in *IECON 2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008*, pp. 2189–2194, Nov 2008.
- [22] C.-L. Chen, S.-Y. Park, J.-S. Lai, and S. Moon, "Admittance Compensation in Current Loop Control for a Grid-Tie LCL Fuel Cell Inverter," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007*, pp. 520–526, June 2007.
- [23] S.-Y. Park, J.-S. Lai, C.-L. Chen, S.-R. Moon, and T.-W. Chun, "Current Loop Control with Admittance Compensation for a Single-Phase Grid-Tie Fuel Cell Power Conditioning System," in *APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 654–660, Feb 2007.
- [24] S.-Y. Park, C.-L. Chen, and J.-S. Lai, "A Wide-Range Active and Reactive Power Flow Controller for a Solid Oxide Fuel Cell Power Conditioning System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 2703–2709, Nov 2008.

- [25] S.-Y. Park, C.-L. Chen, J.-S. Lai, and S.-R. Moon, "Admittance Compensation in Current Loop Control for a Grid-Tie LCL Fuel Cell Inverter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 1716–1723, July 2008.
- [26] C.-L. Chen, J.-S. Lai, Y.-B. Wang, S.-Y. Park, and H. Miwa, "Design and Control for LCL-Based Inverters with Both Grid-Tie and Standalone Parallel Operations," in *IAS '08 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2008*, pp. 1–7, Oct 2008.
- [27] R. Petrella, A. Revelant, and P. Stocco, "A novel proposal to increase the power factor of photovoltaic grid-connected converters at light loads," in *2009 Proceedings of the 44th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, pp. 1–5, Sept 2009.
- [28] D. Ricchiuto, M. Liserre, T. Kerekes, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Robustness analysis of active damping methods for an inverter connected to the grid with an LCL-filter," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2028–2035, Sept 2011.
- [29] J. Dannehl, M. Liserre, and F. Fuchs, "Filter-Based Active Damping of Voltage Source Converters With LCL Filter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 3623–3633, Aug 2011.
- [30] T. Liu, X. Hao, X. Yang, M. Zhao, Q. Huang, and L. Huang, "A novel repetitive control scheme for three-phase grid-connected inverter with LCL filter," in *2012 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, vol. 1, pp. 335–339, June 2012.
- [31] G. Teng, G. Xiao, Z. Zhang, and J. Liu, "Application of high-sampling-frequency control in low-switching-frequency Lcl-filtered system," in *2013 IEEE ECCE Asia Downunder (ECCE Asia)*, pp. 566–570, June 2013.
- [32] R. Pena-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, M. Ordonez, and T. Kerekes, "Self-commissioning Notch Filter for Active Damping in Three Phase LCL-filter Based Grid-tie converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PP, pp. 1–1, 2014.
- [33] E. Kantar, S. Usluer, and A. Hava, "Design and performance analysis of a grid connected PWM-VSI system," in *2013 8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, pp. 157–161, Nov 2013.
- [34] W. Wu, Y. He, T. Tang, and F. Blaabjerg, "A New Design Method for the Passive Damped LCL and LLCL Filter-Based Single-Phase Grid-Tied Inverter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 4339–4350, Oct 2013.
- [35] R. Pena-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, R. Sebastin, J. Dannehl, and F. W. Fuchs, "Analysis of the Passive Damping Losses in LCL-Filter-Based Grid Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 2642–2646, June 2013.
- [36] A. Balasubramanian and V. John, "Analysis and design of split-capacitor resistive inductive passive damping for LCL filters in grid-connected inverters," in *IET Power Electronics*, vol. 6, pp. 1822–1832, November 2013.
- [37] L. Serpa, J. Kolar, S. Ponnaluri, and P. Barbosa, "A modified direct power control strategy allowing the connection of three-phase inverter to the grid through lcl filters," in *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, vol. 1, pp. 565–571, Oct 2005.

- [38] S. Wang, X. Zhou, J. Chen, W. Yao, and Z. Lu, "Investigation of fully digital controlled li-ion battery power recovery system," in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2091–2095, Feb 2010.
- [39] X. Wei, L. Xiao, Z. Yao, and C. Gong, "Design of LCL filter for wind power inverter," in *World Non-Grid-Connected Wind Power and Energy Conference (WNWEC), 2010*, pp. 1–6, Nov 2010.
- [40] L. Serpa, S. Ponnaluri, P. Barbosa, and J. Kolar, "A Modified Direct Power Control Strategy Allowing the Connection of Three-Phase Inverters to the Grid Through LCL Filters," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, pp. 1388–1400, Sept 2007.
- [41] Y. Lei, Z. Zhao, F. He, S. Lu, and L. Yin, "An improved virtual resistance damping method for grid-connected inverters with LCL filters," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3816–3822, Sept 2011.
- [42] M. Xue, Y. Zhang, Y. Kang, Y. Yi, S. Li, and F. Liu, "Full Feedforward of Grid Voltage for Discrete State Feedback Controlled Grid-Connected Inverter With LCL Filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 4234–4247, Oct 2012.
- [43] J. Xu, S. Xie, and S. Xie, "Optimization of weighted current control for grid-connected LCL-filtered inverters," in *2013 IEEE ECCE Asia Downunder (ECCE Asia)*, pp. 1170–1175, June 2013.
- [44] C. Yu, X. Zhang, F. Liu, H. Xu, C. Qiao, Z. Shao, W. Zhao, and H. Ni, "A general active damping method based on capacitor voltage detection for grid-connected inverter," in *2013 IEEE ECCE Asia Downunder (ECCE Asia)*, pp. 829–835, June 2013.
- [45] W. Gullvik, L. Norum, and R. Nilsen, "Active damping of resonance oscillations in lcl-filters based on virtual flux and virtual resistor," in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, Sept 2007.
- [46] M. Sowjanya and B. Babu, "Comparative analysis of lcl filter with active and passive damping methods for grid-interactive inverter system," in *2014 IEEE Students' Technology Symposium (TechSym)*, pp. 350–355, Feb 2014.
- [47] W. Zhao and G. Chen, "Comparison of active and passive damping methods for application in high power active power filter with lcl-filter," in *SUPERGEN '09. International Conference on Sustainable Power Generation and Supply, 2009*, pp. 1–6, April 2009.
- [48] J. Yin, S. Duan, Y. Zhou, F. Liu, and C. Chen, "A novel parameter design method of dual-loop control strategy for grid-connected inverters with lcl filter," in *IPEMC '09. IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2009*, pp. 712–715, May 2009.
- [49] A. Xu, Z. Xu, S. Xie, and M. Zou, "Study on dual-loop grid current control scheme for grid-connected inverter with an lcl-filter," in *4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009*, pp. 3200–3203, May 2009.
- [50] F. Liu, Y. Zhou, S. Duan, J. Yin, B. Liu, and F. Liu, "Parameter design of a two-current-loop controller used in a grid-connected inverter system with lcl filter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 4483–4491, Nov 2009.
- [51] G. Shen, X. Zhu, M. Chen, and D. Xu, "A new current feedback pr control strategy for grid-connected vsi with an lcl filter," in *APEC 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009*, pp. 1564–1569, Feb 2009.

- [52] R. Kadri, J.-P. Gaubert, G. Champenois, and M. Mostefai, "Design of a single-phase grid-connected photovoltaic system based on deadbeat current control with lcl filter," in *2010 14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, pp. T3-147-T3-153, Sept 2010.
- [53] G. Buticchi, D. Barater, L. Tarisciotti, and P. Zanchetta, "A simple deadbeat current control for single-phase transformerless inverters with lcl filter," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 4214-4220, Sept 2013.
- [54] T. Ahmed, K. Nishida, and M. Nakaoka, "Deadbeat current control of lcl-filter for grid connected three-phase voltage source inverter," in *2011 IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, pp. 459-467, Dec 2011.
- [55] H.-S. Heo, G.-H. Choe, and H.-S. Mok, "Robust predictive current control of a grid-connected inverter with harmonics compensation," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE*, pp. 2212-2217, March 2013.
- [56] A. Papavasiliou, S. Papathanassiou, S. Manias, and G. Demetriadis, "Current Control of a Voltage Source Inverter Connected to the Grid via LCL Filter," in *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, pp. 2379-2384, June 2007.
- [57] K. Nishida, T. Ahmed, and M. Nakaoka, "Deadbeat current control for wind-energy inverter application with lcl filter," in *2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, pp. 1072-1078, April 2013.
- [58] F. Fuchs, J. Dannehl, and F. W. Fuchs, "Discrete sliding mode current control of grid-connected three-phase pwm converters with lcl filter," in *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 779-785, July 2010.
- [59] M. Huang, Q. Tan, H. Li, and W. Wu, "Improved sliding mode control method of single-phase lcl filtered vsi," in *2018 9th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1-5, June 2018.
- [60] H. Makhamreh and O. Kükrer, "Discrete sliding mode control of lcl grid connected inverter under distorted grid voltage," in *2018 IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018)*, pp. 1-5, April 2018.
- [61] V. Repecho, D. Biel, and J. M. Olm, "A simple switching frequency regulated sliding mode controller for a vsi with a full digital implementation," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pp. 1-1, 2020.
- [62] R. Lorenz and D. B. Lawson, "Performance of Feedforward Current Regulators for Field-Oriented Induction Machine Controllers," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-23, pp. 597-602, July 1987.
- [63] R. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I," in *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 48, pp. 716-727, July 1929.
- [64] M. Prodanovic and T. Green, "Control of power quality in inverter-based distributed generation," in *IECON 02 [IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society]*, vol. 2, pp. 1185-1189 vol.2, Nov 2002.

- [65] E. Figueres, G. Garcera, J. Sandia, F. Gonzalez-Espin, and J. Rubio, "Sensitivity Study of the Dynamics of Three-Phase Photovoltaic Inverters With an LCL Grid Filter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 706–717, March 2009.
- [66] E. Figueres, G. Garcera, J. Sandia, and F. Gonzalez-Espin, "Modelling and control of a 100kW photovoltaic inverter with an LCL grid filter for distributed power systems," in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, Sept 2007.
- [67] K.-S. Kim, C.-J. Lim, T.-S. Hwang, B.-K. Kwon, J.-S. Kim, C.-H. Choi, and S.-G. Choi, "A 600KW electrical balance of plant with LCL filter for molten carbonate fuel cell," in *EPE '09. 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009*, pp. 1–7, Sept 2009.
- [68] Z. Guo and K. Lee, "Modeling and simulation of a power conditioning system for the hybrid fuel-cell/turbine power plant," in *2011 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC)*, pp. 3658–3663, Dec 2011.
- [69] R.-Y. Kim, S.-Y. Choi, and I.-Y. Suh, "Instantaneous control of average power for grid tie inverter using single phase D-Q rotating frame with all pass filter," in *IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004*, vol. 1, pp. 274–279 Vol. 1, Nov 2004.
- [70] K. Ahmed, A. Massoud, S. Finney, and B. Williams, "A synchronous DQ frame controller via an LCL coupled filter under unbalanced three-phase voltage supply conditions," in *2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, pp. 1–6, May 2011.
- [71] C. D. Schauder and R. Caddy, "Current Control of Voltage-Source Inverters for Fast Four-Quadrant Drive Performance," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-18, pp. 163–171, March 1982.
- [72] T. Rowan and R. Kerkman, "A New Synchronous Current Regulator and an Analysis of Current-Regulated PWM Inverters," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, pp. 678–690, July 1986.
- [73] Y. Sato, T. Ishizuka, K. Nezu, and T. Kataoka, "A new control strategy for voltage type pwm rectifiers to realise zero steady-state control error in input current," in *Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97*, vol. 2, pp. 1496–1503 vol.2, Oct 1997.
- [74] D. Zmood and D. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady state error," in *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99*, vol. 2, pp. 1185–1190 vol.2, 1999.
- [75] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Stability of grid-connected PV inverters with large grid impedance variation," in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04*, vol. 6, pp. 4773–4779 Vol.6, June 2004.
- [76] Y. Chen and F. Liu, "Design and Control for Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverter with LCL Filter," in *ICTD 2009 IEEE Circuits and Systems International Conference on Testing and Diagnosis, 2009*, pp. 1–4, April 2009.
- [77] B. Liu and B.-M. Song, "Modeling and analysis of an LCL filter for grid-connected inverters in wind power generation systems," in *Power and Energy Society General Meeting, 2011 IEEE*, pp. 1–6, July 2011.

- [78] G. Zeng, T. Rasmussen, and R. Teodorescu, "A novel optimized LCL-filter designing method for grid connected converter," in *2nd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2010*, pp. 802–805, June 2010.
- [79] Z. Yan, D. Shanxu, L. Fei, and Y. Jinjun, "Research on digital implementation of proportional-resonant controller based on a three-phase PV grid-connected system," in *ICEMS 2008 International Conference on Electrical Machines and Systems, 2008*, pp. 2746–2749, Oct 2008.
- [80] T. Kato, K. Inoue, and Y. Donomoto, "Fast current-tracking control for grid-connected inverter with an LCL filter by sinusoidal compensation," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2543–2548, Sept 2011.
- [81] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, U. Borup, and M. Liserre, "A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation," in *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04*, vol. 1, pp. 580–586 Vol.1, 2004.
- [82] M. Munir, J. He, and Y. W. Li, "Comparative analysis of closed-loop current control of grid connected converter with LCL filter," in *2011 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1641–1646, May 2011.
- [83] R. Petrella, A. Revelant, and P. Stocco, "A novel proposal to increase the power factor of photovoltaic grid-connected converters at light loads," in *2009 Proceedings of the 44th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, pp. 1–5, Sept 2009.
- [84] L. Mihalache, "A high performance DSP controller for three-phase PWM rectifiers with ultra low input current THD under unbalanced and distorted input voltage," in *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, vol. 1, pp. 138–144 Vol. 1, Oct 2005.
- [85] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values," vol. 21, pp. 263–272, Jan 2006.
- [86] A. Zue and A. Chandra, "Simulation and stability analysis of a 100 kW grid connected LCL photovoltaic inverter for industry," in *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2006*, p. 6 pp., 2006.
- [87] T. Inoue, "Practical repetitive control system design," in *Proceedings of the 29th IEEE Conference on Decision and Control, 1990*, pp. 1673–1678 vol.3, Dec 1990.
- [88] S. Hara, T. Omata, and M. Nakano, "Synthesis of repetitive control systems and its application," in *24th IEEE Conference on Decision and Control, 1985*, vol. 24, pp. 1387–1392, Dec 1985.
- [89] S. Hara, Y. Yamamoto, T. Omata, and M. Nakano, "Repetitive control system: a new type servo system for periodic exogenous signals," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 33, pp. 659–668, Jul 1988.
- [90] S. Engel, K. Righers, and R. De Doncker, "Digital repetitive control of a three-phase flat-top-modulated grid tie solar inverter," in *13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '09), 2009*, pp. 1–10, Sept 2009.

- [91] M. Jamil, S. Sharkh, M. Abusara, and R. Boltryk, "Robust repetitive feedback control of a three-phase grid connected inverter," in *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010)*, pp. 1–6, April 2010.
- [92] T. Liu, X. Hao, X. Yang, M. Zhao, Q. Huang, and L. Huang, "A novel repetitive control scheme for three-phase grid-connected inverter with LCL filter," in *2012 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, vol. 1, pp. 335–339, June 2012.
- [93] M. Abusara, M. Jamil, and S. Sharkh, "Repetitive current control of an interleaved grid-connected inverter," in *2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 558–563, June 2012.
- [94] R. Griño and R. Costa-Castelló, "Digital repetitive plug-in controller for odd-harmonic periodic references and disturbances," in *Automática*, vol. 41, pp. 153 – 157, 2005.
- [95] Z. Zou, Z. Wang, and M. Cheng, "Analysis, design, and implementation of multifunction interfaced inverters for distributed generation," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 224–229, Sept 2013.
- [96] Z. Zou, Z. Wang, and M. Cheng, "Modeling, Analysis, and Design of Multifunction Grid-Interfaced Inverters With Output LCL Filter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 3830–3839, July 2014.
- [97] R. Costa-Castelló, G. A. Ramos, and J. M. Olm, "Control repetitivo digital de sistemas con frecuencia incierta o variante en el tiempo," in *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial RIAI*, vol. 9, pp. 219 – 230, 2012.
- [98] J. M. Olm, G. A. Ramos, and R. Costa-Castelló, "Adaptive compensation strategy for the tracking/rejection of signals with time-varying frequency in digital repetitive control systems," in *Journal of Process Control*, vol. 20, pp. 551 – 558, 2010.
- [99] D.-K. Choi, D.-H. Kang, and K.-B. Lee, "A novel gain scheduling method for distributed power generation systems with a LCL-filter by estimating grid impedance," in *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 3438–3443, July 2010.
- [100] J. Massing, M. Stefanello, H. Grundling, and H. Pinheiro, "Adaptive current control for grid-connected converters with LCL-filter," in *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*, pp. 166–172, Nov 2009.
- [101] K. Åström and B. Wittenmark, *Adaptive Control*. Dover Books on Electrical Engineering Series, Dover Publications, 2008.
- [102] J. Massing and H. Pinheiro, "Adaptive current control of grid-connected VSC with LCL-filters using parallel feedforward compensation," in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3185–3191, Nov 2010.
- [103] R. Tambara, J. Massing, H. Pinheiro, and H. Grundling, "A digital RMRAC controller based on a modified RLS algorithm applied to the control of the output currents of an LCL-filter connected to the grid," in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1–8, Sept 2013.
- [104] J. Massing, M. Stefanello, H. Grundling, and H. Pinheiro, "Adaptive Current Control for Grid-Connected Converters With LCL Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 4681–4693, Dec 2012.

- [105] M. Durgante and M. Stefanello, "Multi loop deadbeat+repetitive and adaptive control for power converters with LCL filters," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 5955–5960, Oct 2012.
- [106] M. Hahn Durgante, H. Batista Plotzki, and M. Stefanello, "Combined active damping with adaptive current control for converters with LCL filters," in *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, pp. 520–525, Nov 2013.
- [107] K. Ahmed, G. Adam, S. Finney, and B. Williams, "Voltage sensorless predictive current control with interfacing parameter estimation for grid connected converter operation," in *2011 IEEE Trondheim PowerTech*, pp. 1–6, June 2011.
- [108] A. Timbus, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Adaptive resonant controller for grid-connected converters in distributed power generation systems," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, pp. 6 pp.–, March 2006.
- [109] H. El-Deeb, A. Elserougi, A. Abdel-Khalik, S. Ahmed, and A. Massoud, "An adaptive PR controller for inverter-based distribution generation with active damped LCL filter," in *2013 7th IEEE GCC Conference and Exhibition (GCC)*, pp. 462–467, Nov 2013.
- [110] Salvi, A., Santini, S., Biel, D., Olm, J. M., and di Bernardo, M., "Model reference adaptive control of a full-bridge buck inverter with minimal controller synthesis," *52nd IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 3469–3474, 2013.
- [111] "IEEE Application Guide for IEEE Std 1547(TM), IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems," in *IEEE Std 1547.2-2008*, pp. 1–217, April 2009.
- [112] "Ieee standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces," *IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003)*, pp. 1–138, April 2018.
- [113] N. Mohan, T. M. Undeland, and R. W. P., *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, vol. 1. México: MC GRAW-HILL, third ed., Mar 2009.
- [114] R. Dorf and J. Svoboda, *Circuitos Eléctricos*, vol. 1. México: Alfaomega Grupo Editor, S.A. de C.V., octava ed., 2008.
- [115] J. Glover and M. Sarma, *Sistemas de potencia: análisis y diseño*. Ciencias e ingenierías, Thomson, 2004.
- [116] J. Grainger, W. Stevenson, and C. Sousa, *Análisis de sistemas de potencia*. McGraw-Hill, 1996.
- [117] Y. Qiu, L. Xiao, N. Zhang, and Z. Yao, "Stability of three-phase grid-connected inverters," in *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, pp. 1–9, Aug 2011.
- [118] K. Ahmed, A. Massoud, S. Finney, and B. Williams, "Optimum selection of state feedback variables PWM inverters control," in *PEMD 2008. 4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2008.*, pp. 125–129, April 2008.
- [119] S. Skogestad and I. Postlethwaite, *Multivariable feedback control: analysis and design*. John Wiley, 2005.
- [120] K. Zhou and J. Doyle, *Essentials of Robust Control*. Prentice Hall Modular Series for Eng, Prentice Hall, 1998.

- [121] Stoten D. P. and Bechoubane H., “Empirical studies of an MRAC algorithm with minimal controller synthesis,” *Internat J. Control*, vol. Vol. 51 (4), pp. 823–849, 1990.
- [122] Stoten D. P. and Bechoubane H., “Robustness of a minimal controller synthesis algorithm,” *Internat J. Control*, vol. Vol. 51 (4), pp. 851–861, 1990.
- [123] Stoten D. P., “The Adaptive Minimal Control Synthesis Algorithm With Integral Action,” *Proceedings of the IEEE IECON 21st International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, vol. Vol. 2, pp. 1646–1651, 1995.
- [124] di Bernardo M., di Gennaro F., Olm J. M., and Santini S., “Discrete-time minimal control synthesis adaptive algorithm,” *International Journal of Control*, vol. Vol. 83 (12), pp. 2641–2657, 2010.
- [125] Landau, Y. D., *Adaptive Control: The Model Reference Approach*. New York: Marcel Dekker, 1979.
- [126] Khalil, H., *Nonlinear Systems, 3rd Ed.* Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002.
- [127] Popov, V. M., *Hyperstability of Automatic Control Systems*. New York: Springer-Verlag, 1973.
- [128] D. P. Stoten and H. Benchoubane, “Robustness of a minimal controller synthesis algorithm,” in *International Journal of Control*, vol. 51, pp. 851–861, 1990.
- [129] Stoten D. P. and Bechoubane H., “The decentralized minimal control synthesis algorithm,” *Internat J. Control*, vol. Vol. 56 (4), pp. 967–983, 1992.
- [130] Stoten D. P. and Bechoubane H., “The extended minimal control synthesis algorithm,” *Internat J. Control*, vol. Vol. 56 (5), pp. 1139–1165, 1992.
- [131] Stoten D. P. and Neild S. A., “The error-based minimal control synthesis algorithm with integral action,” *Proc. Instn Mech. Engrs - Part I: J. Systems and Control Engineering*, vol. Vol. 217, pp. 187–201, 2003.
- [132] di Bernardo M., Montanaro U., and Santini S., “Novel hybrid MRAC-LQ control schemes: synthesis, analysis and applications,” *International Journal of Control*, vol. Vol. 81 (6), pp. 940–961, 2007.
- [133] di Bernardo M., di Gaeta A., Montanaro U., and Santini S., “Synthesis and Experimental Validation of the Novel LQ-NEMCSI Adaptive Strategy on an Electronic Throttle Valve,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. Vol. 18 (6), pp. 1325–1337, 2010.
- [134] di Bernardo M., Montanaro U., and Santini S., “Canonical forms of generic piecewise linear continuous systems,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. Vol. 56 (8), pp. 1911–1915, 2011.
- [135] di Bernardo M., Montanaro U., Olm J. M., and Santini S., “Model reference adaptive control of discrete-time piecewise linear systems,” *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. Vol. 23 (7), pp. 709–730, 2013.
- [136] Montanaro U. and Olm J. M., “Discrete-time integral {MRAC} with minimal controller synthesis and parameter projection,” *Journal of the Franklin Institute*, vol. Vol. 352 (12), pp. 5415–5436, 2015.

- [137] Catino, B., Santini, S., and di Bernardo, M., "Mcs adaptive control of vehicle dynamics: an application of bifurcation techniques to control system design," *Proceedings 42nd IEEE Conference on Decision and Control*, vol. Vol. 3, pp. 2252–2257, 2003.
- [138] Hillis A., Harrison A., and Stoten D. P., "A comparison of two adaptive algorithms for the control of active engine mounts," *Journal of Sound and Vibration*, vol. Vol. 286 (1-2), pp. 37–54, 2004.
- [139] Arif T.T., "A decentralized adaptive control of flexible satellite," *Aerospace Conference, 2007 IEEE*, pp. 3344–3349, 2007.
- [140] di Bernardo M., di Gaeta A., Montanaro U., Olm J. M., and Santini S., "Experimental validation of the discrete-time {MCS} adaptive strategy," *Control Engineering Practice*, vol. Vol. 21 (6), pp. 847–859, 2013.
- [141] U. Montanaro and J. Olm, "Integral mrac with minimal controller synthesis and bounded adaptive gains: the continuous-time case," *Journal of the Franklin Institute*, pp. 1–39, September 2016.
- [142] G. Tao, *Adaptive Control Design and Analysis*. John Wiley & Sons, Inc. Hoboken, NJ, 2003.
- [143] U. Montanaro and J. Olm, "Discrete-time integral mrac with minimal controller synthesis and parameter projection," *Journal of the Franklin Institute*, pp. 1–31, September 2015.
- [144] M. di Bernardo, F. di Gennaro, J. Olm, and S. Santini, "Discrete-time minimal control synthesis adaptive algorithm," in *International Journal of Control*, vol. 83, pp. 2641–2657, 2010.
- [145] U. Montanaro, A. di Gaeta, and V. Giglio, "Adaptive tracking control of a common rail injection system for gasoline engines: A discrete-time integral minimal control synthesis approach," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 21, no. 5, pp. 1940–1948, 2013.
- [146] K. Ogata, *Ingeniería de control moderna, 5th Ed.* Prentice-Hall, 2010.
- [147] J. C. Doyle, B. A. Francis, and A. R. Tannenbaum, *Feedback Control Theory*, vol. 134. Macmillan, New York, 1992.
- [148] M. Steinbuch, "Repetitive control for systems with uncertain period-time," *Automatica*, vol. 38, no. 12, pp. 2103–2109, 2002.
- [149] R. Costa-Castelló, J. Olm, and G. Ramos, "Design and analysis strategies for digital repetitive control systems with time-varying reference/disturbance period," *Internat. J. Control*, vol. 84, no. 7, pp. 1209–1222, 2011.
- [150] N. Hovakimyan and C. Cao, *LI Adaptive Control Theory*. Society for Industrial and Applied Mathematics, 2010.
- [151] N. Mohan, T. M. Undeland, and R. W. P., *Power electronics: converters, applications, and design*, vol. 1. México: MC GRAW-HILL, third edition ed., Mar. 2009.
- [152] Mathworks, *User's Guide SimPowerSystems For Use with Simulink*. Mathworks, 2014.
- [153] C. Larco, R. Costa-Castelló, and J. Olm, "Atenuación de perturbaciones periódicas mediante control mrac con síntesis de controlador mínima," *XXIII Seminario anual de automática, electrónica industrial e instrumentación*, pp. 67–73, julio 2016.
- [154] C. Larco, R. Costa-Castelló, and J. Olm, "Control adaptativo por modelo de referencia para un inversor basado en lcl con síntesis de controlador mínima," *XXXVII Jornadas de Automática del Comité Español de Automática (CEA-IFAC)*, pp. 129–136, Septiembre 2016.