



UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

**DISEÑO DE ESTRATEGIAS DE CONTROL PREDICTIVAS PARA MICRORREDES
MEDIANTE CURVAS DE ESTADISTICO**

TESIS PARA OPTAR AL GRADO DE MAGISTER EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA
MENCION ELÉCTRICA
MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA

CONSTANZA ANDREA AHUMADA SANHUEZA

PROFESOR GUÍA:
DORIS SÁEZ HUEICHAPAN

PROFESOR CO-GUÍA:
ROBERTO CÁRDENAS DOBSON

MIEMBRO DE LA COMISIÓN:
JOSEP GUERRERO ZAPATA

SANTIAGO DE CHILE
2013

RESUMEN DE LA TESIS PARA OPTAR AL TÍTULO DE: Ingeniero Civil Electricista y grado de Magister en Ciencias de la Ingeniería, Mención Ingeniería Eléctrica.
POR: Constanza Andrea Ahumada Sanhueza
FECHA: 12 de Septiembre 2012
PROFESORA GUÍA: Doris Sáez Hueichapan

DISEÑO DE ESTRATEGIAS DE CONTROL PREDICTIVAS PARA MICRORREDES MEDIANTE CURVAS DE ESTADISTMO

Las microrredes se presentan como una solución frente a los problemas de integración de energías renovables a los sistemas, alimentación de zonas aisladas y una alimentación eléctrica sin interrupciones. Una solución para ello es la implementación de sistemas de control jerárquicos compuestos por un control primario, un control secundario y un control terciario. En general se trabaja con un control primario mediante curvas de estadismo que permite evitar el uso de líneas de comunicación al ser un control distribuido; y un control secundario y terciario centralizados cuyas funciones son restaurar la frecuencia y voltaje a su valor nominal y optimizar la operación de la microrred en cuanto a características económicas.

En esta tesis se presenta un sistema de control de tres niveles, de los que se diseña e implementa en Simulink el control primario y secundario, dejando planteada la conexión con el terciario. El control primario utilizado es distribuido, opera mediante curvas de estadismo y tiene la función de permitir compartir potencia entre los inversores; en cambio, el control secundario es centralizado y restablece el voltaje y frecuencia de un sistema a sus valores nominales. El control terciario consiste en un EMS que minimiza los costos de operación de la microrred de acuerdo a predicciones de los recursos disponibles y sus costos.

El problema en estudio se compone de dos partes. En primer lugar, se debe analizar la estabilidad de la microrred, para lo cual ésta se analiza de forma independiente en el control primario y secundario. Para ello, el primario utiliza un análisis de estabilidad en pequeña señal, mientras que el secundario un análisis de polos a través de la ecuación característica del sistema. En segundo lugar se estudia el retardo en la comunicación entre el control secundario de frecuencia y los inversores, para lo que se estudian estrategias de control que utilizan predictor de Smith y variaciones éste, así como también control predictivo.

Los resultados obtenidos permiten observar que el sistema comparte carga de acuerdo a lo indicado por la teoría, independiente de la carga conectada a cada inversor y los valores de potencia máxima de cada uno, manteniéndose la estabilidad del sistema. Además, se presenta el controlador PI con predictor de Smith con filtro pasa-bajo como la solución al problema de retardo en la comunicación debido a que al ser diseñado para un retardo dado es más robusto que los otros controladores, ya que a medida que aumenta el retardo de la planta y se mantiene el de diseño mantiene la estabilidad para retardos mayores que los otros controladores, sin tener un tiempo de estabilización mayor como ocurre con el controlador predictivo. Finalmente, la simulación permite comprobar que se cumplen los valores máximos determinados mediante un estudio de sensibilidad del sistema, así como también los valores de diseño de los controladores.

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, le agradezco infinito a la profe Doris y al profe Roberto, porque realmente no habría podido hacer esta tesis sin su ayuda, incluyendo la sugerencia de hacer el magíster, el viaje a Nottingham, las clases de electrónica de potencia condensadas en dos días, las diez mil correcciones de la tesis (e informes múltiples), la ayuda con la postulación a las becas, y todo el trabajo de los dos últimos años.

También agradezco a todos mis amigos que me han tenido que aguantar desde el primer día de universidad hace ya casi ocho años, cuando todos me preguntaban si entendía en las clases porque siempre tenía cara de perdida. Pablo, Camilo, Gaby, Jandi, Zazi, Luffy, Minero, Juanin nos vemos el próximo viernes.

Tampoco puedo olvidar a mis amigos eléctricos Dharma, Pau, Shaggy, Beas, Daniel, y no tan eléctricos como Gorro, y por supuesto la Feña, con los que estudié, carreteé, conseguí apuntes (gracias Feña y Caro!) y simplemente lo he pasado bk.

Obviamente también le agradezco a mis amigas de la vida Caro, Rous, Domi, Pipi, Cota, Paci porque a pesar de que los años pasan y pasan, y hace ya 20 años que nos vimos por primera vez nunca hemos dejado de estar con las otras. Aunque todas hagamos cosas distintas ahora, aunque desaparezcan algunas por periodos, y porque aunque nunca entendieran lo que hiciera, quisieran saber (a veces).

Pasando al área de los fondos, agradezco a mis viejos por pagarme la carrera y evitar que yo debiera pasar quien sabe cuántos años haciéndolo. A pesar de que era casi lo mínimo que podían hacer después de lavarme el cerebro desde que tengo memoria para que estudiara ingeniería (¡igual el plan de la universidad fallo!). También aprovecho de nombrar a la Bea en este grupo para que no se enoje, aunque no estoy segura de que le agradezco.

Finalmente, agradezco el apoyo para el desarrollo de la tesis de magíster a: CONICYT (becario de magíster), proyecto FONDECYT no. 1110047, Instituto Sistemas Complejos de Ingeniería ICM: P-05-004-F, Solar Energy Research Center (SERC) CONICYT: FBO16, CONICYT/FONDAP/15110019 y Proyecto CONICYT REDENERG-0002 “Aplicaciones Eficientes de Baterías de Litio en Almacenamiento, Tracción y Energías Renovables”, U. Nottingham.

1 TABLA DE CONTENIDO

2	Introducción.....	1
2.1	Motivación.....	1
2.2	Objetivos.....	2
2.3	Alcances.....	2
2.4	Metodología propuesta.....	3
2.5	Estructura tesis.....	4
3	Microrredes.....	5
3.1	Arquitectura de una microrred.....	6
3.2	Características y modos de operación.....	8
3.3	Inversores.....	10
4	Sistemas de control de microrredes.....	13
4.1	Control primario.....	15
4.1.1	Control maestro-esclavo.....	16
4.1.2	Control mediante curvas de estatismo.....	17
4.1.3	Sincronización de la microrred con la red principal.....	26
4.1.4	Análisis de estabilidad.....	27
4.2	Control secundario.....	30
4.2.1	PLL.....	32
4.3	Control terciario – Sistema de manejo de la energía.....	35
4.4	Discusión.....	38
5	Estrategias propuestas.....	39
5.1	Estabilidad del sistema.....	39
5.1.1	Matriz de participación.....	41
5.2	Análisis de retardos en la comunicación.....	42
5.2.1	Predictor de Smith.....	42
5.2.2	Control predictivo generalizado.....	46
6	Modelación microrred.....	51
6.1	Control primario.....	54
6.1.1	Controlador de corriente y voltaje del inversor.....	54
6.1.2	Control de frecuencia y voltaje mediante curvas de estatismo.....	56
6.2	Control secundario.....	59
6.2.1	Control secundario de voltaje.....	59
6.2.2	Control secundario de frecuencia.....	61
6.3	Relación con control terciario (EMS).....	69
6.4	Discusión.....	71
7	Estudio estabilidad del sistema.....	72
7.1	Análisis de pequeña señal al control primario.....	72
7.1.1	Modelación inversor i.....	73
7.1.2	Sistema completo.....	83
7.2	Análisis mediante la ecuación característica del control secundario.....	85
7.2.1	Control secundario de voltaje.....	85
7.2.2	Control secundario de frecuencia: PI con retardo.....	86
7.2.3	Control secundario de frecuencia: PI con predictor de Smith.....	86
7.2.4	Control secundario de frecuencia: control predictivo.....	88

7.3	Discusión	89
8	Aplicación.....	90
8.1	Diseño de los controladores	90
8.1.1	Controlador de voltaje y corriente del inversor.....	90
8.1.2	Control secundario de voltaje con controlador PI con retardo.....	91
8.1.3	Sintonización PLL.....	92
8.1.4	Control secundario de frecuencia.....	96
8.2	Estabilidad del sistema.....	105
8.2.1	Control primario.....	106
8.2.2	Control secundario	112
8.3	Resultados simulación	123
8.3.1	Control primario.....	123
8.3.2	Control secundario	131
8.4	Discusión	148
9	Conclusiones.....	150
9.1	Trabajos futuros	152
9.2	Productos de la tesis.....	153
10	Bibliografía.....	154
	Anexo A: Coordenadas abc , $\alpha\beta$ y dq	160
	Anexo B: Detalle cálculos variables de estado.....	162
	Anexo C: Cálculo teórico del valor de los estados del sistema en régimen permanente	167
	Anexo D: Aproximaciones retardo.....	169
	Anexo E: Resultados factor de participación	170
	Anexo F: Gráficos de los distintos casos aplicados al control secundario de frecuencia.....	177
	Anexo F-1: Caso continuo sintonizado para el ancho de banda	177
	Anexo F-2: Caso continuo sintonizado para el tiempo de estabilización	179
	Anexo F-3: Caso discreto sintonizado para el ancho de banda con $T = 0.01s$	182
	Anexo F-4: Caso discreto sintonizado para el tiempo de estabilización con $T = 0.01s$	184
	Anexo F-5: Caso discreto sintonizado para el ancho de banda con $T = 0.02s$	187
	Anexo F-6: Caso discreto sintonizado para el tiempo de estabilización con $T = 0.02s$	190
	Anexo G: Tablas de los distintos casos aplicados al control secundario de frecuencia	193

1.1 LISTADO DE FIGURAS

Figura 3.1:	Estructura básica de una microrred [9].	7
Figura 3.2:	Diagrama microrred de Huatacondo [22].	8
Figura 3.3:	Estructura inversor trifásico básico [31].	10
Figura 3.4:	Filtros L y LCL utilizados en los inversores [17].	12
Figura 4.1:	Diagrama general de control centralizado [33].	13
Figura 4.2:	Diagrama general control distribuido [32].	14
Figura 4.3:	Niveles de control de microrredes.	15
Figura 4.4:	Curvas de estatismo [4].	19
Figura 4.5:	Diagrama de control de un inversor con impedancia virtual [6].	23
Figura 4.6:	Diagrama de control para disminuir los armónicos del sistema [43].	24

Figura 4.7: Diagrama de bloques de control de estatismo con tres lazos [40].	25
Figura 4.8: Circuito de un inversor [46].	27
Figura 4.9: Ejes dq de distintos inversores de un sistema [1].	28
Figura 4.10: Sensibilidad al aumento de la pendiente del estatismo P-f en [1].	28
Figura 4.11: Control secundario distribuido [55].	31
Figura 4.12: Estructura básica de un PLL [58].	32
Figura 4.13: Diagrama PLL trifásico [56].	33
Figura 4.14: Diagrama de control sistema de [60].	36
Figura 4.15: Diagrama del EMS instalado en Huatacondo [22].	37
Figura 5.1: Diagrama de sistema de control con predictor de Smith [73].	44
Figura 5.2: Diagrama de sistema de control con predictor de Smith con filtro [73].	45
Figura 5.3: Modelo general del control predictivo generalizado [83].	47
Figura 6.1: Estructura de conexión de los inversores [1].	51
Figura 6.2: Diagrama de bloques sistema de 2 inversores en paralelo.	53
Figura 6.3: Conexión entre inversores.	54
Figura 6.4: Diagrama lazos de control de corriente y voltaje.	56
Figura 6.5: Diagrama lazos de control mediante curvas de estatismo.	58
Figura 6.6: Voltaje en línea de transmisión.	59
Figura 6.7: Diagrama de bloques del control secundario de voltaje.	60
Figura 6.8: Diagrama de bloques del control secundario de frecuencia.	62
Figura 6.9: Diagrama de bloques del control secundario de frecuencia con predictor de Smith.	65
Figura 6.10: Diagrama de determinación de los parámetros de operación.	70
Figura 7.1: Coordenadas dq en los distintos inversores [1].	81
Figura 8.1: Simulink para la aproximación del PLL.	95

1.2 LISTADO DE TABLAS

Tabla 3.1: Equivalencias entre máquinas síncronas e inversores [17].	11
Tabla 4.1: Valores comunes de impedancias en líneas de transmisión [42].	18
Tabla 4.2: Comparación estatismo convencional e inversor [42].	21
Tabla 8.1: Diseño control secundario de voltaje para distintos retardos mediante diagramas de Bode.	91
Tabla 8.2: Valores de parámetros del PLL para distintas frecuencias.	93
Tabla 8.3: Diseño control secundario de frecuencia con PI sintonizado mediante diagramas de Bode.	97
Tabla 8.4: Diseño control secundario de frecuencia con PI con predictor de Smith mediante diagramas de Bode.	98
Tabla 8.5: Diseño control secundario de frecuencia con control predictivo para distintos tiempos de muestreo.	102
Tabla 8.6: Diseño control secundario de frecuencia con control predictivo para distintos tiempos de muestreo.	104
Tabla 8.7: Parámetros del sistema en estudio.	105

Tabla 8.8: Características de los lazos de control del control primario del sistema de dos inversores Danfoss.....	107
Tabla 8.9: Polos en el plano s de los controladores predictivos diseñados.	120
Tabla 8.10: Parámetros de los controladores obtenidos mediante análisis de polos.	120
Tabla 8.11: Retardos máximos de los controladores diseñados obtenidos mediante análisis de la ecuación característica.	121
Tabla 8.12: Resumen características de los controladores diseñados.	122
Tabla 8.13: Datos de los casos en estudio.	123
Tabla 8.14: Resultados de los casos en estudio.	124
Tabla 8.15: Relación potencia activa entregada por inversores.	126
Tabla 8.16: Carga del sistema en estudio en términos de potencia.	132
Tabla 8.17: Resultados en caso continuo sintonizado de acuerdo a un ancho de banda $BW = 3.25\text{rads}$ para $L = 0.1[s]$	136
Tabla 8.18: Resultados en caso continuo sintonizado de acuerdo a un tiempo de estabilización $t_s = 1.3s$ para $L = 0.1[s]$	140
Tabla 8.19: Caso discreto con $T = 0.02s$ sintonizado de acuerdo a un ancho de banda $BW = 3.25\text{rads}$ para $L = 0.1[s]$	143
Tabla 8.20: Caso discreto con $T = 0.02s$ sintonizado de acuerdo a un tiempo de estabilización $t_s = 1.3s$ para $L = 0.1[s]$	145
Tabla 8.21: Resultados con controladores diseñados para $L = 0.1[s]$ con carga al 60%.	146
Tabla 8.22: Resultados con controladores diseñados para $L = 0.1[s]$ con $\tau_d = 0.1s$ y distintas cargas.	147
Tabla 8.23: Resumen retardos máximos teóricos y obtenidos.	149

1.3 LISTADO DE GRÁFICOS

Gráfico 8.1: Diagrama de Bode del sistema de control secundario de voltaje con $\tau_d = 0.1$	92
Gráfico 8.2: Lugar geométrico de las raíces del PLL.....	94
Gráfico 8.3: Diagrama de Bode del controlador del PLL.....	94
Gráfico 8.4: Respuestas al escalón para filtros de orden 1 y 2.....	96
Gráfico 8.5: Diagrama de Bode del sistema compensado del control secundario de frecuencia con controlador PI con retardo.	97
Gráfico 8.6: Diagrama de Bode del sistema compensado del control secundario de frecuencia con controlador predictor de Smith.	99
Gráfico 8.7: Respuesta al escalón sistema continuo y discreto, discretizando para $T = 0.01s$ y $T = 0.02s$	100
Gráfico 8.8: Diagrama de polos control primario.....	108
Gráfico 8.9: Movimiento de los polos al variar las pendientes.	111
Gráfico 8.10: Movimiento de los polos del control secundario de voltaje al aumentar el retardo τ_d	113
Gráfico 8.11: Movimiento de los polos del control secundario de frecuencia al aumentar el retardo τ_d con controlador PI sintonizado de acuerdo a t_s	115

Gráfico 8.12: Movimiento de los polos del control secundario de frecuencia al aumentar el retardo τ_d con controlador PI con predictor de Smith.	117
Gráfico 8.13: Movimiento de los polos del control secundario de frecuencia al aumentar el retardo τ_d con controlador PI con predictor de Smith con filtro1.....	118
Gráfico 8.14: Movimiento de los polos del control secundario de frecuencia al aumentar el retardo τ_d con controlador PI con predictor de Smith con filtro2.....	119
Gráfico 8.15: Movimiento de los polos del control secundario de frecuencia al aumentar el retardo τ_d con controlador predictivo.	121
Gráfico 8.16: Potencia entregada por los inversores en el caso 1.	124
Gráfico 8.17: Potencia entregada por los inversores en el caso 3.	125
Gráfico 8.18: Potencia entregada por los inversores en el caso 6.	125
Gráfico 8.19: Controlador de voltaje de los inversores.	129
Gráfico 8.20: Controlador de corriente de los inversores.....	129
Gráfico 8.21: Frecuencia del sistema.	131
Gráfico 8.22: Voltaje en el sistema de dos inversores con retardo de diseño (L) y nominal (τ_d) de 0.1[s].	133
Gráfico 8.23: Voltaje en el sistema de dos inversores con retardo de diseño L = 0.1[s] y nominal $\tau_d = 0.8$ [s].	134
Gráfico 8.24: Frecuencia caso continuo sintonizado para BW con L = 0.1[s] y $\tau_d = 0.1$ [s]....	139

2 INTRODUCCIÓN

2.1 MOTIVACIÓN

Debido a la creciente demanda energética a nivel mundial, el aumento del cambio climático y la disminución de combustibles fósiles, es que se ha vuelto indispensable buscar nuevas formas de generación eléctrica. Una alternativa es el uso de Energías Renovables, como lo son la energía solar, eólica, mareomotriz, hidráulica, la biomasa, etc [1]. Entre sus ventajas, estas energías se pueden utilizar en pequeñas redes eléctricas, llamadas microrredes, las que permiten alimentar eléctricamente zonas aisladas de la red.

Una microrred es una red eléctrica de bajo voltaje que utiliza unidades de generación distribuida para alimentar eléctricamente un área con consumos del orden de decenas de kW o menores, como por ejemplo una zona urbana pequeña [2].

Las microrredes pueden funcionar conectadas a una red principal o en forma aislada [3]. Cuando una microrred se encuentra conectada a la red, ésta es reconocida por la red como un consumo o una fuente de generación. De esta forma, si la microrred genera menos de lo que está consumiendo, puede obtener potencia desde la red y en caso de generar más energía, ésta es enviada a la red [4] [5].

En el caso de funcionar desconectada de la red, lo que es conocido como modo isla, la microrred debe generar la energía necesaria para alimentar sus consumos. Además es fundamental que al igual que en una red normal, se mantenga voltaje y frecuencia estables. Para esto las microrredes cuentan con tres niveles de control, primario, secundario y terciario según la clasificación en [6]. El control primario se encarga de compartir potencia activa y reactiva entre las unidades, manteniendo el voltaje y la frecuencia dentro de un margen aceptado; el control secundario actúa después del primario y restablece el voltaje y la frecuencia a su valor nominal; y el control terciario determina cuanta energía se exportará, importará y cuánto generará cada unidad [6].

Debido a que las microrredes no cuentan con generadores con reserva en giro, el control primario se lleva a cabo usando la energía almacenada en baterías y a través de las curvas de estatismo o droop de los inversores [2]. Para ello es necesario que el sistema de control de la microrred incluya estas características. Este tipo de control, conocido como VSI, puede aplicarse a todas las fuentes generadoras o solo algunas [4] [5].

Particularmente, en esta tesis se estudiará una microrred formada por dos inversores con control primario mediante curvas de estatismo y control secundario centralizado con un retardo en la comunicación hacia los inversores. Por esto, se estudiarán distintas estrategias de control secundario de modo de minimizar los efectos del retardo entre el controlador secundario centralizado y los inversores.

2.2 OBJETIVOS

El objetivo de esta tesis es diseñar un sistema de control para microrredes estable formado por un control primario distribuido que opere mediante curvas de estatismo, y un control secundario centralizado capaz de afrontar los retardos en la comunicación entre el controlador y los inversores.

Sus objetivos específicos son:

- Implementar un esquema de control primario mediante curvas de estatismo que permita regular frecuencia y voltaje de la microrred aislada de manera que se comparta potencia entre los inversores.
- Diseñar e implementar una estrategia de control secundario que permita llevar la frecuencia y el voltaje de la microrred a su valor nominal estableciendo mecanismos para afrontar los retardos de comunicación entre el controlador y los inversores.
- Relacionar la nueva estrategia de control mediante curvas de estatismo a un sistema gestión de energía (EMS) para microrredes ya existente.
- Estudiar la estabilidad del sistema con control primario y control secundario.

2.3 ALCANCES

La microrred es estudiada mediante simulación en Simulink de Matlab y para ello utiliza valores de los inversores y filtros de la microrred instalada en la Universidad de Aalborg [7]. Sin embargo, el valor de las líneas de conexión entre los inversores debió ser cambiado por diferencias en la ubicación de las cargas de la microrred simulada.

La simulación está formada por dos inversores y dos cargas conectadas en paralelo a cada inversor. Mientras los inversores se conectan a través de una línea de transmisión, la conexión entre inversor y carga asume que es a través de una línea de transmisión de impedancia despreciable.

Además, la microrred se estudia desconectada de la red principal, es decir en modo aislado, y no forma parte del trabajo de esta tesis el estudio del control de la microrred conectada a la red principal o en conexión a ella.

También, para simplificar el uso de las curvas de estatismo se asume que la línea de transmisión entre los inversores es de naturaleza inductiva y que por tanto la impedancia de salida de cada inversor es inductiva. De esta forma no se debe aplicar técnicas para mitigar el efecto adverso de una impedancia resistiva en el control de estatismo.

Por otro lado, para controlar la microrred se utiliza la convención de tres niveles de control como los presentados en [6]: control primario, control secundario, y control terciario. La presente tesis desarrolla solo el control primario y secundario de la microrred, dejando planteada una

conexión con el control terciario encargado de optimizar la operación de microrred, minimizando el costo de los recursos consumidos.

Por último, la fuente de generación que se conecta al inversor y sus diferencias en la operación en el sistema no forman parte de la tesis en desarrollo y se asume que su regulación viene dada por el control terciario.

2.4 METODOLOGÍA PROPUESTA

El trabajo se divide en varias etapas. En primer lugar se desarrolla en Simulink de Matlab, un simulador de una microrred aislada compuesta por dos inversores trifásicos conectados en paralelo y sus cargas asociadas. Este sistema está compuesto por un sistema de control primario, llevado a cabo mediante curvas de estatismo; y un sistema de control secundario centralizado de voltaje y frecuencia, para el cual se estudian diversos métodos de control para afrontar el retardo en la comunicación.

Una vez diseñado y sintonizados los controladores del simulador de acuerdo a los parámetros utilizados, se desarrolla un análisis de estabilidad mediante pequeña señal del control primario. Éste permite estudiar los márgenes de operación estables del sistema a medida que se varía un parámetro deseado, en particular esto se realiza con las pendientes de las curvas de estatismo. Además, el mismo análisis de pequeña señal permite determinar la velocidad de operación de los distintos lazos del sistema, pudiendo observarse los verdaderos valores de operación del sistema y su cumplimiento con los valores de diseño. Este análisis de estabilidad está basado en los estudios realizados en el Imperial College de Londres [1].

Una tercera etapa es el estudio del retardo existente entre el control secundario y los inversores. Luego, centrandó éste en el control secundario de frecuencia y trabajando con un retardo fijo en el control secundario de voltaje, se presentan distintos métodos de control de modo de determinar el que se ve menos afectado por el retardo, es decir, el más robusto, rápido, y con menor error. Los métodos de control estudiados son controlador PI sintonizado para el retardo, controlador PI con predictor de Smith y variaciones de éste, y controlador predictivo.

Por último, se estudia la estabilidad del control secundario, el que se lleva a cabo mediante estudio de los polos del sistema a través de la ecuación característica. Debido a que el control secundario es lineal no es necesario llevar a cabo un estudio de pequeña señal, pues los resultados obtenidos mediante pequeña señal y señal grande¹ son los mismos. Mediante el estudio de estabilidad se determina el máximo retardo soportado por cada método utilizado.

¹ Señal grande comúnmente llamado “large signal” en la bibliografía.

2.5 ESTRUCTURA TESIS

La tesis se conforma de ocho capítulos: introducción, tres capítulos de estado del arte, un capítulo en el que se describe la simulación de los inversores, seguido por un capítulo que presenta un estudio de la estabilidad del sistema, luego los resultados obtenidos al aplicar el trabajo, y finalmente las conclusiones. A éstos también se le suman la bibliografía y los anexos ubicados al final del trabajo.

El estado del arte presenta una descripción de lo que es una microrred en el capítulo 3 y sus distintos sistemas y niveles de control: control primario, control secundario y control terciario, en el capítulo 4. Para el control primario se presentan distintas formas de control de estatismo, y las ventajas y desventajas de unas frente a otras. En el caso del control secundario se presenta su estructura básica, mientras que para el control terciario se describen estrategias de manejo de la energía (EMS²), los que permiten optimizar el uso de la energía en un sistema. Posteriormente se estudia el problema de retardos en la comunicación entre un control centralizado y distintas unidades de operación, como es el caso del control secundario. Para ello se presentan distintas estrategias para minimizar el efecto del retardo.

En el capítulo 6 se describe la microrred simulada y sus distintos lazos de control en detalle. Mientras que en el capítulo 7 se desarrolla un estudio de la estabilidad del sistema. En el capítulo 8 se diseñan los controladores a utilizar en la simulación utilizando diagramas de Bode; mediante el estudio de estabilidad presentado en el capítulo anterior se analiza la estabilidad del sistema primario y secundario, comprobando que se cumplan las características de diseño del sistema. Asimismo se estudian los rangos de operación de las pendientes de estatismo en el caso del control primario, y de los controladores en función del retardo en el caso del control secundario. Posteriormente se prueba el sistema diseñado en el simulador y se analizan los resultados obtenidos.

Finalmente, en el capítulo 9 se presentan las conclusiones del trabajo realizado y se señalan trabajos futuros a realizar relacionados con el tema expuesto en la tesis.

² EMS viene de su nombre en inglés Energy Management System.

En la actualidad es común el uso de generación a gran escala con líneas de transmisión que cubren largas distancias. Sin embargo, estas redes son difíciles de adaptar a los requisitos de los usuarios y los requerimientos para entregar un abastecimiento confiable son elevados [8] [9].

Como solución a los nuevos requerimientos de la demanda eléctrica, así como la necesidad de integrar medios de generación renovables, nacen los sistemas de generación distribuida (DG). La diferencia entre la generación distribuida y la generación convencional es que la primera utiliza micro-generadores que trabajan con frecuencias variables, como generadores eólicos y fuentes que generan voltajes en corriente continua; mientras que la segunda utiliza grandes generadores que operan a frecuencias de 50/60 [Hz] [10].

La generación distribuida permite mejorar la calidad de la energía así como dar flexibilidad y capacidad de expansión a la demanda. También permite mantener la estabilidad de la red y optimizar el sistema de distribución eléctrico, puesto que ya no es necesario el uso de largas líneas de transmisión con altas pérdidas de energía, sino que las fuentes de generación se ubican cercanas a los consumos [11] [9]. Además, la generación distribuida hace más fácil la integración de medios de generación renovable como lo son los generadores eólicos y paneles solares, lo que permite reducir las emisiones de efecto invernadero [9] [12]. Sin embargo, la generación eléctrica mediante DG es afectada por las condiciones ambientales, y cuando ocurre una falla en el sistema la generación se debe detener, lo que limita la operación de este concepto de generación [12] [13].

De esta forma, la tendencia a futuro es tener más redes distribuidas, y por lo tanto, la generación eléctrica y la demanda deben ser estudiadas en conjunto, por lo que se debe definir una red eléctrica capaz de integrar a ambos. Esta red es conocida como Red Inteligente (SG³) y se encarga de llevar la energía desde fuentes de generación a consumidores utilizando tecnología digital para controlar las cargas de los consumidores, lo que permite reducir el costo de la generación y aumentar la confianza [6]. Un caso particular de SG es la microrred, la que se está convirtiendo en un concepto importante para integrar la generación distribuida y los sistemas de almacenamiento de energía. De esta forma la microrred permite un cambio en el paradigma de generación haciendo al consumidor parte del proceso [6].

Como se ha mencionado, las microrredes son una dirección posible en la evolución de los sistemas eléctricos de potencia que incorporan generación distribuida. Si bien el término no ha sido definido de forma estricta y abarca un amplio rango de sistemas [14], en [10] se define una microrred como un conjunto de cargas y micro-generadores operando como un sistema controlable que entrega potencia a un área local. Desde una red eléctrica convencional, una microrred conectada a ella es vista como unidad, ya sea de generación o consumo. Para el consumidor, una microrred puede ser diseñada para cumplir sus requerimientos específicos como: disminuir las pérdidas, entregar confiabilidad local, entregar servicio eléctrico sin interrupciones, etc.

³ SG viene del nombre en inglés Smart Grid.

En [15] se entrega una definición similar, sin embargo en [16] se agrega a la definición que las microrredes pueden operar en dos modos: conectados a la red principal, o desconectados de ella, estados que se estudian en la sección 3.2. Luego, una microrred puede operar intercambiando una pequeña cantidad de energía con la red principal y cuando es necesario puede desconectarse completamente de ésta [17].

En las siguientes secciones se presenta la arquitectura de una microrred, sus características y modos de operación, ejemplos de ellas, y finalmente se describen los inversores, la unidad fundamental para la operación y control de ellas.

3.1 ARQUITECTURA DE UNA MICRORRED

A partir de [9] y [10] se tiene la estructura básica de una microrred, la cual se presenta en la Figura 3.1. Ésta se compone de cargas, fuentes de generación y sistemas de almacenamiento, como las baterías. Estas últimas son importantes porque permiten almacenar energía de fuentes intermitentes como generadores eólicos o paneles fotovoltaicos y entregarla cuando el sistema lo necesite [17].

La microrred se une a la red principal a través de un interruptor estático [10], aunque el dispositivo de conexión puede variar de una microrred a otra. Además cuenta con tres alimentadores (A, B, C). Cada alimentador tiene controladores y desconectores, de modo que frente a problemas de calidad en el voltaje de la red, o zonas de la microrred, éstas se pueden aislar mediante los desconectores. De este modo, las protecciones de la microrred deben responder tanto a fallas de la red principal, cuando se encuentra conectada a ésta, como de la microrred. Si la falla se ubica en la red principal la microrred debe aislarse rápidamente de ella para proteger las cargas, mientras que si la falla es en la microrred, se debe aislar la zona afectada [10].

En general el voltaje de operación de las microrredes es de baja tensión ($<480V$), y las fuentes de generación (micro-turbinas, paneles fotovoltaicos, generadores eólicos) tienen potencias menores a 100kW. Las fuentes se conectan al sistema a través de interfaces electrónicas, como inversores y convertidores, los que permiten el control y dan flexibilidad a la microrred, cumpliendo con los diversos requisitos de los clientes. Estos dispositivos son explicados en la sección 3.3 [10].

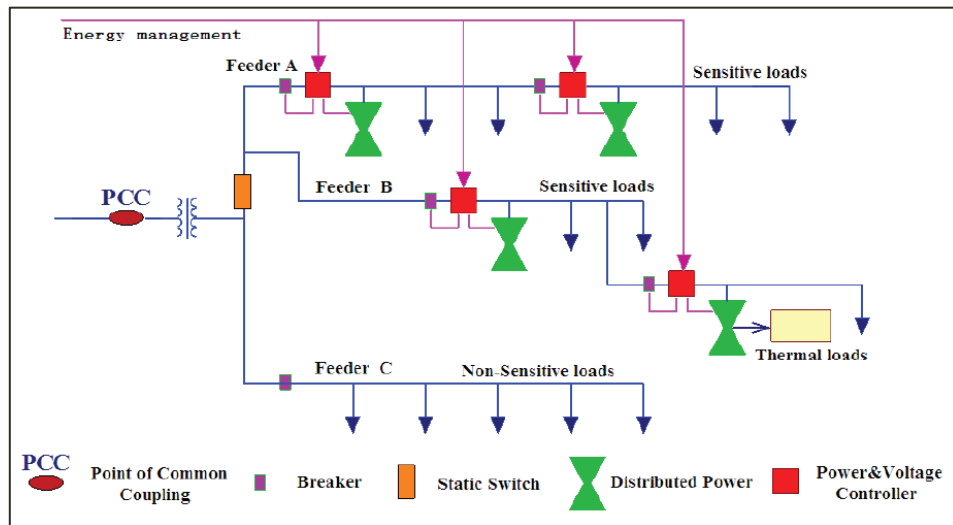


Figura 3.1: Estructura básica de una microrred [9].

En la actualidad se puede encontrar microrredes instaladas con fines experimentales, y otras que efectivamente se encuentran operacionales y alimentan pequeñas poblaciones. En [18] se presenta un listado de microrredes instaladas hasta el año 2007.

De ellas se destacan la microrred AEP CERTS ubicada en los laboratorios de AEP Walnut Test, que fue diseñada especialmente para demostrar el concepto de microrredes y que cuenta con numerosas pruebas publicadas [19], [20], y [21] entre otras. La microrred cuenta con un transformador de 1.5MVA de 480V/13.2kV a través del cual se conecta a la red principal. Las fuentes de generación, que son tres, se conectan a la microrred mediante inversores y cada una tiene una capacidad de 60kW. Las cargas son cuatro, de las cuales tres son impedancias variables con un valor máximo de 95kW, la cuarta se conecta a un motor de inducción [18].

Entre otras microrredes se destaca la microrred de Huatacondo, ubicada en un pueblo aislado en el norte de Chile, con el mismo nombre. En este caso la microrred surgió como una solución para abastecer eléctricamente a la localidad que previa a la instalación de la microrred no contaba con electricidad las 24 horas del día.

Como se muestra en la Figura 3.2, la microrred está formada por dos módulos de generación fotovoltaica de 22.68kW y 1.75kW cada uno, un generador eólico de 2x2.5kW, un generador diésel de 150kVA y un banco de baterías de 40kW. Las cargas del sistema son la demanda de los hogares y la alimentación eléctrica de una bomba de agua para sacar agua de un pozo, debido a que por la ubicación de la zona no se encuentra agua a nivel de superficie [22] [23].

Además, la microrred cuenta con un optimizador para minimizar el uso del generador diésel y consiguientemente el costo de la electricidad. También se cuenta con un control de demanda, que indica a los habitantes por medio de un semáforo cuando aumentar o disminuir el

consumo energético, de modo que cuando la generación por medio de las fuentes renovables es baja, el consumo también lo sea [22] [23].

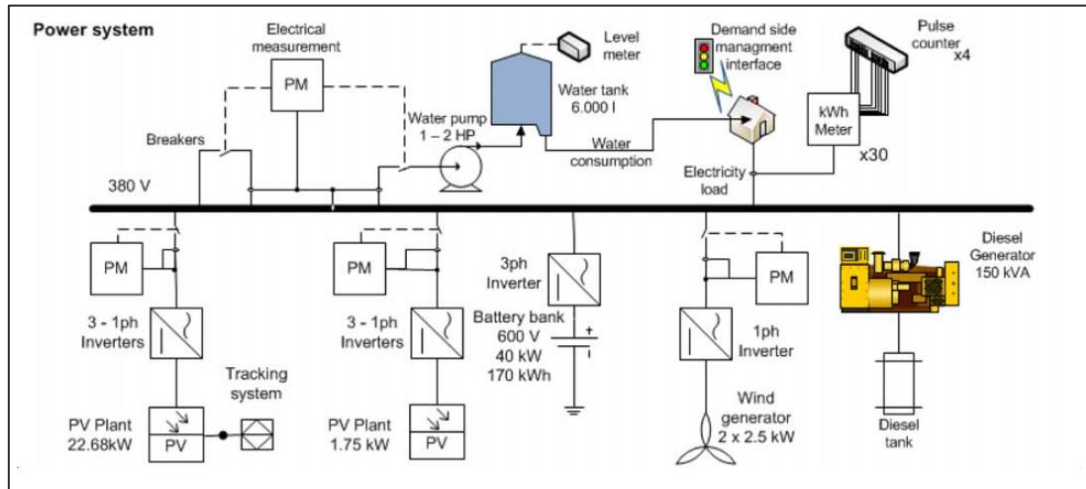


Figura 3.2: Diagrama microrred de Huatacondo [22].

En otras publicaciones como [7], [12] y [24] se presentan otras microrredes creadas con fines exclusivos de investigación, ubicadas generalmente en universidades y centros de estudio.

3.2 CARACTERÍSTICAS Y MODOS DE OPERACIÓN

Como se mencionó anteriormente, la microrred tiene dos modos de operación, conectada y aislada de la red principal. A esto, para efectos de control, también se puede sumar el estado en conexión/desconexión de la microrred. En [9], [17] y [25] se estudia el sistema conectado y desconectado de la red; en [1], [12] y [26] se estudia el sistema aislado de la red; y en [25] se estudia el sistema en conexión.

Cuando la microrred opera conectada a la red, la mayoría de las dinámicas de ésta están dadas por la red principal, debido a que en comparación las fuentes de generación de la microrred son despreciables [1]. De esta forma, la microrred es vista como una fuente de voltaje AC de capacidad infinita por la red y los inversores operan en modo de entrega de corriente (CSI) y siguen el valor del voltaje fijado por la red. Debido a esto, el sistema de control de la microrred no debe controlar la frecuencia y voltaje para mantener la estabilidad [4] [27].

En [17] se agrega una nueva característica a la operación de la microrred conectada a la red. Éste divide la operación de la microrred conectada a la red en dos: conectada a la red con generación local fija, por lo que en el interruptor de conexión, el flujo de potencia se debe a un intercambio de carga entre la microrred y la red, el cual puede ser en cualquier dirección; y conectada a la red con generación local con seguimiento de carga, en el que la red principal

puede importar, exportar o no compartir energía. En este último caso la red mantiene la conexión para caso de emergencia.

Cuando la microrred opera aislada de la red, la dinámica de ésta depende de los micro-generadores, del sistema de control y de la red [1]. La generación local sigue a la carga, y normalmente utiliza unidades de almacenamiento y participación de la demanda para aumentar la seguridad de la red [17].

En algunos sistemas aislados, como las plataformas de petróleo, se puede anticipar el aumento de grandes cargas y tener listas las nuevas fuentes de generación [17]. Si esto no se puede anticipar, al conectarse grandes cargas puede ser necesario el uso de control de demanda y desconectar algunos consumos menos importantes.

En generales, las microrredes tienen cinco funciones básicas:

- Mantener la amplitud del voltaje y la frecuencia de la microrred en un rango normal cuando opera desconectada de la red [25].
- Distribuir potencia activa y reactiva desde las fuentes de generación a las cargas cuando opera desconectada de la red [25].
- Compartir energía entre los inversores conectados en paralelo cuando opera desconectada de la red. Si no hay un sistema de control adecuado, no se puede compartir carga correctamente por cada unidad. La carga compartida es afectada por la no uniformidad de las unidades, las tolerancias de los componentes, y las variaciones en las impedancias de línea [24].
- Intercambiar potencia con la red principal al operar conectada a ella [25].
- Asegurar un cambio suave desde el modo conectado a desconectado y viceversa [9].

A las funciones básicas se les agrega características extra que hacen que sean un sistema de generación mejor al convencional. Éstas son la capacidad de expansión, capacidad de trabajar en módulos, tener un mantenimiento más sencillo, y ser más confiable que una red común [28].

Claramente para lograr los objetivos se debe contar con un sistema de control adecuado, sin embargo, debido a que la operación de la microrred depende de los consumos y los medios de generación utilizados, no se puede definir un sistema de control único para la óptima operación de ella [17]. No obstante, en [10] se plantean puntos básicos de control con los que se debe contar: usar controladores locales de los micro-generadores, optimizar la operación de la microrred minimizando los costos, y el uso de protecciones en la distribución.

Luego, la principal desventaja de las microrredes es que deben contar con un sistema de control avanzado y que debe definirse caso a caso.

3.3 INVERSORES

Como se ha mencionado, la mayoría de las fuentes de generación utilizadas en microrredes se conectan a la red a través de dispositivos electrónicos, llamados convertidores [10]. En [29] se define un convertidor como una máquina o equipo que transforma energía eléctrica de una forma a otra, como por ejemplo de corriente continua a alterna o viceversa, o de un valor de frecuencia o voltaje a otro. De esta forma, existen distintos tipos de convertidores: convertidores DC-DC, que pasan de corriente continua a corriente continua; convertidores de frecuencia, que cambian el valor de la frecuencia de una onda; rectificadores, que transforman corriente alterna en corriente continua; e inversores, que transforman corriente continua en corriente alterna.

En el caso en estudio, son los inversores los que se utilizan como interface entre las fuentes de generación y la microrred. El funcionamiento de los inversores trifásicos es descrito en [30] y [31]. Como se explica en ellos, la estructura básica de un inversor, presentada en la Figura 3.3, consiste en 6 switches que permiten el paso de corriente de acuerdo a una estructura de modulación dada, donde la entrada del sistema es una fuente de voltaje DC y la salida el voltaje trifásico deseado. Además, como se estudiará en la sección 4.1 los inversores pueden operar como fuente de voltaje, en modo VSI o fuente de corriente, en modo CSI, para ello, los dos switches de una misma pierna no pueden estar encendidos simultáneamente.

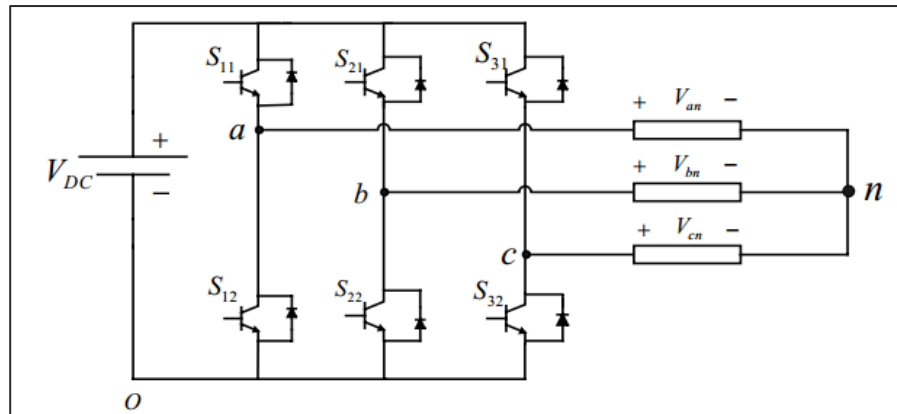


Figura 3.3: Estructura inversor trifásico básico [31].

De esta forma estos dispositivos permiten que las fuentes de generación tengan una operación flexible y la potencia entregada por ellas no dependa al 100% del recurso natural instantáneo [1]. Además, los inversores son la solución al problema de cómo compartir carga en una microrred desconectada de la red y permiten controlar las fuentes de generación [12]. Así, los inversores se han convertido en el equivalente de las máquinas síncronas de las redes convencionales en las microrredes. La Tabla 3.1 presenta equivalencias entre las máquinas síncronas y los inversores, las que fueron presentadas en [17].

Tabla 3.1: Equivalencias entre máquinas síncronas e inversores [17].

Máquinas Síncronas	Inversores
Opera como fuente de voltaje, cuya amplitud se puede ajustar, normalmente mediante un sistema de control con un bajo ancho de banda.	Operan como fuente de voltaje, aunque también se puede utilizar como fuente de corriente (sobre todo en operación conectada a la red). El control es casi instantáneo y es independiente para la amplitud y la fase del voltaje.
El voltaje es alterno con forma sinusoidal y la distorsión total de los armónicos (THD ⁴) es baja. Sin embargo, dependiendo del valor de la impedancia de la fuente, distorsiones en la corriente de carga aumentan la distorsión en el voltaje.	Se obtienen ondas sinusoidales mediante un modulador, pero también se pueden obtener otras formas. En [9] se describe como obtener distintas ondas mediante un inversor. Además, el espectro de baja frecuencia del inversor es bien controlado, pero el switching del inversor produce distorsión de alta frecuencia, que puede ser evitada mediante filtros a la salida de éste.
La corriente en cortocircuito es alta porque la impedancia es baja y no se utilizan limitadores de corriente.	La corriente en cortocircuito es alta, pero se utilizan limitadores como protección.
La carga compartida utiliza el método de curvas de estatismo y depende del torque aplicado y la velocidad de giro disminuye al aumentar la carga. Además, se tiene reserva de la energía en inercia.	La carga compartida utiliza el método de curvas de estatismo y depende de las referencias en el sistema de control. Además, el inversor normalmente no tiene reserva de la energía en inercia.

Como se observa en la Tabla 3.1 para evitar la distorsión que se puede producir en las microrredes por el uso de dispositivos electrónicos como los inversores, se utilizan filtros. En [17] se discute entre el uso de filtros de distintos órdenes. Un filtro de primer orden o L es una buena alternativa ya que el inductor es necesario para acoplar el voltaje del inversor y de la red. Sin embargo, para lograr la atenuación deseada el valor del inductor debe ser muy elevado, por lo que generalmente se trabaja con filtros de segundo orden o LC. Debido a que el inversor se conecta a una línea inductiva, o a un transformador, de forma implícita normalmente el filtro es de tercer orden o LCL. La Figura 3.4 muestra los filtros utilizados.

⁴ THD viene del nombre en inglés Total harmonic distortion.

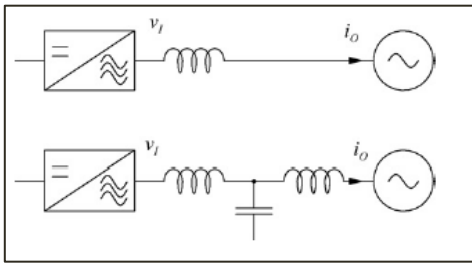


Figura 3.4: Filtros L y LCL utilizados en los inversores [17].

En resumen, en esta sección se han descrito las microrredes y su importancia para la generación eléctrica con alta integración de fuentes de energía renovable. En la próxima sección se presentan sistemas de control utilizados en las microrredes, en los que los inversores son el elemento fundamental para poder controlar la energía que cada fuente de generación entrega, y consiguientemente mantener el voltaje y frecuencia dentro de valores deseados.

En general existen dos tipos de control para sistemas: centralizado y distribuido. El control centralizado es la forma más común de controlar sistemas de pequeña escala. Consiste en medir todas las salidas del sistema en un punto común como se muestra en la Figura 4.1 y de forma central determinar la entrada de cada planta. La principal ventaja de éste es que las decisiones se toman en base a toda la información del sistema, por lo que se llega a un solo resultado. Sin embargo, también se presentan las siguientes desventajas, las que se amplifican a medida que el sistema crece [32]:

- A medida que el sistema crece la cantidad de información que debe ser transmitida aumenta, lo que hace crecer considerablemente los requerimientos de comunicación en el sistema, así como volver el sistema poco confiable y susceptible a fallas en la comunicación.
- La implementación de este tipo de control requiere de sistemas computacionales con elevadas capacidades.
- La expansión del sistema no es sencilla ya que cada nueva unidad debe conectarse al controlador central.

En el caso de microrredes, el control centralizado en áreas con grandes distancias entre inversores es poco práctico y costoso, porque las señales tardan en llegar y requieren un gran ancho de banda [33].

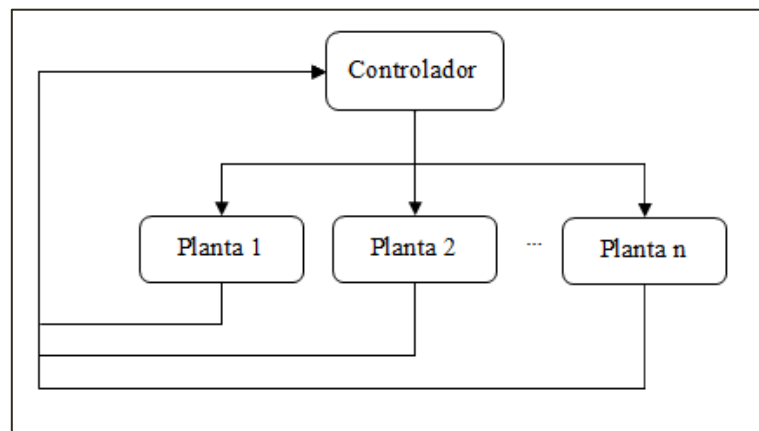


Figura 4.1: Diagrama general de control centralizado [33].

El caso distribuido consiste en dividir el control del sistema en varios módulos o subprocesos, cada uno con su propio controlador independiente del resto, como se muestra en la Figura 4.2. Para alcanzar un objetivo final, como es el control de frecuencia y voltaje en el caso de las microrredes, cada subproceso intercambia información con los otros. De esta forma, el control distribuido permite evitar los problemas computacionales y de comunicación del control centralizado. Sin embargo, la solución alcanzada no siempre es óptima y única, puesto que el óptimo de cada subsistema no necesariamente es el óptimo global, en algunos casos incluso se

puede producir inestabilidad porque los subprocesos llegan a soluciones incompatibles [32]. Para superar este inconveniente es común realizar estudios de estabilidad previa a la aplicación de las soluciones de los controladores. En el caso de las microrredes normalmente se utiliza el método de estatismo como solución de control distribuido [25]. Este tipo de control es estudiado en detalle en la sección 4.1.2.

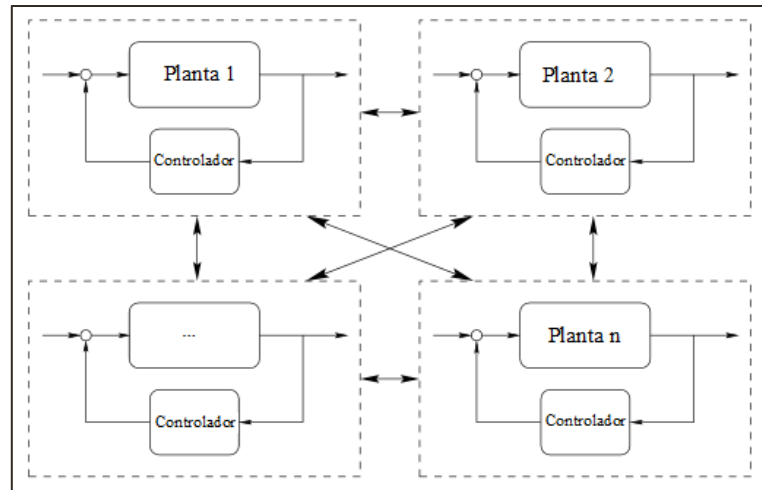


Figura 4.2: Diagrama general control distribuido [32].

Además del control centralizado y distribuido, es común dividir los sistemas de control en niveles, lo que es conocido como control jerárquico, pudiendo cada nivel tomar cualquiera de las estructuras ya mencionadas y teniendo cada uno funciones distintas [6] [32]. Se debe asegurar que cada nivel de control tenga un impacto bajo sobre el otro, es decir que los niveles se encuentren desacoplados. Para ello cada nivel debe operar con distintos anchos de banda, el que decrece a medida que se avanza en nivel [6].

El control jerárquico ha sido aplicado en sistemas eléctricos de potencia por décadas y está comenzando a usarse en microrredes y parques eólicos. En [6] se propone un sistema de control jerárquico de microrredes formado por tres niveles, como los presentados en la Figura 4.3.

El control terciario, es el que se encarga de controlar el flujo de potencia entre la microrred y la red, ya sea de importación o exportación [6]. En algunas referencias también incluye el control de la generación eléctrica y es llevado a cabo mediante sistemas de manejo de la energía (EMS) [1].

El control secundario es el que restablece la frecuencia y el voltaje a los valores nominales. También puede incluir la sincronización con la red para conectar y desconectarse de ésta [6].

El control primario es el que se encarga de simular comportamientos físicos de las máquinas síncronas en los inversores de modo de mantener el sistema estable. Normalmente utiliza el método de estatismo que emula el comportamiento de las máquinas síncronas [6].

Además, a este lazo es común asociarle un nivel 0, que corresponde a los lazos internos de control de voltaje y corriente de los inversores.

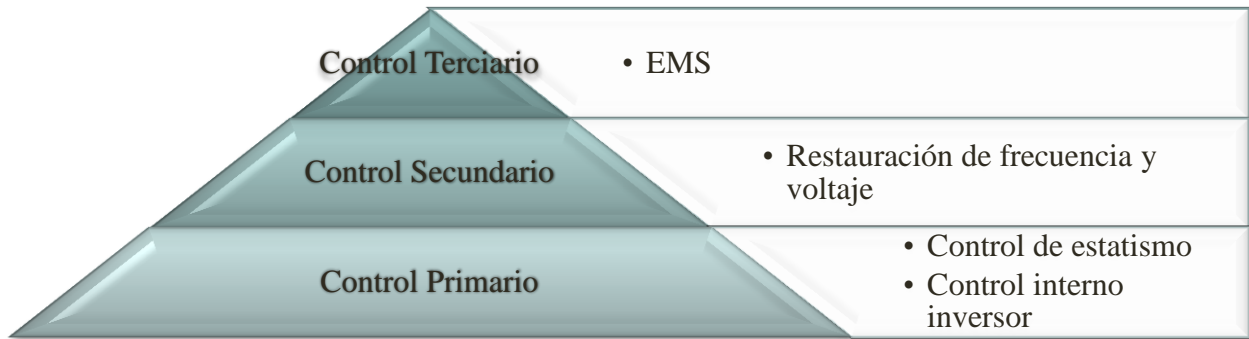


Figura 4.3: Niveles de control de microrredes.

En las siguientes secciones se estudian los tres niveles de control ya mencionados y se presentan distintos sistemas de control encontrados en la bibliografía.

4.1 CONTROL PRIMARIO

El control primario se encarga de compartir carga entre los inversores manteniendo el voltaje y frecuencia del sistema dentro de rangos aceptados. Existen diversos tipos de control y variaciones de éstos, ya que los controladores utilizados se deben ajustar a las características individuales de cada microrred. Por ello, para definir el tipo de control a utilizar se debe saber con qué tipo de unidades generadoras se cuenta y en qué modo de operación se encuentra la microrred.

En [34] se definen tres tipos de unidades generadoras de acuerdo a la función que realizan. La primera es una unidad que forma la red⁵, cuya función es controlar el voltaje y frecuencia de la red al balancear la potencia de generadores y cargas. Luego se tiene unidades de soporte de la red⁶, las que entregan una potencia activa y reactiva determinada por el voltaje y la frecuencia. Y el tercer tipo son unidades paralelas a la red⁷, las que se conectan a la red sin un inversor de por medio y su función es entregar el máximo de energía disponible.

Con respecto al modo de operación, cuando la microrred se encuentra conectada a la red el objetivo es exportar una cantidad de potencia controlada, manteniendo el valor del voltaje deseado. Para ello se utilizan sistemas que controlan la fase de la corriente del sistema y mediante un lazo de seguimiento de fase (PLL⁸) (descrito en sección 4.2.1) se asegura el sincronismo de la red. La corriente demandada se obtiene a partir de la demanda y la magnitud del voltaje,

⁵ En inglés se llama “grid forming”.

⁶ En inglés se llama “grid supporting”.

⁷ En inglés se llama “grid parallel”.

⁸ PLL viene del nombre en inglés “Phase-locked Loop”.

obtenida mediante el PLL. El diseño del controlador y del filtro utilizado en el inversor se debe considerar en conjunto para tener una buena atenuación de las interferencias de baja frecuencia [17].

En cambio, cuando la microrred se encuentra desconectada o aislada de la red el objetivo es controlar el voltaje de la red. Sin embargo este método tiene el inconveniente de que al controlar el voltaje, nada asegura que la corriente se mantendrá dentro de los límites deseados y se pueden producir elevadas sobre-corrientes. Para solucionar este problema se utilizan lazos de control anidados de corriente y voltaje en los inversores, los cuales no se acoplan puesto que se definen para distintos anchos de banda [17].

La forma en que operan los inversores en cada modo de conexión corresponde a las descritas por [34]. Cuando la microrred está conectada a la red, los inversores operan como una fuente de corriente controlada, en modo CSI⁹ o PQ (soporte de la red). En cambio, cuando la microrred está desconectada de la red principal, los inversores funcionan como fuente de voltaje controlado, en el modo llamado VSI¹⁰, lo que corresponde al caso de inversores que conforman la red [6].

A pesar de que se han planteado los modos de operación VSI y CSI de los inversores asociados a un tipo de operación de la microrred, ambos pueden operar simultáneamente. De esta forma se puede tener una microrred con inversores en VSI y CSI o solo en modo VSI conectados en paralelo [6]. Cuando la microrred opera en modo aislado, debe haber al menos un inversor en modo VSI lo que corresponde al control maestro-esclavo¹¹ que se presenta en la sección 4.1.1. En cambio, cuando hay más de un inversor operando en modo VSI estos comparten potencia activa y reactiva ajustando el valor de la frecuencia y voltaje, lo que se conoce como control de estatismo y es explicado en la sección 4.1.2 [6] [35].

Además, los controladores utilizados en ambos modos de operación (conectado y aislado) deben ser adaptados para el caso de conexión (y desconexión) entre la microrred y la red, lo que es conocido como sincronización. Ésta es presentada en la sección 4.1.3. Finalmente, para asegurar la estabilidad de la microrred, es normal realizar estudios de estabilidad de ésta independiente del sistema de control adoptado. En la sección 4.1.4 se presentan ejemplos de estudio de estabilidad y sus aplicaciones, mientras que en la sección 5.1 se explica cómo realizarla.

4.1.1 CONTROL MAESTRO-ESCLAVO

El control maestro-esclavo es un tipo de control distribuido que cuenta con un inversor operando en modo VSI (maestro), mientras el resto opera en modo CSI (esclavo) [34]. Los inversores esclavos miden la corriente de operación del inversor maestro y toman este valor como

⁹ CSI viene del nombre en inglés “Current Source Inverter”.

¹⁰ VSI viene del nombre en inglés “Voltage Source Inverter”.

¹¹ Maestro-esclavo es llamado “master-slave” en la bibliografía.

su referencia, por lo que los inversores esclavos intentan entregar la misma corriente del inversor master alcanzándose de esta forma la estabilidad del sistema [17].

En general este método utiliza cableado para enviar las señales a los inversores esclavos, lo que convierte al sistema en poco confiable y eleva sus costos. En el caso en que los inversores se ubican a largas distancias también se produce un elevado retardo en la comunicación [1]. Es por esto que este tipo de control distribuido no es muy usado [34].

Variaciones del control “maestro-esclavo” se observan en [36], en el que un control supervisor es responsable de la distribución de energía, y en [37] que no utiliza comunicación pero necesita cables extra para el uso de sensores que miden las frecuencias.

4.1.2 CONTROL MEDIANTE CURVAS DE ESTATISMO

El control mediante curvas de estatismo es un método de control distribuido, que permite compartir carga entre los inversores sin el uso de comunicación [38]. Al aumentar la potencia activa entregada por inversores decrece la frecuencia de modo de emular el comportamiento de las máquinas síncronas en redes eléctricas convencionales [6] [12] [39].

En [40] se describen las ecuaciones que permiten obtener la relación de las máquinas síncronas y consiguientemente las ecuaciones de las curvas de estatismo. Luego, sabiendo que la potencia aparente en una barra de la microrred viene dada por (4.1), se escribe la potencia activa y reactiva según las ecuaciones (4.2) y (4.3).

$$S = P + jQ \quad (4.1)$$

$$P = \frac{EV}{Z} \cos(\theta - \phi) - \frac{V^2}{Z} \cos(\theta) \quad (4.2)$$

$$Q = \frac{EV}{Z} \sin(\theta - \phi) - \frac{V^2}{Z} \sin(\theta) \quad (4.3)$$

Con E y V los voltajes en el inversor y en la barra común respectivamente, ϕ el ángulo de la potencia, y Z y θ la magnitud y ángulo de la impedancia de salida de la máquina. Esta impedancia depende principalmente de la impedancia interna de los inversores y de la impedancia de la línea de transmisión. Como se observa en la **Tabla 4.1** en el caso de las redes de alta tensión la impedancia de las líneas es principalmente inductiva, lo que no se cumple en las redes de baja tensión. En primer lugar se presenta el caso en que la línea de transmisión es inductiva y en las secciones 4.1.2.1, 4.1.2.2, 4.1.2.3 y 4.1.2.4 se presentan soluciones para ajustar la naturaleza de las impedancias en las microrredes [41].

Tabla 4.1: Valores comunes de impedancias en líneas de transmisión [42].

Tipo de línea	$R' \left[\frac{\Omega}{km} \right]$	$X' \left[\frac{\Omega}{km} \right]$	$I_N [A]$	$\frac{R'}{X'}$
Baja tensión	0.642	0.083	142	7.7
Media tensión	0.161	0.190	396	0.85
Alta tensión	0.06	0.191	580	0.31

Cuando la impedancia es inductiva, el ángulo θ se aproxima a 90° con lo que las ecuaciones (4.2) y (4.3) se transforman en las ecuaciones (4.4) y (4.5) con X la reactancia de salida del inversor. Estas ecuaciones se utilizan generalmente en las máquinas síncronas.

$$P = \frac{EV}{X} \sin(\phi) \quad (4.4)$$

$$Q = \frac{EV \cos(\phi) - V^2}{X} \quad (4.5)$$

A partir de estas ecuaciones y aproximando para ángulo pequeños se llega a las ecuaciones de estatismo (4.6) y (4.7) que fueron planteadas en [26].

$$\omega = \omega^* - m(P - P^*) \quad (4.6)$$

$$E = E^* - n(Q - Q^*) \quad (4.7)$$

ω y E son la frecuencia y voltaje de salida respectivamente, mientras que ω^* y E^* son los valores de referencia. Asimismo, P y Q son las potencias activa y reactiva entregadas por los inversores y P^* y Q^* sus respectivos valores de referencia. m y n son las pendientes de las curvas, las que en [33] se escogen como:

$$m = \frac{(\omega_{max} - \omega_{min})}{P_{max}} \quad (4.8)$$

$$n = \frac{(V_{max} - V_{min})}{Q_{max}} \quad (4.9)$$

Donde ω_{max} y ω_{min} son los valores máximos y mínimos permitidos de frecuencia; V_{max} y V_{min} son los equivalente límites permitidos de voltaje; y P_{max} y Q_{max} son los valores máximos de potencia activa y reactiva que puede entregar la microrred.

Para asegurar que se comparta carga en el sistema, las pendientes de las curvas de estatismo toman valores tal que se cumplan las ecuaciones (4.10) y (4.11), donde m_i y n_i son las pendientes de las curvas de estatismo $P - f$ y $Q - V$ en el inversor i , y S_i es la potencia aparente del inversor i [43].

$$m_1 S_1 = m_2 S_2 = \dots = m_n S_n \quad (4.10)$$

$$n_1 S_1 = n_2 S_2 = \dots = n_n S_n \quad (4.11)$$

Luego, la potencia y frecuencia de todo el sistema varían de acuerdo a las ecuaciones (4.12) y (4.13). Donde P_i es la variación de potencia en el inversor i e m_i es la pendiente de la curva $P - f$ del inversor i . Para el caso del voltaje se puede realizar un análisis similar [5].

$$\Delta P = \sum_{i=1}^n \Delta P_i \quad (4.12)$$

$$\Delta \omega = m_i \Delta P_i \quad (4.13)$$

La Figura 4.4 muestra las curvas de estatismo convencionales. Se observa que una variación de potencia activa genera una variación de frecuencia y que una variación de potencia reactiva, una variación de voltaje. A la curva de estatismo de potencia activa con frecuencia se le llama estatismo $P - f$, mientras que a la curva de estatismo de la potencia reactiva con el voltaje se le llama estatismo $Q - V$ [44].

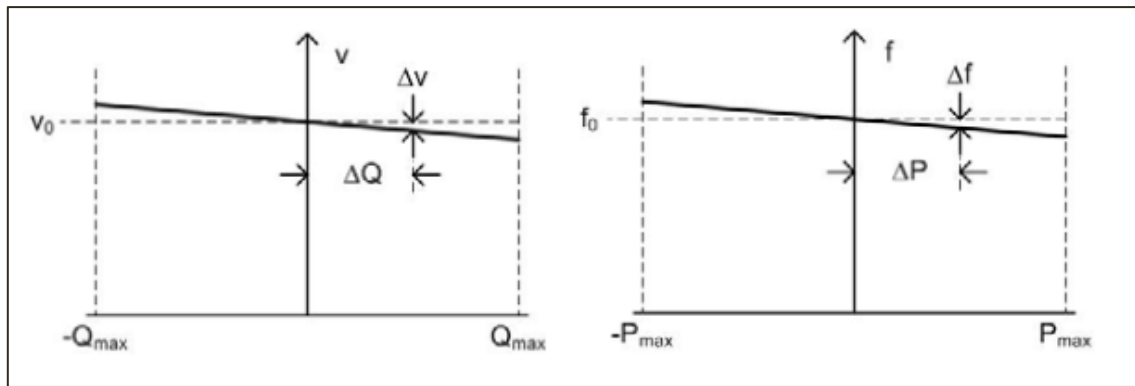


Figura 4.4: Curvas de estatismo [4].

Como ya se mencionó, el control de estatismo debe ser adaptado para operar en microrredes en las que las impedancias son resistivas. Además de esta limitación, el control de estatismo ve afectada la potencia compartida si las impedancias de línea están desbalanceadas; al trabajar con cargas no lineales el contenido armónico de la red no es compensado; y se producen desviaciones, de los valores de frecuencia y voltaje, propias de las ecuaciones planteadas al compartir potencia, lo que puede llevar a la inestabilidad del sistema [24] [43] [44].

Para superar estas limitaciones se han estudiado múltiples variaciones del estatismo convencional. En [40] se diseña un control de estatismo que tiene integrado un control secundario, de modo que no es necesario de forma independiente para restablecer la frecuencia y el voltaje a su valor nominal. En [24] y [43] se trabaja con cargas lineales y no lineales. En [2] y [45] se presentan métodos que ajustan la pendiente de las curvas de acuerdo al sistema. En [33] se presenta un control de estatismo con dos grados de libertad, lo que permite que el comportamiento dinámico de la potencia compartida pueda ser ajustado sin afectar la ganancia estática. Así, se atenúan las oscilaciones de la potencia compartida. El estatismo modificado, dado por las ecuaciones (4.14) y (4.15) permite controlar la ganancia de las características estáticas del control de estatismo, donde \hat{m}_d y \hat{n}_d son las ganancias de las curvas transitorias.

$$\omega_0 = \omega^* - mP - \hat{m}_d \frac{dP}{dt} \quad (4.14)$$

$$v_{od}^* = V^* - nQ - \hat{n}_d \frac{dQ}{dt} \quad (4.15)$$

Además, el estudio del control de estatismo se aplica tanto a redes monofásicas como trifásicas. El estudio de redes trifásicas normalmente se realiza mediante coordenadas dq , las que se explican en el Anexo A, puesto que estas coordenadas permiten trabajar con anchos de banda bajos [41]. En [1], [26], [33] y [46] se estudian redes trifásicas en coordenadas dq , y en [24], [40], [43], [47], [48] y [49] se estudian las curvas de estatismo en sistemas monofásicos.

A continuación se presentan casos particulares de estatismo para trabajar con líneas resistivas como son: estatismo inverso, estatismo con matriz de transformación, estatismo con inductancia de acoplamiento, estatismo con impedancia virtual; y los casos de estatismo con control de armónicos; y estatismo separado en varios niveles de control.

4.1.2.1 ESTATISMO INVERSO

Como se mencionó en la sección anterior, las curvas de estatismo encontradas son aplicables en redes con impedancias de salida inductivas, sin embargo, la **Tabla 4.1** mostró que en las líneas de baja tensión, y por tanto en las microrredes, por lo general éstas son resistivas. Una de las soluciones a este problema, planteadas en [42], [50] y [51], es el uso de estatismo inverso, es decir, curvas que relacionan la potencia activa con el voltaje y la potencia reactiva con la frecuencia.

Esto se debe a que al tener una línea resistiva, la impedancia de salida en la mayoría de los casos también lo será y se tendrá $\theta = 0^\circ$. Por tanto las ecuaciones (4.2) y (4.3) se transforman en las ecuaciones (4.16) y (4.17).

$$P = \frac{EV \cos(\phi) - V^2}{R} \quad (4.16)$$

$$Q = -\frac{EV}{R} \sin(\phi) \quad (4.17)$$

De este modo se obtienen las siguientes ecuaciones de estatismo inverso:

$$\omega = \omega^* + m(Q - Q^*) \quad (4.18)$$

$$E = E^* - n(P - P^*) \quad (4.19)$$

En [42] y [50] se presenta una comparación entre el estatismo convencional y el estatismo inverso, la cual se muestra en la Tabla 4.2. Se observa, que la única característica deseada del estatismo inverso es que permite el control directo del voltaje, pero para ello deja de ser compatible con todo tipo de generador, por ejemplo generadores diésel; no es compatible con

redes de alta tensión, lo que se vuelve un problema al conectar la microrred a la red principal; y no permite un despacho de potencia activa óptimo, ya que los voltajes no se equilibran.

Tabla 4.2: Comparación estatismo convencional e inversor [42].

Criterio	Estatismo convencional	Estatismo Inverso
Compatibilidad con redes de alta tensión	Si	No
Compatibilidad con generadores	Si	No
Control directo del voltaje	No	Si
Despacho de potencia activa	Si	No

Debido a que la impedancia de salida del inversor no siempre es resistiva si la línea de transmisión es resistiva, puesto que también considera los componentes internos de éste, se debe estudiar la situación caso a caso para determinar si se debe utilizar el estatismo convencional u otro medio de control es necesario [42] [50].

4.1.2.2 ESTATISMO CON MATRIZ DE TRANSFORMACIÓN

Otra solución para el uso de las curvas de estatismo en microrredes a pesar de la naturaleza resistiva de sus impedancias, es el uso de una matriz lineal de transformación como se explica en [12]. Esta matriz permite desacoplar la potencia activa y reactiva y hacer que las ecuaciones dependan de X y R [12].

En [6] se utiliza la transformada de Park dada por el ángulo de la impedancia θ , obteniendo las ecuaciones (4.20) y (4.21) de modo que la frecuencia y el voltaje dependen tanto de P como Q y según la naturaleza de la línea el ángulo θ da más importancia a una variable u otra. De esta forma, la misma ecuación se puede transformar en el estatismo convencional o inverso sin necesidad de cambiar las características del inversor.

$$\omega = \omega^* - G_p(s)[(P - P^*) \sin(\theta) - (Q - Q^*) \cos(\theta)] \quad (4.20)$$

$$E = E^* - G_Q(s)[(P - P^*) \cos(\theta) + (Q - Q^*) \sin(\theta)] \quad (4.21)$$

4.1.2.3 ESTATISMO CON INDUCTANCIA DE ACOPLAMIENTO

Otra solución al problema de la naturaleza resistiva de las líneas de transmisión de una microrred es el uso de inductancias de acoplamiento. Ésta es una inductancia que se conecta a la salida de los inversores de modo de garantizar que para el inversor la impedancia del sistema será inductiva [6] [41].

El problema de utilizar esta solución es que el inductor aumenta el tamaño, peso y el costo del sistema [40] [52].

4.1.2.4 ESTADISMO CON IMPEDANCIA VIRTUAL

La impedancia virtual es un método diseñado para evitar el uso de una impedancia física, como se describió en la sección 4.1.2.3 [34]. En [41] ésta se diseña de forma de tener un comportamiento inductivo para la frecuencia nominal y un comportamiento resistivo para frecuencias altas y componentes desbalanceados. De esta forma además de permitir la aplicación de las curvas de estatismo se garantiza que se compartan armónicos. Luego, además de asegurar que la impedancia del sistema es inductiva, el método de impedancia virtual tiene ventajas en términos de estabilidad y respuesta dinámica. Sin embargo esta impedancia tiene la desventaja de tener que ser diseñada con cuidado debido a que su valor afecta la estabilidad de todo el sistema. Es por ello que en [40], [41] y [49] se realiza un estudio de estabilidad tras diseñar la impedancia virtual.

En [41] se trabaja en coordenadas dq con lo que las ecuaciones (4.22) y (4.23) describen el voltaje en la impedancia virtual. $V_{i, fic, d}$ y $V_{i, fic, q}$ son el voltaje en la impedancia virtual, $R_{i, fic}$ y $X_{i, fic}$ son los valores de la resistencia e impedancia virtual respectivamente, e $i_{i, fil, d}$, $i_{i, fil, q}$, $i_{i, mes, d}$ e $i_{i, mes, q}$ los valores de las corrientes en los ejes d y q filtradas y no filtradas respectivamente.

$$V_{i, fic, d} = -i_{i, fil, d}X_{i, fic} + (i_{i, mes, d} - i_{i, fil, d})R_{i, fic} \quad (4.22)$$

$$V_{i, fic, q} = i_{i, fil, q}X_{i, fic} + (i_{i, mes, q} - i_{i, fil, q})R_{i, fic} \quad (4.23)$$

En [6] el voltaje de referencia del sistema, al usar una impedancia virtual, queda:

$$V_d^* = V_{ref d} - V_{i, fic, d} \quad (4.24)$$

$$V_q^* = V_{ref q} - V_{i, fic, q} \quad (4.25)$$

Con V_{ref} el valor entregado por las curvas de estatismo y $V_{i, fic}$ el valor del voltaje en la impedancia virtual. De esta forma, el inversor debe tener un mayor voltaje máximo que en el caso de trabajar sin impedancia virtual para entregar el mismo voltaje de salida. La Figura 4.5 muestra el diagrama de los lazos de control de un inversor con impedancia virtual. El inversor tiene dos lazos de control anidados de voltaje y corriente. Estos lazos reciben la referencia de voltaje del estatismo y la impedancia virtual $Z_D(s)$ [6].

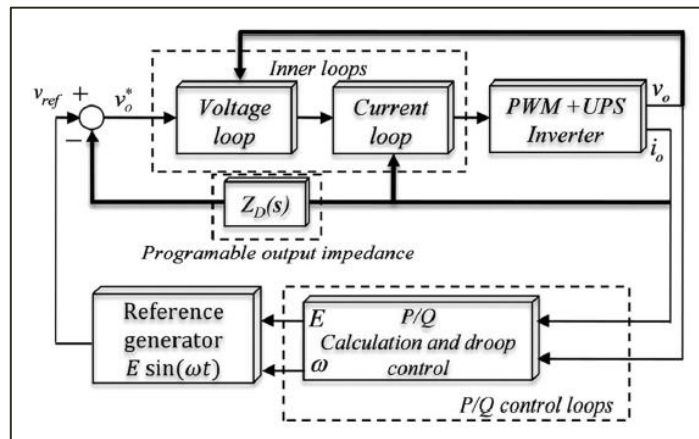


Figura 4.5: Diagrama de control de un inversor con impedancia virtual [6].

4.1.2.5 ESTADISTIMO CON ARMÓNICOS

Como se ha mencionado, el estatismo convencional presenta problemas al trabajar con cargas no lineales [24] [43] [47], porque los lazos de control deben tomar en cuenta la cantidad de armónicos en el sistema y al mismo tiempo compartir carga activa y reactiva. Es por ello que se han presentado múltiples técnicas para compartir los armónicos de corriente al trabajar con cargas no lineales, teniendo todas en común la variación del voltaje del sistema [6].

En particular en [47] se menciona que para compartir contenido armónico se conectan resistencias virtuales o reactores en el método de estatismo; en [40] se utilizan los términos armónicos de corriente para producir un estatismo proporcional correspondiente a los armónicos del voltaje, el cual es agregado a la referencia de voltaje; en [43] se comparten cargas no lineales ajustando el ancho de banda del voltaje de salida en función de la cantidad de armónicos; entre otros. La Figura 4.6 muestra el diagrama de control del método presentado en [43]. Tras calcular las curvas de estatismo se pasa al bloque que permite ajustar el ancho de banda, mediante variación de la ganancia, del voltaje de salida. Este bloque, lazo de ganancia o “Gain Loop”, calcula el contenido armónico de la corriente y en función de éste se ajusta la ganancia mediante realimentación. De esta forma disminuye el contenido armónico del voltaje, lo que incentiva que se compartan armónicos de corriente. El problema de este método es que los armónicos compartidos se logran disminuyendo la estabilidad del sistema y la calidad de la forma de la onda.

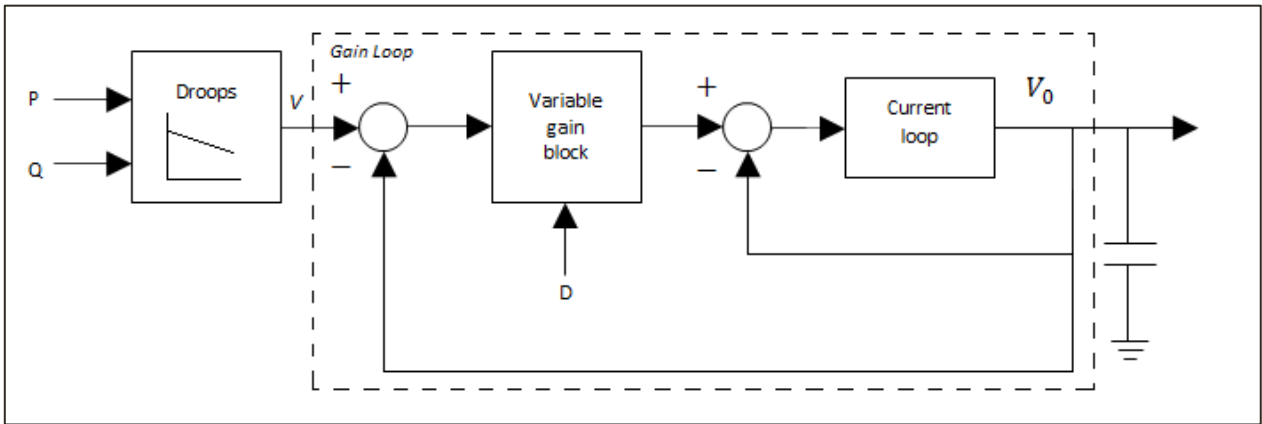


Figura 4.6: Diagrama de control para disminuir los armónicos del sistema [43].

4.1.2.6 ESTADISMO EN VARIOS NIVELES

Una solución comúnmente usada frente a los problemas propios del control de estatismo, como problemas de armónicos, desbalance de las líneas de transmisión, y caída del voltaje para entregar potencias reactiva o viceversa, es el uso de sistemas de control compuesto por varios lazos de control [40].

En [40] se propone un control de estatismo compuesto por tres lazos de control: lazo interno que regula el voltaje de salida sin error permanente; lazo intermedio que define el valor de una impedancia virtual; y un lazo externo que se encarga de compartir potencia activa y reactiva.

- Lazo interno: es un controlador de voltaje interno del inversor que busca mejorar el controlador PID convencional. Este método utiliza un controlador dado por la ecuación (4.26) donde v_{ref} es el voltaje de referencia; $\langle V_{inu} \rangle$ el voltaje de salida del inversor previo al filtro LC ; y k_p , k_i y k_d las constantes de control del filtro.

$$\langle V_{inu} \rangle = v_{ref} + k_p(v_{ref} - \langle v_0 \rangle) + k_i \int (v_{ref} - \langle v_0 \rangle) dt + k_d \frac{d}{dt} (v_{ref} - \langle v_0 \rangle) \quad (4.26)$$

- Lazo intermedio: en este lazo se introduce una impedancia virtual para asegurar el comportamiento inductivo de la impedancia de salida del sistema. El valor de ésta se calcula de acuerdo a las ecuaciones (4.22) y (4.23) presentadas en la sección 4.1.2.4. Como esta impedancia genera un aumento de THD en el voltaje de salida, se utiliza un filtro pasa-altos para reducir estos efectos, obteniéndose que el voltaje de referencia está dado por (4.27).

$$v_{ref} = v_0^* - L_D \frac{s}{s + \omega_c} i_0 \quad (4.27)$$

- Lazo externo: en este lazo se encuentran las ecuaciones de control de estatismo convencional.

La Figura 4.7 muestra el diagrama de los lazos descritos en [40]. Se puede observar que con excepción de la modificación del lazo interno de voltaje, se trata de una estrategia de control muy similar a los ya presentados.

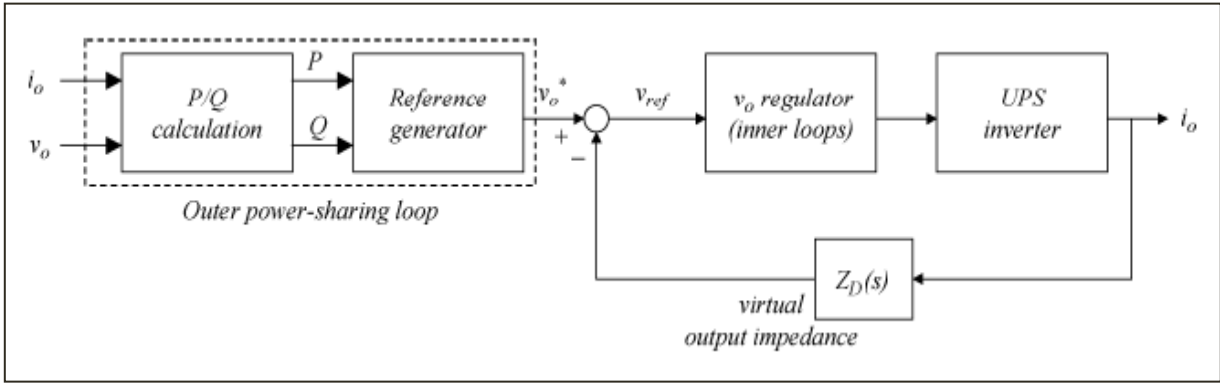


Figura 4.7: Diagrama de bloques de control de estatismo con tres lazos [40].

En [25] y [26] también se presentan sistemas de control compuestos por tres lazos. El controlador presentado en [26] es similar al de [38]. Tiene un lazo interno que determina el voltaje en coordenadas polares, un lazo intermedio que determina el valor de voltaje y frecuencia mediante curvas de estatismo, y un lazo externo que entrega las referencias de voltaje y frecuencia a los lazos. [26]

En cambio, el modelo presentado en [25] está diseñado para incluir el micro-generador asociado a cada inversor en el lazo de control. Éste presenta un lazo interno, llamado estatismo 1, un esquema de control compuesto por un control de estatismo tradicional en el que al estatismo $P - f$ se le agrega un controlador PID, y al $Q - V$ se le agrega un controlador PD. El lazo siguiente, se llama estatismo 2, y está diseñado para cambiar el valor de la potencia de referencia P' en el estatismo $P - f$, para que de esta forma se tenga un balance entre el la potencia entregada por el inversor y la potencia de entrada a éste, es decir, la potencia generada por la micro-generadora conectada al inversor. En este caso la ecuación utilizada es:

$$P + P' = P_0 - \frac{1}{m}(\omega - \omega_0) \quad (4.28)$$

El tercer lazo de control o estatismo 3 determina la referencia de potencia en el micro-generador a partir de las condiciones de voltaje de la barra DC del inversor [25].

Luego, se ha observado que el método de control mediante curvas de estatismo para compartir carga entre inversores puede ser adaptado de acuerdo a la microrred en que se quiera aplicar. De acuerdo a las características de ésta, se debe incorporar sistemas para alimentar cargas no lineales que permitan compartir armónicos; métodos para trabajar con impedancias resistivas;

o incluir restauración de frecuencia y voltaje a sus valores nominales; entre otros. De esta forma, el método de estatismo utilizado dependerá de la microrred en que se aplique.

4.1.3 SINCRONIZACIÓN DE LA MICRORRED CON LA RED PRINCIPAL

Hasta el momento se ha estudiado el sistema de control de una microrred aislada y se han mencionado sistemas de control para cuando ésta se encuentra conectada a la red. Pero como anteriormente se indicó, las microrredes pueden operar aisladas y conectadas a una red principal. Es por ello, que también se debe estudiar un tercer estado, que es el de sincronización de la microrred y la red. Cuando una microrred operando aislada se conecta a la red, esta conexión puede no ser lograda si no se logra sincronizar el ángulo del voltaje de la microrred con el del voltaje de la red [53]. Esto se puede producir a causa del control de estatismo, ya que con éste la frecuencia depende de la potencia activa, lo que implica que hay una diferencia entre la fase del voltaje de la microrred y el voltaje de la red. Debido a ello se puede causar que la microrred no se sincronice con la red debido a que en el punto de conexión se unen las líneas de la microrred y la red, y las frecuencias no pueden ser distintas [6].

Para sincronizar el inversor a la red, en [6] se propone conectar un integrador al control de estatismo de modo de desplazar la curva de estatismo hasta alcanzar la frecuencia inicial. En la práctica, si los inversores no están conectados a la barra al mismo tiempo, la condición inicial de los integradores no es la misma y la carga compartida se aleja de su óptimo.

Otra solución es esperar que las redes se sincronicen por accidente en el instante que las fases coinciden. El problema de este método es que la sincronización puede tardar bastante tiempo [6].

Por otro lado, se puede conectar un inversor al punto de conexión. Este inversor se sincroniza con la red principal para luego hacer la sincronización sencilla. Sin embargo, el inversor se sobrecarga si hay muchos inversores funcionando en la microrred [6].

En [25] se propone usar el sistema de tres lazos de estatismo de control presentado en la sección 4.1.2.6. De este modo mediante un sistema de comunicación se informa a los inversores el valor del voltaje y la fase en la red y estos valores se ajustan en el estatismo 2 para sincronizar las fases y consiguientemente las redes.

En [53] se utiliza un método similar al de [25]. En este caso se mide el voltaje y el ángulo en el punto de conexión a la red y se fija el valor medido como referencia de voltaje para los inversores. De esta forma se desconecta el control de estatismo mientras el sistema se está sincronizando.

Estos dos últimos métodos tienen la desventaja de necesitar de comunicación para funcionar.

4.1.4 ANÁLISIS DE ESTABILIDAD

Para los métodos de control presentados anteriormente, es habitual analizar la estabilidad para asegurar que el método adoptado ha sido bien diseñado. En la literatura se han encontrado múltiples ejemplos en los que esto es realizado, y en algunos casos, como en [46] y [47], un análisis de pequeña señal es utilizado para diseñar los controladores del sistema. En algunos estudios, los análisis de estabilidad realizados, asumen que los inversores son ideales, por lo que no se incluye la dinámica interna de éstos (controlador de corriente y voltaje) en la dinámica del sistema. Esto se cumple para inversores de bajas potencias en los que la frecuencia es alta; cuando los inversores trabajan con elevadas cargas, las frecuencias son más bajas y por tanto se limitan los anchos de banda de los lazos internos de los inversores y por tanto sus dinámicas no son notoriamente más rápidas que las del resto del sistema y no pueden ser despreciadas [44].

Un caso opuesto se presenta en [46], en el cual se utiliza un análisis de pequeña señal que no solo incluye los lazos internos de control de los inversores, sino que también se estudia la electrónica del inversor, como la mostrada en la Figura 4.8. Ésta muestra el circuito típico de dos inversores trifásicos conectados en paralelo con diferentes fuentes DC, la cual es representada en ejes dq mediante pequeña señal. El resultado obtenido es similar al encontrado en [1], caso en que se omite la electrónica del inversor, pero se utilizan los lazos internos de corriente y voltaje. Esto lleva a la conclusión que no es necesaria la inclusión de la electrónica de los inversores para estudiar el comportamiento dinámico de éstos.

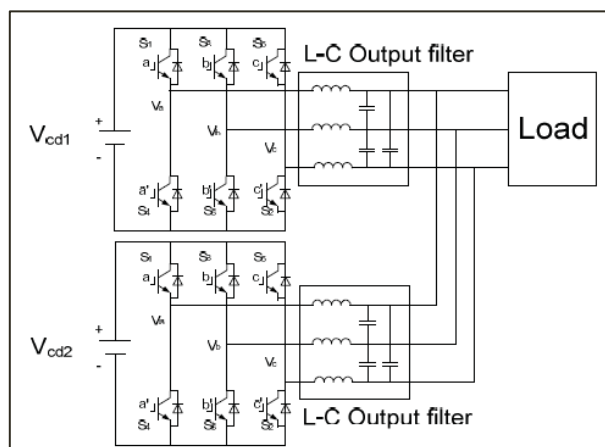


Figura 4.8: Circuito de un inversor [46].

El sistema presentado en [1] consiste de n inversores, las líneas de transmisión entre ellos y cargas asociadas. Cada inversor es modelado en ejes dq , utilizando su propio ángulo de referencia, como se observa en la Figura 4.9. El modelo del inversor incluye los controladores para compartir carga (estatismo), los filtros de salida, los controladores de corriente y voltaje internos, y los términos acoplados de los filtros a la salida de los inversores. Posteriormente se conectan los inversores al resto del sistema, lo que no se realiza en todos los estudios de estabilidad, puesto que en muchos casos, como [44], basta con estudiar la estabilidad de cada inversor por sí solo.

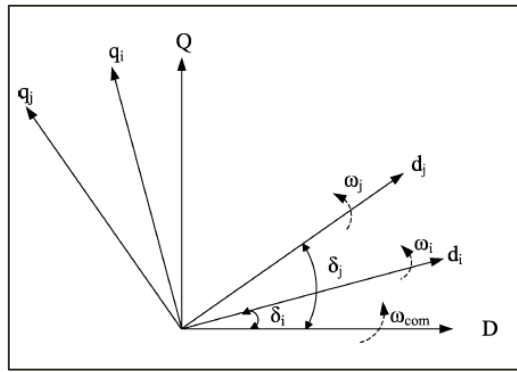


Figura 4.9: Ejes dq de distintos inversores de un sistema [1].

Además de modelar todo el sistema, en [1] se estudia la sensibilidad de éste frente a variaciones de pendientes en las curvas de estatismo. De esta forma se analizan los polos del sistema a medida que aumenta la pendiente del estatismo $P - f$ obteniéndose resultados como los de la Figura 4.10.

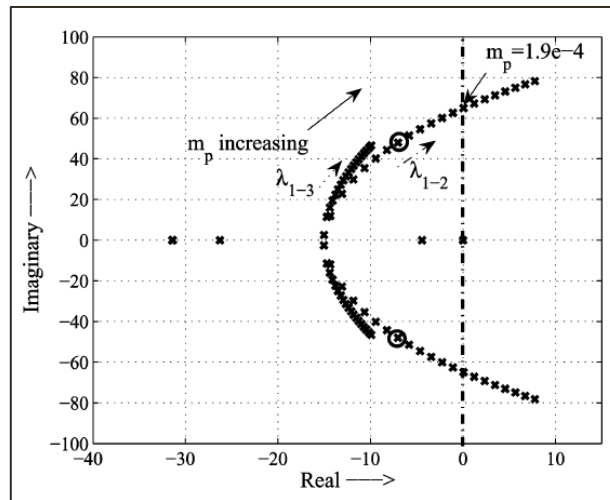


Figura 4.10: Sensibilidad al aumento de la pendiente del estatismo $P - f$ en [1].

En [33] se realiza un análisis similar al de [1], con la diferencia que la sensibilidad del sistema se analiza con respecto a un aumento de la potencia activa. En [41] también se trabaja de forma similar a [1], pero en este caso se utiliza una referencia común, en vez de referencias de ángulo θ independientes por inversor. Por otro lado, en [48] se realiza análisis de estabilidad en pequeña señal para validar el valor de la pendiente de las curvas de estatismo. En el caso de [49] se realiza un análisis de estabilidad para los modos conectado a la red y aislado de forma independiente.

Hasta el momento se ha estudiado las distintas variaciones de control primario que se utilizan en microrredes. Como se ha visto, en general el método utilizado es el control de

estatismo al que se aplican variaciones según la microrred que se estudia: con líneas resistivas, cargas no lineales, con capacidad de conexión a la red, etc.

Luego, ya que el nivel primario adopta una estrategia de control distribuido, el controlador en cada unidad puede ser diseñado en forma independiente del resto. Es por ello, que para asegurar que la microrred es estable se realizan estudios de estabilidad como los que se han presentados.

Además, si bien algunas estrategias de estatismo permiten la restauración de frecuencia y voltaje a sus valores nominales, en esta tesis se trabaja con la estrategia de estatismo básica, por lo que un control secundario para restaurar estos valores es necesario. Éste es descrito en la sección siguiente.

4.2 CONTROL SECUNDARIO

Como se ha indicado en secciones anteriores, el control secundario se utiliza para restablecer el valor de la frecuencia y el voltaje que disminuyen por el efecto de las curvas de estatismo, a su valor nominal [6] [41]. Para ello se miden la frecuencia y amplitud del voltaje en la microrred y se comparan con sus valores de referencia. La diferencia obtenida pasa a un controlador, generalmente un PI, de modo de obtener el delta necesario para alcanzar el valor de referencia de estas variables [6].

Esta estrategia de control puede ser centralizada o distribuida [41] [54]. En el caso de ser centralizada se presenta el problema de necesitar comunicación desde el controlador central a los inversores. Esta comunicación debe tener un bajo ancho de banda para que el sistema sea robusto. En cambio, si la estrategia de control es distribuida puede darse que no todos los inversores lleguen al mismo valor de frecuencia y voltaje, debido a que entre cada inversor puede haber diferencias en las mediciones de frecuencia y voltaje, y a que las condiciones iniciales de los integradores pueden ser distintas [41].

Cuando se trabaja con un controlador centralizado, si la microrred está conectada a la red, éste se encuentra desactivado, mientras que al estar aislada se encarga de restablecer la frecuencia y la magnitud del voltaje a su valor nominal [41].

En general, la mayoría de los controladores secundarios implementados son centralizados, como se observa en [7] y [41]. En este caso las ecuaciones del sistema están dadas por (4.29) y (4.30), donde ω_i y V_i son la frecuencia y magnitud del voltaje en el inversor i ; $\omega_{droop,i}$ y $V_{droop,i}$ son la frecuencia y el voltaje entregados por las curvas de estatismo en el inversor i ; y ω_{rest} y V_{rest} son el delta entregado por el control secundario.

$$\omega_i = \omega_{droop,i} + \omega_{rest} \quad (4.29)$$

$$V_i = V_{droop,i} + V_{rest} \quad (4.30)$$

Además de la desventaja de tener que utilizar comunicación, el control secundario centralizado tiene el problema de que una falla en el controlador produce un mal funcionamiento del sistema. Al implementar el control secundario de forma distribuida, todo el sistema no depende de una sola unidad [55]. En [55] se implementa un control secundario distribuido, en el que el controlador en cada inversor recibe todas las mediciones de voltaje frecuencia del sistema, para que el valor usado en cada unidad sea el mismo, calcula el promedio, y produce la señal de control adecuada. La Figura 4.11 muestra el diagrama de bloques. Se puede observar que en este estudio se utiliza control secundario de frecuencia, voltaje y se introduce el control secundario de potencia reactiva. Las ecuaciones de cada caso son las que se presentan a continuación.

- Controlador de frecuencia: δf_{DG_k} es la diferencia de frecuencia entregada por el control secundario, k_{Pf} y k_{If} son los parámetros del controlador PI utilizado, f_{MG}^* es la frecuencia de referencia, y \bar{f}_{DG_k} es el promedio de la frecuencia f_{DG_i} en cada inversor. Como la frecuencia del sistema en equilibrio es única, $\bar{f}_{DG_k} = f_{DG_i}$ para todo i .

$$\delta f_{DG_k} = k_{Pf}(f_{MG}^* - \bar{f}_{DG_k}) + k_{If} \int (f_{MG}^* - \bar{f}_{DG_k}) dt \quad (4.31)$$

- Controlador de voltaje: δV_{DG_k} es la diferencia de voltaje entregada por el control secundario, k_{PV} y k_{IV} son los parámetros del controlador PI utilizado, V_{MG}^* es el voltaje de referencia, y \bar{V}_{DG_k} es el promedio de voltaje en cada inversor.

$$\delta E_{DG_k} = k_{PV}(E_{MG}^* - \bar{E}_{DG_k}) + k_{IV} \int (E_{MG}^* - \bar{E}_{DG_k}) dt \quad (4.32)$$

$$\bar{E}_{DG_k} = \frac{\sum_{i=1}^n E_{DG_i}}{n} \quad (4.33)$$

- Controlador de potencia reactiva: Se utiliza para obtener la potencia reactiva que se debe compartir de forma independiente de los errores de medición del voltaje o de las impedancias de las líneas de transmisión de la microrred. δQ_{DG_k} es la diferencia de potencia entregada por el control secundario, k_{PQ} y k_{IQ} son los parámetros del controlador PI utilizado, Q_{MG}^* es la potencia de referencia, y \bar{Q}_{DG_k} es el promedio de potencia en cada inversor.

$$\delta Q_{DG_k} = k_{PQ}(Q_{MG}^* - \bar{Q}_{DG_k}) + k_{IQ} \int (Q_{MG}^* - \bar{Q}_{DG_k}) dt \quad (4.34)$$

$$\bar{Q}_{DG_k} = \frac{\sum_{i=1}^n Q_{DG_i}}{n} \quad (4.35)$$

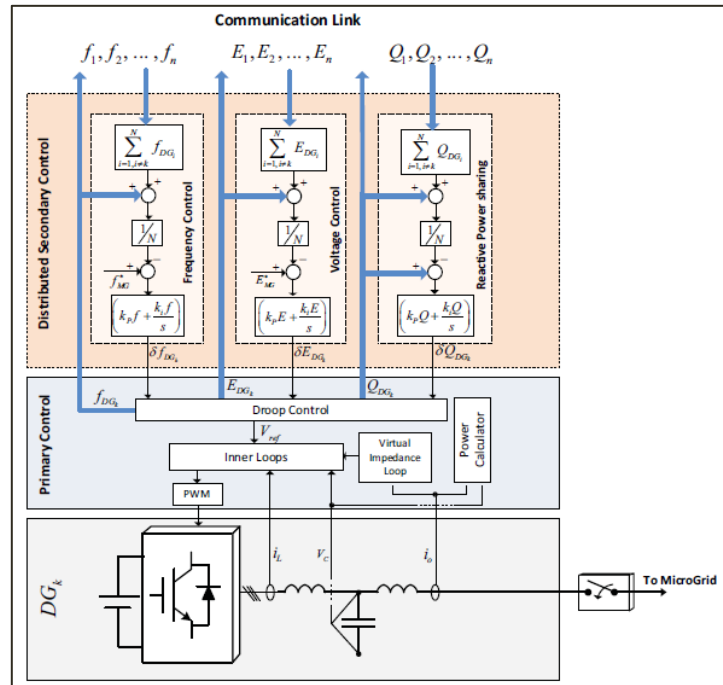


Figura 4.11: Control secundario distribuido [55].

Como se mencionó anteriormente, el control secundario no siempre se implementa, porque algunas variedades de curvas de estatismo permiten evitarlo, y así no hacer necesaria la comunicación que éste utiliza. Otras veces no se realiza porque en el sistema en estudio no interesa alcanzar el valor nominal de frecuencia y voltaje, sino que basta con el valor que se obtiene mediante las curvas de estatismo.

En los casos en que el control secundario es implementado, se debe medir la frecuencia del sistema. Para ello se utiliza un algoritmo llamado PLL, el cual es descrito en la sección a continuación.

4.2.1 PLL

Un PLL o Lazo de Seguimiento de Fase es un algoritmo que permite obtener el ángulo del vector de voltaje en una red [56]. Éstos también son utilizados para estimar la velocidad angular del rotor en el control de motores [57], y en diversas aplicaciones en comunicación y computación [58]. Esto se debe a que los PLL pueden sincronizar frecuencias estables con eventos externos, recuperar señales de fuentes distorsionadas o distribuir pulsos de reloj en complejos sistemas de control, por lo que las aplicaciones son variadas [58].

Si bien existen múltiples topologías de PLL en la bibliografía [56], todos tienen en común ser un sistema de lazo cerrado en el cual un oscilador interno es controlado de modo de seguir el mismo tiempo de una señal externa usando un lazo de realimentación. La estructura básica se muestra en la Figura 4.12 y está formada por un detector de fase, un filtro, y un oscilador. Cada uno se explica a continuación [58].

- Detector de fase (PD): genera una señal de salida proporcional a la diferencia de fase entre la señal de entrada v y la señal generada por el oscilador interno del PLL v' . Según el PD utilizado aparecen componentes AC de alta frecuencia.
- Filtro del lazo (LF): es un filtro pasa bajos que filtra características para atenuar los componentes AC de alta frecuencia que aparecen en el PD.
- Oscilador controlador de voltaje (VCO): genera una señal de salida AC, cuya frecuencia cambia con respecto a una frecuencia central ω_c dada como función del voltaje de entrada entregado por el LF [58].

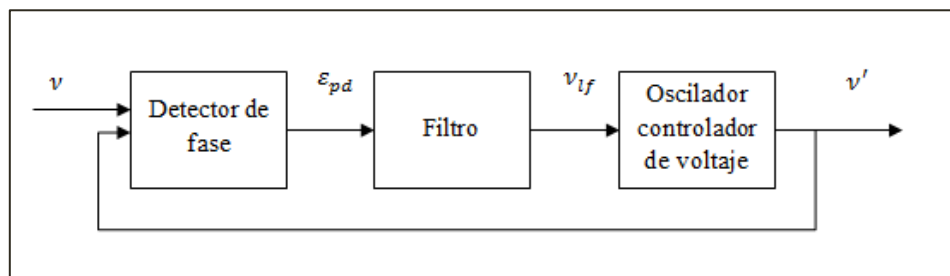


Figura 4.12: Estructura básica de un PLL [58].

Existen distintos tipos de PLL, algunos diseñados especialmente para trabajar con sistemas trifásicos que tienen integrados sistemas para cambiar de coordenadas abc a dq , y otros para sistemas monofásicos basados en detección de fase de señales en cuadratura, como: PLL basado en T/4 retardo de transporte, basado en la transformada de Hilbert, basado en la transformada inversa de Park; detectores de fase basado en filtros adaptativos, como: “enhanced PLL”, PLL con filtro de segundo orden, integrador generalizado de segundo orden, SOGI-PL; etc [58].

En este estudio interesa el PLL trifásico [56], por lo que primero se debe pasar a coordenadas dq o $\alpha\beta$ las coordenadas abc . En particular, cuando se trabaja en coordenadas $\alpha\beta$ se hace el producto cruz entre el voltaje del sistema en esas coordenadas y el vector interno del PLL con magnitud unitaria. El error obtenido pasa a un PI y eso entrega el valor de la frecuencia en el sistema. Esta frecuencia es realimentada pasando por un integrador de modo de tener el ángulo interno del sistema que se usa para el producto cruz, como se muestra en la Figura 4.13.

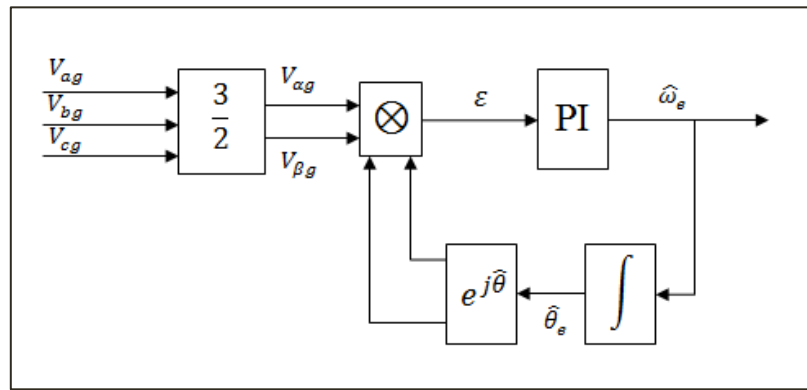


Figura 4.13: Diagrama PLL trifásico [56].

El producto cruz viene dado por la ecuación (4.36). Es decir, a partir de dos vectores girando a distintas velocidades, el voltaje v_g que gira a una velocidad ω_e , y el vector unitario del PLL que gira a una velocidad $\hat{\omega}_e$, se calcula el producto cruz de modo de obtener el error ε entre ellos.

$$\varepsilon = (v_{g\alpha} + jv_{g\beta}) \otimes (\cos(\hat{\theta}_e) + j \sin(\hat{\theta}_e)) = v_{g\alpha} \cos(\hat{\theta}_e) - v_{g\beta} \sin(\hat{\theta}_e) \quad (4.36)$$

El error ε debe tender a 0, para que el PLL haya sincronizado la señal de salida con la señal de entrada, por lo que se éste pasa a un controlador PI, y cuando se alcanza que $\theta_e = \hat{\theta}_e$ se habrá sincronizado.

Por otro lado, un problema común en los PLL es la presencia de armónicos y desbalance de voltaje, lo que provoca errores en la medición del éstos. Es por ello que para superar estos problemas se han presentado otros modelos de PLL, como PLL para sistemas trifásicos con referencias síncronas [59].

De esta forma se ha observado que el control secundario, utilizado para restablecer la frecuencia y voltaje de un sistema a sus valores nominales, puede ser centralizado o distribuido, y que en ambos casos es necesario el uso de un PLL para medir la frecuencia del sistema.

En esta tesis se adopta una estrategia de control secundario centralizado, por lo que se debe estudiar el retardo entre el controlador y los inversores. Para ello, en el capítulo 5.1 se presentan distintas estrategias para minimizar el efecto del retardo en la comunicación, las que serán estudiadas a lo largo de la tesis.

Finalmente, a continuación se describe el tercer nivel de control de una microrred, el que es llevado a cabo mediante un sistema de optimización de la energía.

4.3 CONTROL TERCIARIO – SISTEMA DE MANEJO DE LA ENERGÍA

El control terciario se encuentra menos definido en la literatura que los otros niveles de control. En [6] se utiliza para variar la potencia entregada por los inversores en función de la frecuencia y el voltaje cuando la microrred opera conectada a la red, así como controlar el flujo de potencia a través del punto de conexión con la red; en [60] se presenta un sistema que optimiza la potencia entregada minimizando los costos, pero que no cuenta con control secundario; en [61] y [62] se utiliza para que la microrred pueda tener partida o arranque en negro, es decir, restaurar la operación de la microrred sin el apoyo externo de una fuente de poder; etc.

En este caso se considera el control terciario como el encargado de optimizar la energía generada por la microrred, habitualmente a través de un sistema de manejo de la energía (EMS) [60]. Comúnmente, todos los EMS utilizan la información disponible de los estados de generación de las unidades de la microrred y mediante un optimizador buscan minimizar los costos de producción de la energía en el sistema [63]. Luego, en [10] se definen los siguientes objetivos de un EMS:

- Entregar los puntos de operación a los generadores.
- Asegurar que se cumplen los requerimientos de carga (u otra característica) del sistema.
- Asegurar que la microrred cumple con los contratos con el sistema de transmisión, en el caso de operar conectada a la red.
- Minimizar las emisiones y las pérdidas.
- Maximizar la eficiencia de los generadores.
- Proveer lógica y control para desconectar y conectar de la red principal a la microrred.

En general, la literatura estudia este control de forma independiente del control del resto del sistema, como en el caso de [63]. Sin embargo en [60] se puede encontrar un caso en que se muestra la relación entre el EMS y el control de estatismo. El sistema presentado utiliza un control centralizado que incluye un optimizador. La Figura 4.14 muestra el diagrama del sistema, un optimizador recibe datos en generación y demanda en tiempo real, y calcula la potencia que debe entregar cada unidad del sistema. Estas señales permiten seleccionar el valor que deben tomar las pendientes de las curvas de estatismo del sistema, previo análisis de estabilidad, para luego enviar a los inversores el valor de las pendientes. De esta forma, las funciones de este EMS son: analizar la estabilidad de las curvas de estatismo, selección del estatismo, y optimizador de despacho.

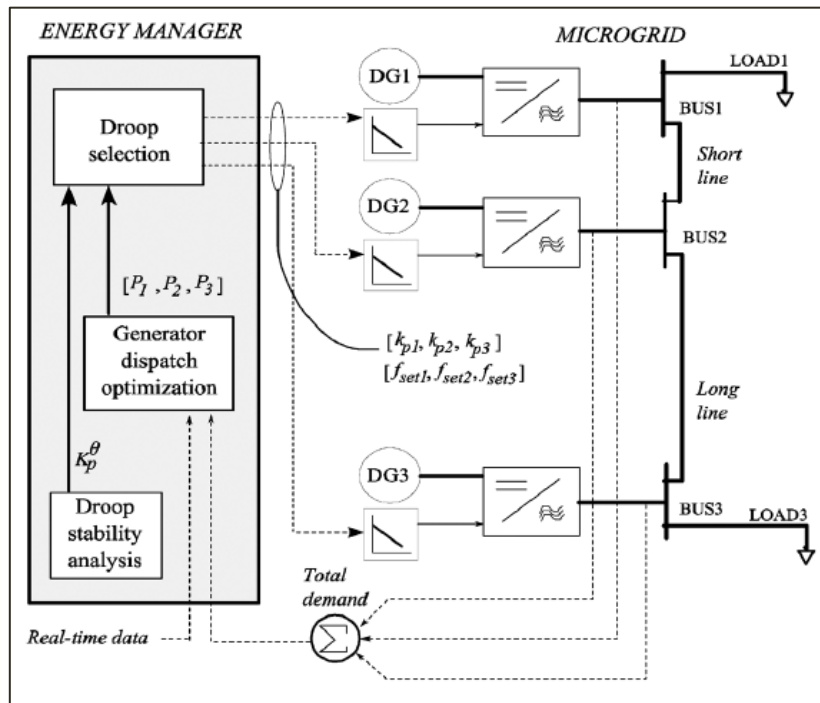


Figura 4.14: Diagrama de control sistema de [60].

En [22] se presenta otro caso de EMS, que si bien no ha sido conectado con los niveles de control primario y secundario, planea la conexión a futuro. En este caso se desarrolla un EMS en la microrred de Huatacondo descrita en la sección 3.1, donde los objetivos del EMS implementado son:

- Minimizar el uso de diésel.
- Generar y entregar puntos de operación de potencia activa al generador diésel, el inversor y la planta fotovoltaica. Como el generador diésel y el inversor tienen curvas de estatismo, las señales enviadas a éstos permiten cambiar los puntos de operación y con ello variar las pendientes de estas curvas.
- Encender y apagar la bomba de agua del sistema de modo de mantener el nivel de agua del estanque.
- Enviar señales a los consumidores de modo incentivar el cambio de conducta según la disponibilidad de energía.

Luego, el EMS minimiza los costos operacionales mientras entrega la energía necesaria para cumplir con las demandas de consumo y del estanque de agua. En la Figura 4.15 se muestra el diagrama del sistema, en el que se ve que el EMS determina la potencia a entregar por el diésel P_D ; potencia a entregar por el inversor conectado a las baterías P_I ; señales binarias de operación a la bomba de agua (encendida/apagada) B_P ; la potencia a entregar por los paneles solares P_S ; y señales a las cargas S_L que indican el aumento o disminución del consumo. Las entradas del EMS son el mínimo y máximo de potencia a entregar por el panel solar $P_{S_{min}}, P_{S_{max}}$; la potencia esperada del generador eólico P_E ; la carga esperada P_L ; el consumo de agua ω_c ; la condición

inicial de carga de las baterías E_{SOC_i} ; el voltaje y corriente del tanque de batería V_i, I_i ; el nivel del estanque de agua V_{Ti} ; y el estado del diésel (encendido/apagado) B_{gi} .

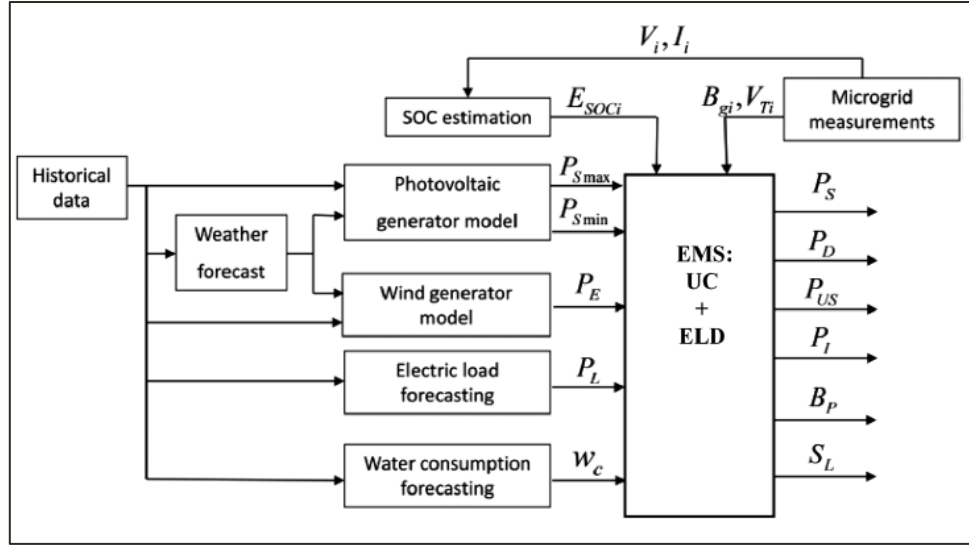


Figura 4.15: Diagrama del EMS instalado en Huatacondo [22].

La función objetivo es minimizar los costos de operación del sistema en un tiempo dado y viene dado por:

$$J = \delta_t \sum_{t=1}^T C(t) + \sum_{t=1}^T C_s(t) + C_{US} \delta_t \sum_{t=1}^T P_{US}(t) + C_{Tf} \sum_{t=1}^T V_{Tf}(t) + C_H(T) \quad (4.37)$$

Con δ_t es la duración del periodo t , $C(t)$ es el costo del diésel, $C_s(t)$ el costo de partida del generador diésel, $P_{US}(t)$ la potencia no suministrada al sistema, $C_{US}(t)$ la penalización de la potencia no suministrada, C_{Tf} la penalización del agua no suministrada, V_{Tf} el agua no suministrada, C_H es el costo de utilizar el banco de baterías y afectar su vida útil. Entre las restricciones está balancear la demanda con la energía suministrada dada por la ecuación (4.38).

$$P_D(t) + P_I(t) + P_{US}(t) = P_L(t) + B_P(t)\bar{P}_P - P_{Lost}(t) - P_S(t) - P_E(t) \quad (4.38)$$

Donde P_L es la carga eléctrica, \bar{P}_P es la potencia de la bomba de agua, $P_{Lost}(t)$ la energía que no se utilizó de las fuentes generadoras y que tampoco se puede almacenar. El resto de las restricciones vienen dadas por las unidades conectadas al sistema.

4.4 DISCUSIÓN

En este capítulo se han presentado sistemas de control utilizados en microrredes. En particular en esta tesis se trabaja con el esquema de control de tres niveles, primario, secundario y terciario, los que han sido descritos.

Para el caso del control primario, se ha observado que el control de estatismo es la estrategia más utilizada, pero que ésta presenta múltiples variaciones para poder adaptarse a los requisitos de cada microrred: líneas resistivas, cargas no lineales, restauración de voltaje y frecuencia a sus valores nominales, etc.

Luego, se ha visto que el control secundario permite restablecer la frecuencia y voltaje a sus valores nominales, cuando no se ha adoptado una estrategia especial para ello en el control primario, y que su implementación puede ser centralizada o distribuida, presentando cada una de ellas ventajas y desventajas.

Por último, se ha visto que para optimizar la energía generada de modo de minimizar los costos y poder cumplir con la demanda, es necesaria la implementación de un control terciario. Éste es un control que envía los puntos de operación a cada unidad de generación dentro de una microrred, fijando los máximos de potencia que deben ser entregados.

En particular, en esta tesis se diseñará una microrred con control primario y secundario, ya que debido a los alcances el control terciario no es implementando. Sin embargo en el capítulo 6.3 se plantea la relación que el sistema tiene con éste, de modo de dejar planteado el camino para trabajos futuros.

Con respecto al control primario se asumirá que las impedancias de los inversores son de naturaleza inductiva, se trabajará con la microrred de forma aislada, y se utilizarán cargas lineales. Estas simplificaciones permiten adoptar un control primario mediante curvas de estatismo simple, es decir, no se deben introducir variaciones a éste. Además, para el control secundario se trabajará con una estrategia centralizada y se estudiarán distintas estrategias para minimizar el efecto de los retardos en la comunicación. Éstas son presentadas en el capítulo siguiente.

Finalmente, como se mencionó en la sección 4.1.4, para asegurar la estabilidad de una microrred y que el diseño de los controladores de ésta son correctos se derivan análisis de estabilidad. Estos análisis son aplicados tanto para el control primario, como secundario, los que se estudian de forma independiente, pues se diseñan de modo que sus operaciones son desacopladas. Las estrategias de análisis de estabilidad son presentadas en el capítulo 5.1.

5 ESTRATEGIAS PROPUESTAS

Como se ha mencionado en esta tesis se estudian dos problemas fundamentales de las microrredes, la estabilidad de éstas y los retardos en la comunicación que se obtienen al trabajar con un control secundario centralizado. Es por ello que en este capítulo se presentan estrategias para afrontar los retardos en la comunicación y posteriormente se explican métodos de análisis de estabilidad.

5.1 ESTABILIDAD DEL SISTEMA

En las redes convencionales el análisis de estabilidad se ha determinado a través de la experiencia para distintos rangos de frecuencia. De esta forma, de acuerdo a las características del sistema se utilizan modelos estándar de máquinas síncronas y sistemas de variados órdenes [1]. Debido a que las microrredes son nuevas, no se tienen modelos preestablecidos para estudiar la estabilidad, por lo que se deben encontrar modelos completos de los inversores y sistemas, y el estudio de éstos permitirá reducir el orden de los modelos encontrados y seleccionarlos de acuerdo al problema particular que se estudie [1].

El análisis de pequeña señal es el método para estudiar la estabilidad alrededor de un punto de operación que comúnmente se utiliza en las microrredes. Este análisis permite estudiar la estabilidad de cada inversor de forma independiente, o de todo el sistema. Además, cuando se trabaja en el dominio de la frecuencia, el análisis de pequeña señal permite diseñar parámetros de control y del sistema, al permitir el análisis de las frecuencias, amortiguamiento y tiempos de estabilización de cada variable del sistema [46].

En [64] se define la estabilidad de pequeña señal como “la habilidad del sistema de potencia para mantener el sincronismo ante pequeñas perturbaciones”. De esta forma se linealizan las ecuaciones que describen la dinámica de un sistema y se analiza el sistema mediante pequeña señal en el punto de operación. Así se pueden obtener características del sistema a partir del análisis realizado. Las ecuaciones que describen la dinámica del sistema, que tienen la forma $\dot{X} = AX$ con X los estados del sistema y A la matriz que los relaciona, permiten estudiar la estabilidad mediante un análisis de polos o valores propios de la matriz A .

Cuando el sistema estudiado se encuentra en tiempo continuo la estabilidad éste sigue las siguientes reglas [64]:

- Todos los valores propios tienen parte real positiva: el sistema es asintóticamente estable.
- Al menos un valor propio tiene parte real positiva: el sistema es inestable.
- Cuando los valores propios tienen parte real nula: no se puede asegurar estabilidad y se deben aplicar otros métodos [64].

En el caso de trabajar en el plano discreto, el sistema es estable cuando $|z| < 1$ para todos los polos, con z el polo del sistema discreto [65].

Por otro lado, para sistemas SISO (una entrada, una salida) basta con estudiar los polos de la ecuación característica para determinar la estabilidad. En este caso el análisis de los polos sigue los mismos criterios ya mencionados, tanto para tiempo continuo como discreto.

Además, a partir de los polos se determina la frecuencia natural ω_p en $\left[\frac{rad}{s}\right]$, el amortiguamiento ξ , y el tiempo de estabilización t_s en [s]. La frecuencia y amortiguamiento se determinan igualando los polos obtenidos con la ecuación (5.1).

$$p_{complejo} = -\omega_p \xi \pm j\omega_p \sqrt{1 - \xi^2} \quad (5.1)$$

El tiempo de estabilización teórico se obtiene de:

$$\begin{aligned} t_s &= \frac{3.2}{\xi \omega_p} & \text{si } \xi \in [0, 0.69] \\ t_s &= \frac{4.5\xi}{\omega_p} & \text{si } \xi > 0.69 \end{aligned} \quad (5.2)$$

Otros parámetros deseados pueden ser obtenidos a partir del mismo sistema con sus ecuaciones correspondientes [65].

Además el ancho de banda se encuentra mediante la función *bandwidth(sys)* de Matlab [66], que entrega el ancho de banda a una función en lazo cerrado. Para lo mismo también se puede utilizar la ecuación (5.3) presentada en [67] para obtener el ancho de banda de una función a partir del amortiguamiento y la frecuencia natural ω_p .

$$BW \left[\frac{rad}{s}\right] = \omega_p \sqrt{(1 - 2\xi^2) + \sqrt{\xi^4 - 4\xi^2 + 2}} \quad (5.3)$$

En esta tesis se presenta la estrategia de análisis de pequeña señal para el análisis de la estabilidad del control primario, puesto que como se presenta en la sección 7.1, el sistema cuenta con múltiples estados interrelacionados. Además, para sistemas de la forma $\dot{X} = AX$ se puede determinar la relación de los estados con los polos del sistema mediante una matriz de participación como la presentada en la sección 5.1.1.

Para el caso del control secundario, bastará estudiar la estabilidad del sistema mediante el análisis de los polos de la ecuación característica, como se observará en la sección 7.2, debido a que el sistema tiene una sola salida y una entrada. Además, cabe destacar que el control secundario de voltaje y el control secundario de frecuencia son analizados de forma independiente, ya que se consideran lazos de control desacoplados.

5.1.1 MATRIZ DE PARTICIPACIÓN

Como se mencionó anteriormente, la matriz A también permite conocer las condiciones de operación del sistema, sin realizar simplificaciones sino que considerando que cada lazo se ve afectado por los otros. Esto se hace mediante el estudio del factor de participación. El factor de participación entrega una medida que indica la asociación entre un polo de lazo cerrado (o valor propio) obtenido y los estados del sistema. Es decir, se calcula una matriz compuesta por los factores de participación de dimensiones $n \times n$, con n el número de estados del sistema. Cada columna se asocia a un polo de lazo cerrado y cada fila a un estado, a medida que mayor es el valor del factor obtenido, mayor es la participación de ese estado en el valor del polo. Luego, se asocia el estado de mayor participación en cada polo a ese polo.

El factor de participación que relaciona el polo j con el estado i , se llama F_{Pij} y se calcula como:

$$F_{Pij} = \phi_{ij}\psi_{ji} \quad (5.4)$$

Con ψ_j el vector propio por la izquierda asociado al polo j ; y ϕ_j el vector propio por la derecha asociado al polo j . El subíndice i indica los distintos términos del vector propio [64] [68].

Además, la suma de todos los factores de participación para un polo es nula, es decir, $\sum_{i=1}^n F_{Pij} = 0$ para un j dado.

Tras presentar las estrategias que se estudian en la presente tesis, en los capítulos siguientes éstas serán aplicadas. En el capítulo 6 se modela el sistema a utilizar en Simulink de Matlab, en el capítulo 7 se desarrolla un análisis de estabilidad para el control primario y secundario, y en el capítulo 8 se aplica el sistema desarrollado.

5.2 ANÁLISIS DE RETARDOS EN LA COMUNICACIÓN

En las redes eléctricas es común encontrar retardos, existen retardos en la comunicación de señales, en los convertidores utilizados, y en la transmisión eléctrica. La mayoría de estos retardos son despreciables, puesto que el retardo en la transmisión eléctrica es mínimo en comparación a la alta velocidad en que ésta se transmite; y el retardo en los convertidores es menor a medio ciclo de modulación PWM, con una duración de $185[\mu s]$ para cada uno [69]. En cambio, el retardo en la comunicación es del orden de los $[ms]$, es decir mucho mayor a los ya mencionados y por lo tanto influye en la estabilidad del sistema [70]. En general, todas las redes de comunicación utilizadas presentan retardo, independiente de si son WiFi/WiMax, Internet, o comunicaciones mediante cables [69].

Los retardos dificultan el análisis de estabilidad en un sistema, y una de las razones de esto es la utilización de aproximaciones para describirlo, como las presentadas en el Anexo D [70]. En presencia de un retardo, los controladores trabajan de forma sub-óptima, ya que los retardos limitan el ancho de banda del sistema y vuelven el diseño (analítico y computacional) de éste más difícil. Algunos modelos son incapaces de trabajar de forma directa con sistemas con retardo [71]. Luego, se deben estudiar los sistemas de control secundario en microrredes considerando el retardo y por tanto diseñar un controlador que disminuya los efectos de éste para mantener estable la carga compartida [69].

Una solución comúnmente utilizada en sistemas industriales es el uso del predictor de Smith creado en 1950 por O.J. Smith [72]. Éste minimiza, pero no elimina, los efectos negativos de los retardos. En 1982 Palmor demostró que el predictor de Smith es el método más apropiado cuando se trabaja con problemas con varianza mínima. Este método que comenzó siendo aplicado a sistemas SISO, se desarrolló para sistemas MIMO con un único retardo en 1973 por Alevsakakis y Seborg, y para sistemas MIMO con múltiples retardos en 1979 por Ogunnaike y Ray [71]. Otra alternativa de control para minimizar el retardo es el uso de controladores PI sintonizados con éste dentro de su planta, y el uso de controladores predictivos. En las próximas secciones se describe la operación de los sistemas de control con predictor de Smith y control predictivo. Estas estrategias corresponden a las que son propuestas en esta tesis para minimizar el efecto del retardo en la comunicación y serán comparadas con un controlador PI.

5.2.1 PREDICTOR DE SMITH

En general, cuando el retardo en un proceso es grande el resultado que se obtiene mediante controladores PID es limitado, llegando a entregar respuestas oscilatorias en algunos casos [73]. Es por ello que en estos casos se utilizan controladores con compensadores de retardo (DTC), los que pueden mejorar los resultados considerablemente. Estos controladores requieren de un modelo del proceso para entregar una estrategia de control basado en la predicción de modelos, lo que normalmente implica un aumento en los parámetros del controlador [74].

El predictor de Smith utiliza un modelo para obtener un estimado de la salida con y sin retardo, los que son utilizados como lazos internos de realimentación. El modelo utilizado puede ser descrito por las ecuaciones del sistema, o identificado a través de datos [72].

Entre las ventajas de los controladores con predictor de Smith, en primer lugar se tiene que es aplicable tanto a sistemas SISO como MIMO [71] [72]. Además, el predictor de Smith, como se observará en la sección siguiente, permite eliminar el retardo de la ecuación característica del sistema y por lo tanto para efectos de diseño se puede trabajar el problema como uno sin retardo [71] [75].

En comparación con un controlador PI, en [76] se obtienen resultados que muestran que el controlador PI con predictor de Smith reduce en un 73% la suma de los errores cuadráticos con respecto a los obtenidos por PI. Para ello se trabaja con una planta conocida, un retardo bien estimado y cambios en los puntos de operación conocidos a priori [76].

Entre las desventajas del control PI (o PID) con predictor de Smith, la principal es que el desempeño de éste disminuye considerablemente al haber errores en la modelación de la planta o en la aproximación del retardo, pudiendo incluso volverse inestable el sistema [70]. Por ello es conveniente realizar estudios de estabilidad del sistema con retardo previo a su implementación. Además, cuando el sistema presenta polos cercanos al origen, éste se vuelve más lento y no obtiene un error permanente nulo [75]. De esta forma, el predictor de Smith es un buen compensador de retardos para procesos estables con retardos altos, pero depende de la modelación de los elementos del sistema [77].

Para solucionar los problemas de los controladores con predictor de Smith se han desarrollado múltiples modificaciones a éste. En [72] se desarrolla una estructura que permite utilizar el predictor de Smith en sistemas estables, integrativos e inestables; en [78] se describe como Astrom et al, y Matausek y Micic estudiaron el problema de sistemas con un integrador, obteniendo soluciones que permiten obtener respuestas más rápidas; en [75] se plantea trabajar con ecuaciones de estado para obtener una mejor respuesta; y en [79] se estudian modificaciones que permiten llegar a una forma generalizada del predictor de Smith.

Frente al problema de errores de modelación en la planta y el retardo, en general se trabaja con dos métodos. El primero es el uso de un filtro en el error del modelado, éste le otorga una mayor robustez al sistema, pero también lo vuelve más lento [80] [81]. El segundo es trabajar con algoritmos que van adaptando el valor del retardo y de la planta a medida que estos varían [80]. En [82] se plantea el uso de un relé en el lazo de realimentación para sintonizar el controlador de Smith de forma automática, pero este método tiene un mayor error de estimación de la planta por lo que el resultado está limitado a procesos estables. Sin embargo, presenta la ventaja de no requerir de modelo matemático.

A continuación se presentan dos tipos de controlador con predictor de Smith: predictor de Smith convencional, y predictor de Smith con filtro; los que corresponden a las estrategias con predictor de Smith que son propuestas como solución al problema de los retardos en esta tesis.

5.2.1.1 PREDICTOR DE SMITH CONVENCIONAL

El control con predictor de Smith convencional es el método más común para compensar los retardos de un sistema. La Figura 5.1 presenta la estructura de este controlador. La salida del controlador $y(s)$ realimenta al sistema calculando su diferencia con la del modelo del sistema con y sin retardo. De esta forma el controlador, comúnmente PI o PID, actúa sobre el modelo del sistema en el caso que no hubiera retardo, así como en el caso que si hay. El modelo real se asume lineal e invariante en el tiempo y se llama $G(s)$, mientras que el modelo del predictor se llama $\tilde{G}(s) = G_1(s)e^{-\tau s}$, donde $G_1(s)$ es el sistema sin retardo y τ la estimación del retardo τ^* [74].

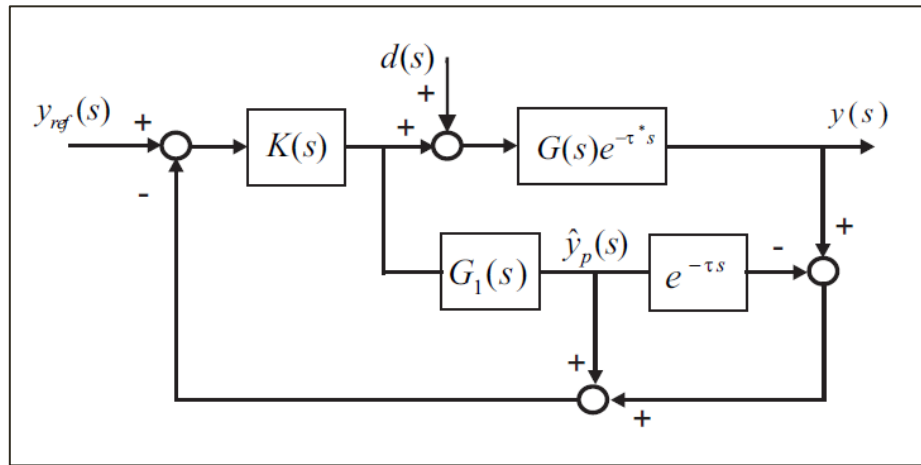


Figura 5.1: Diagrama de sistema de control con predictor de Smith [73].

La función de transferencia del sistema cuando se asume que la planta sin retardo está bien estimada, es decir $G_1(s) = G(s)$ es:

$$\frac{y(s)}{y_{ref}(s)} = \frac{G(s)e^{-\tau^*s}K(s)}{1 + G(s)K(s) + G(s)K(s)(e^{-\tau^*s} - e^{-\tau s})} \quad (5.5)$$

Para sintonizar el sistema, se asume que el retardo es conocido, por lo que $\tau = \tau^*$ y la función de transferencia (5.5), se transforma en la ecuación de transferencia presentada en (5.6) [75].

$$\frac{y(s)}{y_{ref}(s)} = \frac{G(s)e^{-\tau^*s}K(s)}{1 + G(s)K(s)} \quad (5.6)$$

Luego se sintoniza la ecuación característica dada por $1 + G(s)K(s) = 0$, donde $K(s)$ es el controlador, normalmente PI, y $G(s)$ la función estimada de la planta sin retardo. En la sección 6.2.2.3 y 8.2.2.2 se presentan las ecuaciones características y su sintonización para el caso estudiado en esta tesis.

El caso del predictor de Smith con filtro es similar al recién presentado y se presenta en la siguiente sección.

5.2.1.2 PREDICTOR DE SMITH CON FILTRO

En [75], Cook y Price presentaron un predictor de Smith con filtro, como el de la Figura 5.2; donde $G(s)$ es la planta real; $G_1(s)$ es el modelo de la planta sin retardo; $e^{-\tau s}$ es el modelo del retardo τ , que estima al retardo real τ^* ; $F(s)$ es el filtro utilizado; y $K(s)$ es el controlador del sistema. El uso de éste filtro permite darle robustez al sistema frente a altas frecuencia y errores en el modelamiento de la planta [74]. Sin embargo el aumento de la robustez en el sistema genera una baja en el desempeño.

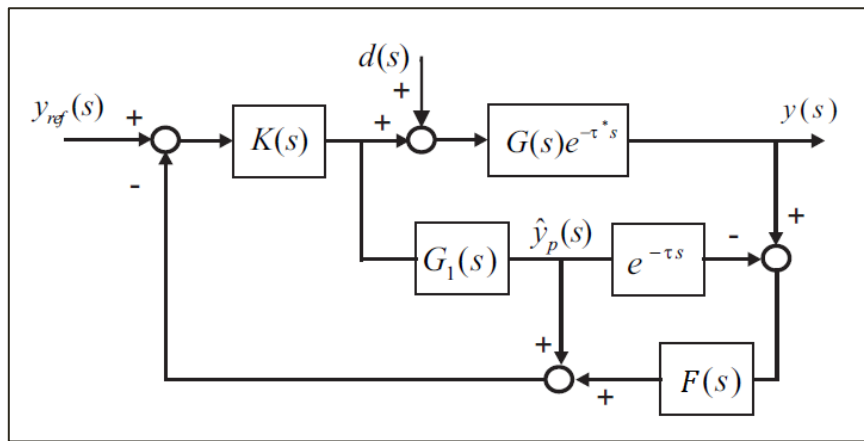


Figura 5.2: Diagrama de sistema de control con predictor de Smith con filtro [73].

En este caso la ecuación de transferencia del sistema es:

$$\frac{y(s)}{y_{ref}(s)} = \frac{G(s)e^{-\tau^*s}K(s)}{1 + G(s)K(s) + F(s)G(s)K(s)(e^{-\tau^*s} - e^{-\tau s})} \quad (5.7)$$

Al trabajar con $\tau^* = \tau$, la ecuación del sistema es la misma del caso de trabajar sin filtro. Por tanto la sintonización del controlador PI no depende del filtro y utiliza la misma ecuación característica $1 + G(s)K(s) = 0$, como se presenta en la sección 6.2.2.3 y 8.1.4.2.

En [74] se utiliza un filtro pasa-bajo de primer orden como el de la ecuación (5.8) como filtro, sumando el parámetro T_f al diseño del sistema.

$$F(s) = \frac{1}{T_f s + 1} \quad (5.8)$$

Por otro lado, en [81] se propone el uso de un filtro $F(s)$ que aproxima el inverso del retardo $e^{-\tau s}$ de modo que se cumpla que $1 - F e^{-\tau s} \approx 0$ para la mayoría de las frecuencias en que el sistema trabaja. De esta forma, $F(s)$ intenta aproximar $e^{\tau s}$ para compensar las perturbaciones. Por lo general, el diseño de este filtro utiliza la dinámica de modelos frente a perturbaciones, pero estos modelos no son fáciles de encontrar y normalmente presentan errores de modelación, especialmente cuando la perturbación varía en el tiempo [81]. Es por ello que para aproximar el inverso del retardo se utiliza la ecuación (5.9).

$$F(s) = \frac{1 + B(s)}{1 + B(s)e^{-\tau s}} \quad (5.9)$$

Donde $B(s)$ es un filtro pasa-bajo dado por la ecuación (5.10).

$$B(s) = \frac{k}{\tau s + 1} \quad (5.10)$$

De esta forma $F(s)$ se encuentra operativo para bajas frecuencias y no altas, por lo que cumple con:

- $B(s)$ tiene una ganancia alta $\rightarrow F(s) \approx e^{\tau s}$ en el rango de bajas frecuencias.
- $B(s)$ es un pasa-bajo $\rightarrow F(s) = 1$ en el rango de alta frecuencia.

Luego, las características de este compensador diseñado son [81]:

- Su valor se aproxima a $e^{\tau s}$ al trabajar con bajas frecuencias y a 1 para altas, es decir, se comporta como el predictor de Smith normal para altas frecuencias. Esto permite mejorar la respuesta del sistema sin disminuir la estabilidad.
- Rechaza perturbaciones en la entrada y la salida del sistema.
- No requiere conocimiento previo de las perturbaciones.

5.2.2 CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO

El control predictivo generalizado (GPC) consiste en generar una secuencia de señales de control futuras para cada intervalo de tiempo de modo de optimizar el esfuerzo de control del sistema controlado. Para ello se minimiza una función de costo dada [83]. Entre sus características se tiene que es capaz de estabilizar procesos con parámetros variables, y retardo variable [84].

Además, el GPC permite no tener error permanente tras las perturbaciones, ya que de forma interna adopta un integrador [84]. Otra ventaja es que como opera minimizando funciones de costo, puede incluir restricciones en su operación. Sin embargo como desventaja, si bien la estrategia de control predictivo es robusta, su estabilidad y robustez es difícil de conseguir, ya que el horizonte utilizado es finito [6].

La Figura 5.3 muestra el diagrama general de control predictivo, en el cual se observa que un modelo predicho en tiempo discreto del proceso, recibe los valores de entradas futuras, que se obtienen a partir de un optimizador, así como los valores de entradas y salidas pasadas. El optimizador determina los valores de entradas futuras tras minimizar una función de costos J , que recibe el error futuro, las restricciones y una función de costos dada [7]. Además, si bien el control predictivo genera señales de control futuras, a la planta o proceso solo envía el primer elemento de control [83].

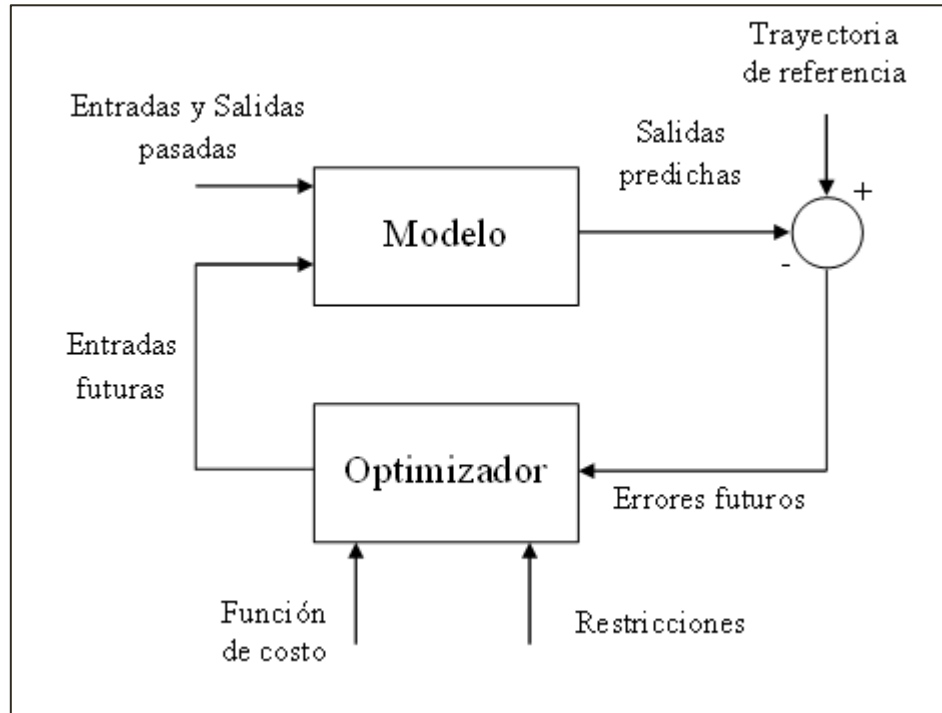


Figura 5.3: Modelo general del control predictivo generalizado.

Para poder implementar el algoritmo del control predictivo generalizado, éste trabaja con modelos discretos linealizados (localmente cuando la planta es no lineal) como los de la ecuación (5.11). [84]

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})u(t-1) + x(t) \quad (5.11)$$

Donde A y B son polinomios de la forma:

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1z^{-1} + \dots + a_{n_a}z^{-n_a} \\ B(z^{-1}) &= b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_{n_b}z^{-n_b} \end{aligned}$$

Si la planta tiene un retardo distinto de cero los elementos principales del polinomio $B(z^{-1})$ son cero. Además, si el ruido $x(t)$ viene dado por la ecuación (5.12), con $C(z^{-1}) = 1 + c_1z^{-1} + \dots + c_{n_c}z^{-n_c}$, al reemplazar en la ecuación (5.11) se obtiene el modelo auto regresivo de media móvil con entradas externas (ARMAX). [84]

$$x(t) = C(z^{-1})\xi(t) \quad (5.12)$$

Este modelo no es muy utilizado, debido a que la mayoría de las aplicaciones el ruido es no estacionario. Luego, un modelo adecuado para el ruido es:

$$x(t) = \frac{C(z^{-1})\xi(t)}{\Delta} \quad (5.13)$$

Donde $\Delta = 1 - z^{-1}$ y se obtiene un modelo autoregresivo integrado de media móvil con entradas externas (ARIMAX) al reemplazar en la ecuación (5.11), con lo que ésta queda [84]:

$$A(z^{-1})y_t = B(z^{-1})z^{-d}u_{t-1} + \frac{C(z^{-1})\xi(z)}{\Delta} \quad (5.14)$$

Además, normalmente se trabaja con $C(z^{-1}) = 1$ [85].

Con respecto al algoritmo utilizado en el control predictivo generalizado, éste consiste en calcular señales futuras mediante la minimización de una función de costos como la de la ecuación (5.15). Donde $\hat{y}(t + j|t)$ es la predicción; N_1 y N_2 son los horizontes mínimos y máximos de costos; N_U es el horizonte de control; $\delta(j)$ y $\lambda(j)$ son secuencias que indican el peso o importancia de cada secuencia; y $w(t + j)$ es la referencia de la trayectoria futura. Por lo general, se trabaja con $\delta = 1$ y $\lambda = constante$ [85].

$$J(N_1, N_2, N_U) = \sum_{j=N_1}^{N_2} \delta(j)[\hat{y}(t + j|t) - w(t + j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_U} \lambda(j)[\Delta u(t + j - 1)]^2 \quad (5.15)$$

Para elegir los valores de N_1 , N_2 y N_U se deben considerar las siguientes condiciones:

- N_1 : como ya se mencionó es el horizonte mínimo. Luego, si el retardo d es conocido, no conviene que N_1 sea menor que d , porque habrá cálculos que no serán utilizados, ya que no afectarán a la salida. En cambio, si d no es conocido, N_1 se puede fijar en 1, sin pérdida de estabilidad y el grado $B(z^{-1})$ aumenta para incluir todos los posibles valores de k .
- N_2 : es el horizonte de predicción y si la planta tiene inicialmente una respuesta de fase negativa no mínima, su valor se debe escoger para que la futura salida positiva sean incluidas en el costo. En tiempo discreto esto implica que N_2 sea mayor que el grado de $B(z^{-1})$ y en la práctica un valor grande de N_2 es utilizado generalmente correspondiente al tiempo de estabilización de la planta.
- N_U : es el horizonte de control, por lo que es un parámetro importante de diseño. Para una planta de lazo abierto estable con retardo un valor de $N_U = 1$ entrega un control aceptado, mas al aumentar el valor de éste el control y la correspondiente salida son más cercanas. Sin embargo, llega un punto en que el aumento de N_U no influye en los resultados. Al trabajar con sistemas complejos N_U debe ser al menos igual al número de polos inestables o poco amortiguados [84].

Para cumplir el objetivo de este control se debe calcular la predicción de $y(t + j)$, $\hat{y}(t + j)$, para $j \in [N_1, N_2]$. Para ello se debe resolver la siguiente ecuación diofántica:

$$1 = E_j \Delta A(z^{-1}) + z^{-j} F_j(z^{-1}) \quad (5.16)$$

Los polinomios E_j y F_j son definidos con grados $j - 1$ y n_a respectivamente. Para obtener $E_j(z^{-1})$ se divide $\frac{1}{\Delta A(z^{-1})}$ hasta que el resto de la división pueda ser factorizado como $z^{-j} F_j(z^{-1})$ [85]. En [84] se ha demostrado que la ecuación diofántica es recursiva, por lo que E_j y F_j se pueden encontrar recursivamente.

Después de resolver la ecuación diofántica se llega a que la mejor predicción de $y(t)$ viene dada por la ecuación (5.17) con $G_j(z^{-1}) = E_j(z^{-1})B(z^{-1})$.

$$\hat{y}(t + j|t) = G_j(z^{-1})\Delta u(t + j - d - 1) + F_j(z^{-1})y(t) \quad (5.17)$$

Escribiendo la ecuación para distintos valor de j se tiene:

$$\begin{aligned} \hat{y}(t + d + 1|t) &= G_{d+1}(z^{-1})\Delta u(t) + F_{d+1}(z^{-1})y(t) \\ \hat{y}(t + d + 2|t) &= G_{d+2}(z^{-1})\Delta u(t + 1) + F_{d+2}(z^{-1})y(t) \\ &\vdots \\ \hat{y}(t + d + N|t) &= G_{d+N}(z^{-1})\Delta u(t + N - 1) + F_{d+N}(z^{-1})y(t) \end{aligned}$$

Esto se puede reescribir como la ecuación (5.18).

$$y = Gu + F(z^{-1})y(t) + G'(z^{-1})\Delta u(t - 1) \quad (5.18)$$

Donde:

$$y = \begin{bmatrix} \hat{y}(t + d + 1|t) \\ \hat{y}(t + d + 2|t) \\ \vdots \\ \hat{y}(t + d + N|t) \end{bmatrix}$$

$$u = \begin{bmatrix} \Delta u(t) \\ \Delta u(t + 1) \\ \vdots \\ \Delta u(t + N - 1) \end{bmatrix}$$

$$G = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \dots & 0 \\ g_1 & g_0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{N-1} & g_{N-2} & \dots & g_0 \end{bmatrix}$$

$$G'(z^{-1}) = \begin{bmatrix} (G_{d+1}(z^{-1}) - g_0)z \\ (G_{d+2}(z^{-1}) - g_0 - g_1z^{-1})z^2 \\ \vdots \\ (G_{d+N}(z^{-1}) - g_0 - g_1z^{-1} - \dots - g_{N-1}z^{-(N-1)})z^N \end{bmatrix}$$

$$F(z^{-1}) = \begin{bmatrix} F_{d+1}(z^{-1}) \\ F_{d+2}(z^{-1}) \\ \vdots \\ F_{d+N}(z^{-1}) \end{bmatrix}$$

Como los dos últimos términos solo dependen del pasado se agrupan en f quedando la ecuación (5.19).

$$y = Gu + f \quad (5.19)$$

Al optimizar la función y la predicción (5.19) se llega a que la ley de control está dada por la ecuación (5.20), donde K es la primera fila de $H = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T$.

$$\Delta u(t) = K(w - f) \quad (5.20)$$

Además, a partir de este sistema presentado se pueden encontrar casos especiales como un ruido con $C(z^{-1}) \neq 1$. Para estos casos las ecuaciones presentan leves diferencias como se muestra en [85].

El control predictivo presentado es una estrategia de control discreta, por lo que los modelos de la planta y retardo que utiliza deben ser discretizados. Además, para que los resultados entregados sean comparables con los que se obtendrán con el controlador con predictor de Smith y el controlador PI, estos controladores también deberán ser discretizados.

En la próxima sección se presenta la estrategia de análisis de estabilidad a utilizar en el trabajo de tesis, los que serán aplicados en los capítulos 0, 7 y 8.

El sistema en estudio es modelado en Simulink de Matlab. Para ello, se desarrolla un simulador de un sistema trifásico compuesto por dos inversores conectados en paralelo como se muestra en la Figura 6.1, que utiliza los parámetros existentes en la microrred de la Universidad de Aalborg presentados en [7]. Cada inversor tiene asociado una carga local y el sistema de control desarrollado permite que la alimentación de éstas sea llevada a cabo mediante los dos inversores del sistema y no solo el inversor más cercano.

Además, se trabajará en coordenadas dq y $\alpha\beta$; los lazos de control operan sobre las coordenadas dq , mientras que los cálculos que representan la operación del sistema se realizan en coordenadas $\alpha\beta$. Estos cálculos al implementar el simulador desarrollado se sustituyen por puntos de medición. En el Anexo A se encuentra las transformaciones utilizadas para pasar de un sistema de coordenadas a otro.

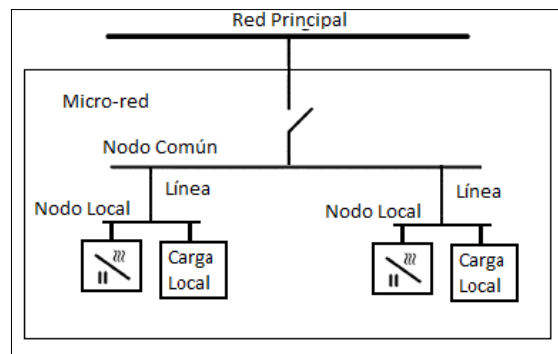


Figura 6.1: Estructura de conexión de los inversores [1].

En la Figura 6.2 se observa el diagrama de bloques del sistema de control primario y secundario del sistema. Los bloques en negro corresponden a los bloques de control propiamente tal, y se observa que trabajan en coordenadas dq ; en cambio, los bloques rojos corresponden a bloques de cálculos numéricos, los cuales, como se ha mencionado, no existirán al implementar el sistema en una microrred real. Se puede notar que los cálculos son realizados en coordenadas $\alpha\beta$. Además, se debe destacar que los bloques asociados al control primario, es decir los bloques de cálculos, control de corriente, control de voltaje y control de estatismo son los lazos de control del inversor 1. Para el inversor 2 los lazos son equivalentes.

Luego se tiene que el voltaje y corriente de salida del inversor es medido para calcular la potencia activa y reactiva del sistema, en el lazo de control de estatismo, que entrega como resultado una frecuencia y voltaje de referencia. A la frecuencia y voltaje obtenidos se agregan los deltas correspondientes entregados por el control secundario de frecuencia y voltaje de modo de obtener los valores nominales. Además, la frecuencia obtenida permite obtener el ángulo θ utilizado para pasar de coordenadas $\alpha\beta$ a dq , mientras que el voltaje debe pasar por controladores internos de voltaje y corriente del inversor.

En las siguientes secciones el sistema descrito es estudiado en detalle. Además en la sección 6.3 se presenta la relación del control primario y secundario con el control terciario, para luego discutir el modelo en la sección 6.4.

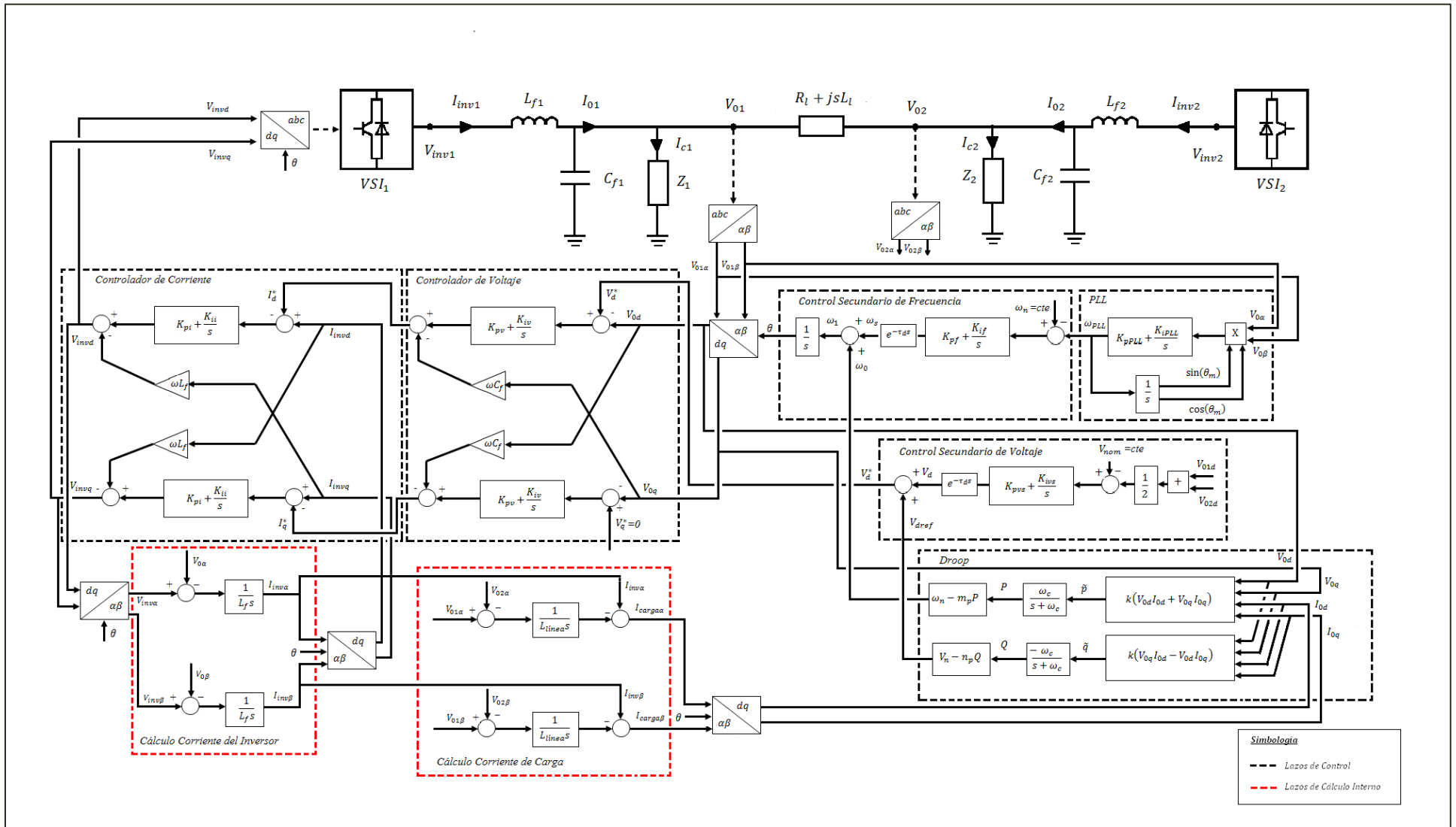


Figura 6.2: Diagrama de bloques sistema de 2 inversores en paralelo.

6.1 CONTROL PRIMARIO

El control primario del sistema en estudio es distribuido, lo que implica que cada unidad de generación realizará la acción de control en forma independiente, sin que sea necesario el envío de una señal. Además, debido a que el estudio está basado en una microrred aislada, los inversores operan como fuente de voltaje en modo VSI, es decir, se consideran como una fuente de voltaje. Para fines de esta tesis no se consideraran los procesos internos de un inversor. La Figura 6.3 muestra el circuito del sistema en estudio. A la salida de cada inversor se ubica un filtro LC, donde R_f es la resistencia del filtro; además, paralelo a cada inversor se conecta una carga; y finalmente los inversores se encuentran conectados a través de una línea de transmisión, para la que se consideran componentes resistivos e inductivos. Para simplicidad en el trabajo se asignan valores mayores al componente inductivo, lo que en redes de baja tensión no se cumple, de modo de poder aplicar las curvas de estatismo convencionales descritas en el estado del arte y no se deba trabajar con curvas de estatismo modificadas. Cabe destacar que las cargas se consideran lo suficientemente cercanas a los inversores de modo que no se utilizan líneas de conexión.

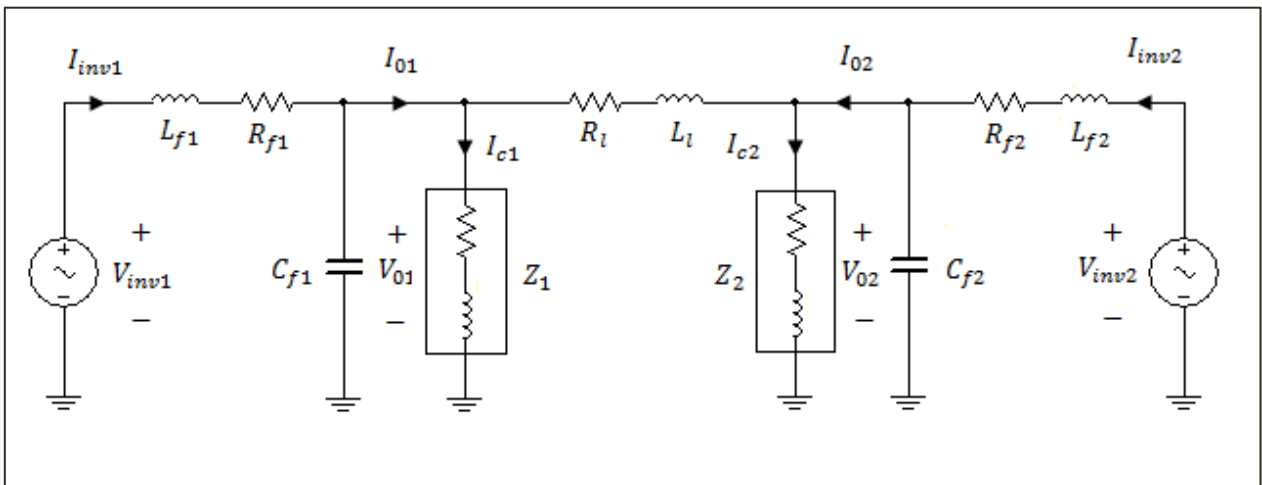


Figura 6.3: Conexión entre inversores.

El control primario del sistema es el que se encarga de compartir carga en el sistema, manteniendo la frecuencia y el voltaje dentro de rangos aceptados. Para esto utiliza tres lazos de control: control de corriente, control de voltaje, y control de frecuencia y voltaje mediante curvas de estatismo.

6.1.1 CONTROLADOR DE CORRIENTE Y VOLTAJE DEL INVERSOR

Los lazos de control de corriente y voltaje, mostrados en la Figura 6.4, son controladores PI asociados a los inversores, que permiten que éstos mantengan los valores de corriente I_{inv} y

voltaje V_0 a la salida del inversor en los valores de referencia. El valor de referencia del voltaje de salida del inversor V^* viene dado por el control de estatismo y el control secundario de voltaje, mientras que la referencia de la corriente I^* se calcula como la corriente necesaria para mantener el voltaje de salida para una carga dada. Trabajando en coordenadas dq , las ecuaciones del controlador de voltaje en cada eje son:

$$I_d^* = -\omega_n C_f V_{0q} + \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) (V_d^* - V_{0d}) \quad (6.1)$$

$$I_q^* = \omega_n C_f V_{0d} + \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) (V_q^* - V_{0q}) \quad (6.2)$$

Donde I_d^* e I_q^* son las corrientes de referencia en los ejes d y q respectivamente; ω_n es la frecuencia nominal del sistema; C_f es la capacitancia del filtro LC a la salida del inversor; V_{0d} y V_{0q} son los voltajes de salida del inversor (después del filtro LC) en los ejes d y q respectivamente; K_{pv} y K_{iv} las constantes proporcional e integral del controlador PI aplicadas en los ejes d y q; y V_d^* y V_q^* los voltajes de referencia en los ejes d y q. V_d^* viene dado por las curvas de estatismo y el control secundario, mientras que V_q^* se mantiene fijo en 0 como se muestra en publicaciones como [1] y [41].

Análogamente, las ecuaciones del controlador de corriente en cada eje son:

$$V_{invd} = -\omega_n L_f I_{invq} + \left(K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s} \right) (I_d^* - I_{invd}) \quad (6.3)$$

$$V_{invq} = \omega_n L_f I_{invd} + \left(K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s} \right) (I_q^* - I_{invq}) \quad (6.4)$$

Donde V_{invd} y V_{invq} son los voltajes a la salida del inversor (previo al filtro LC) en los ejes d y q; L_f es la inductancia del filtro LC; I_{invd} e I_{invq} son las corrientes a la salida del inversor (previo al filtro LC); y K_{pi} y K_{ii} son las constantes proporcional e integral del controlador PI aplicadas en los ejes d y q. Los valores de I_d^* e I_q^* se obtienen a partir del controlador de voltaje.

Ambos lazos de control se encuentran anidados, por lo que se debe tener especial cuidado en que sus velocidades de funcionamiento sean distintas para que no se produzca acoplamiento.

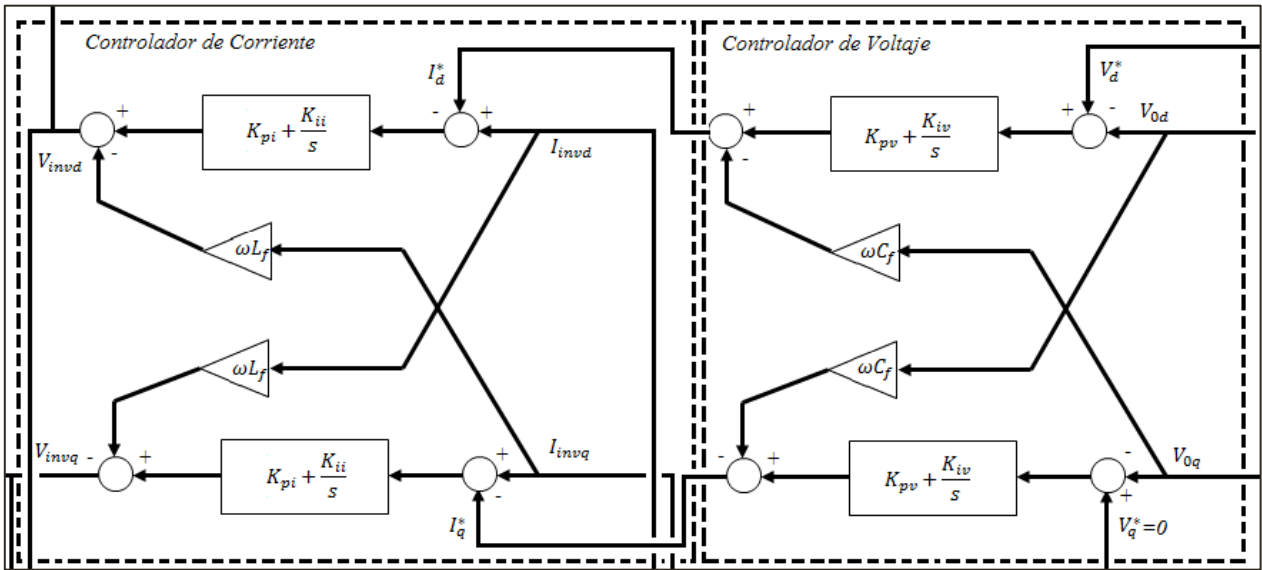


Figura 6.4: Diagrama lazos de control de corriente y voltaje.

6.1.2 CONTROL DE FRECUENCIA Y VOLTAJE MEDIANTE CURVAS DE ESTADISTMO

El control de frecuencia y voltaje es el control primario propiamente tal y como se presentó en el capítulo 4.1, el método más usado es el control mediante curvas de estadismo. Además, dentro del control mediante curvas de estadismo existen distintas variaciones, siendo la versión convencional la que se aplica en esta tesis. Para poder aplicar este método, en primer lugar, se escoge el valor de la línea de transferencia de modo que el componente inductivo sea mayor al componente resistivo, y consiguientemente se pueda aplicar las curvas de estadismo directamente y no se necesite del uso de impedancias extras, impedancias virtuales o trabajo mediante estadismo inverso. Por otro lado, las cargas utilizadas son lineales, por lo que no se presentan problemas de armónicos en el estudio.

Además de controlar la frecuencia y el voltaje, el control mediante curvas de estadismo permite que ambos inversores compartan potencia activa y reactiva. Esto se debe a que al variar la carga en un inversor, también varía la frecuencia en éste. Luego, los otros inversores perciben este cambio en la frecuencia y ajustan su potencia activa de modo de controlarla. De esta forma los inversores llegan a un equilibrio restableciendo la frecuencia del sistema a un valor cercano al nominal y comparten potencia para ello. En el caso del estadismo de voltaje-potencia reactiva, el análisis es el mismo.

Las ecuaciones utilizadas para el control de estadismo son las siguientes:

$$\omega_0 = \omega_n - m_p P \quad (6.5)$$

$$V_{dref} = V_n - n_p Q \quad (6.6)$$

$$V_q^* = 0 \quad (6.7)$$

Donde ω_0 es la frecuencia del sistema después del control primario; ω_n y V_n la frecuencia y voltaje (en el eje d) nominal respectivamente; m_p y n_p las pendientes de la curvas de estatismo; P y Q la potencia activa y reactiva; y V_q^* el voltaje de referencia en el eje q.

El valor de la potencia activa y reactiva se obtiene a partir de:

$$P + jQ = k(V_d + jV_q)(I_d + jI_q)^*$$

$$P + jQ = k(V_d I_d - jV_d I_q + jV_q I_d + V_q I_q)$$

De donde se tiene que la potencia entregada por los inversores es la entregada por las ecuaciones (6.8) y (6.9):

$$P = k(V_{0d} I_{0d} + V_{0q} I_{0q}) \quad (6.8)$$

$$Q = k(V_{0q} I_{0q} - V_{0d} I_{0d}) \quad (6.9)$$

Con k la constante asociada a la transformación de coordenadas abc a dq , cuyo valor es $\frac{2}{3}$; e I_{0d} e I_{0q} son las corrientes a la salida del inversor (después del filtro).

Las pendientes de las curvas de estatismo se escogen de modo que cumplan las siguientes ecuaciones:

$$m_p = \frac{0.4}{100} \frac{\omega_n}{P_{max}} \quad (6.10)$$

$$n_p = \frac{5}{100} \frac{V_n}{Q_{max}} \quad (6.11)$$

Donde P_{max} y Q_{max} son los valores máximos que pueden entregar los inversores. Luego, las pendientes indican que la frecuencia se ajusta en variaciones de 0.4% con respecto al valor nominal, mientras que el voltaje en variaciones de 5% con respecto al valor nominal. Posteriormente, en la sección 8.2.1, se estudian los valores límites que pueden tomar estas pendientes mediante un análisis de estabilidad de pequeña señal.

A diferencia de los controladores PI de voltaje y corriente presentados en las ecuaciones (6.1)-(6.4), la velocidad con la que las curvas de estatismo entran en operación no puede ser ajustada mediante los parámetros de ésta. Es por ello que entre las rectas de control y la obtención de la potencia entregada se utiliza un filtro pasa bajos que permite regular la velocidad, donde esta viene dada por la constante ω_c . Su función de transferencia es:

$$F_{Droop}(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (6.12)$$

Además, el valor final de la frecuencia y del voltaje en el eje d se obtienen al sumar al valor obtenido mediante las curvas de estatismo el entregado mediante el control secundario, como se muestra en las ecuaciones (6.13) y (6.14).

$$\omega = \omega_0 + \omega_s \quad (6.13)$$

$$V_d^* = V_{dref} + V_d \quad (6.14)$$

Donde ω_s y V_d son los valores entregados por el control secundario que se describe en la sección 4.2. A partir de ω se obtiene el ángulo θ de cada inversor, con el cual se calcula el cambio de coordenadas $\alpha\beta$ a dq y viceversa.

La Figura 6.5 muestra el lazo de control recién descrito, en el que primero se calcula la potencia activa y reactiva a partir del voltaje y corriente de salida (después del filtro) del inversor, luego se pasa por el filtro pasa bajos y finalmente por las ecuaciones de las curvas de estatismo. Esto permite obtener la frecuencia ω_0 y voltaje de referencia en la coordenada d, V_{dref} , del sistema.

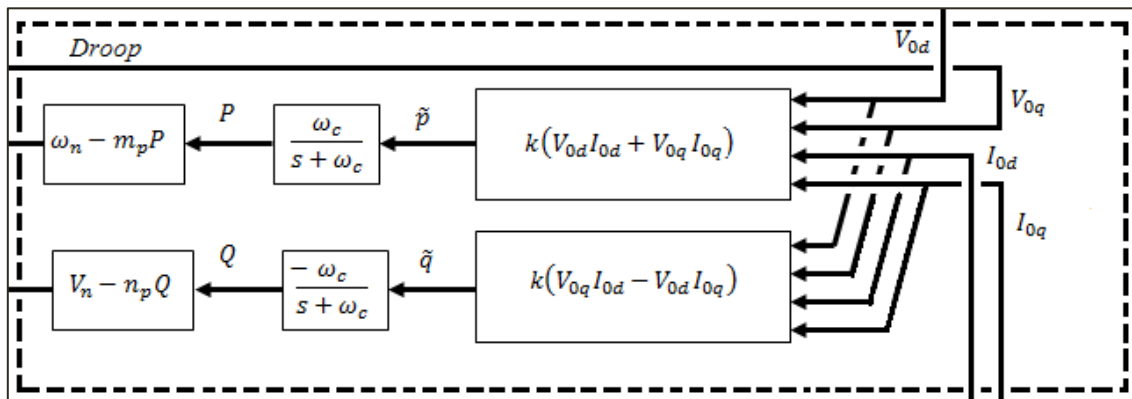


Figura 6.5: Diagrama lazos de control mediante curvas de estatismo.

Finalmente, para que el sistema no se acople se debe diseñar de modo que todos los lazos de control tengan distintas frecuencias de operación, siendo el controlador de corriente el más rápido, seguido por el controlador de voltaje, el control mediante curvas de estatismo y finalmente el control secundario. En la sección 8.1 se diseñan los controladores presentados.

6.2 CONTROL SECUNDARIO

El control secundario es el encargado de restablecer el voltaje y la frecuencia a su valor nominal sin un error permanente como se obtiene al trabajar solo con control primario. Para esto, un control secundario centralizado calcula la diferencia de frecuencia y voltaje para obtener los valores nominales y luego envía estas señales a los inversores. Además, el control primario y secundario están desacoplados ya que trabajan con anchos de banda distintos. Esto permite estudiar la estabilidad de cada nivel de control de forma independiente en el capítulo 7.

Por otro lado, a diferencia del control primario que es distribuido, el control secundario es centralizado y requiere de comunicación para enviar las señales a los inversores, en la que se produce un retardo. Como la transmisión de la señal no es instantánea, el retardo debe ser tomado en cuenta al momento de diseñar los controladores. Por esto, este problema es estudiado en esta tesis, y se analizan distintos métodos de control para afrontar el retardo, los que son aplicados al control secundario de frecuencia. A continuación se presentan el control secundario de voltaje y el control secundario de frecuencia.

6.2.1 CONTROL SECUNDARIO DE VOLTAJE

El control secundario de voltaje se encarga de restablecer el voltaje en el eje d a su valor nominal. Sin embargo, todas las barras de la red no pueden tener el mismo voltaje, porque para dos barras como las de la Figura 6.6, donde V_1 y V_2 son los voltajes a cada extremo de la línea, I la corriente que circula por ella, y Z la impedancia, se cumple la ecuación siguiente:

$$V_1 = Z * I + V_2 \quad (6.15)$$

Luego, para que $V_1 = V_2$, es decir, el voltaje en dos barras del sistema sea el mismo se debe tener que $Z = 0$ o $I = 0$. Lo primero no se cumple, porque una línea de transmisión tiene una impedancia distinta de 0, y lo segundo solo se cumple si no se comparte carga en la microrred, que es lo opuesto a lo que se busca. De esta forma, el voltaje en dos barras de la microrred no puede ser el mismo.

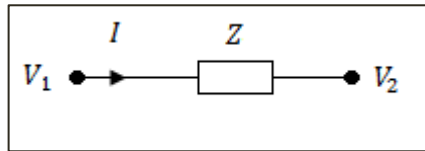


Figura 6.6: Voltaje en línea de transmisión.

De esta forma, como todas las barras no pueden tener el mismo voltaje, el control secundario de voltaje restablece el promedio del voltaje en todas las barras, en este caso los voltajes a las salidas de los inversores (después del filtro), al valor nominal. Luego, el control secundario de voltaje mide el voltaje en el eje d a la salida de los inversores y calcula el promedio

de éstos. Al valor obtenido se aplica un controlador PI, con lo que se obtiene el delta de voltaje que se necesita para restablecer el voltaje a su valor nominal y finalmente la señal es enviada a los inversores. Este diseño de control solo se realiza en la coordenada d del sistema, puesto que la coordenada q, tiene un valor fijo de 0.

La Figura 6.7 muestra el sistema descrito de forma independiente al resto del sistema. V_m corresponde al promedio de los voltajes a las salidas de los inversores 1 y 2 (V_{01d} y V_{02d}); G_c es la función de transferencia del controlador; G_p es la planta del control secundario de voltaje, cuyo valor es 1 debido a que se considera que el control secundario de voltaje no depende del control primario ni del control secundario de frecuencia; V_{dref} es el voltaje entregado por el control primario mediante la curva de estatismo $Q - V$; V_n es el voltaje nominal; y τ_d es el retardo existente en la comunicación entre el control secundario de voltaje centralizado y los inversores.

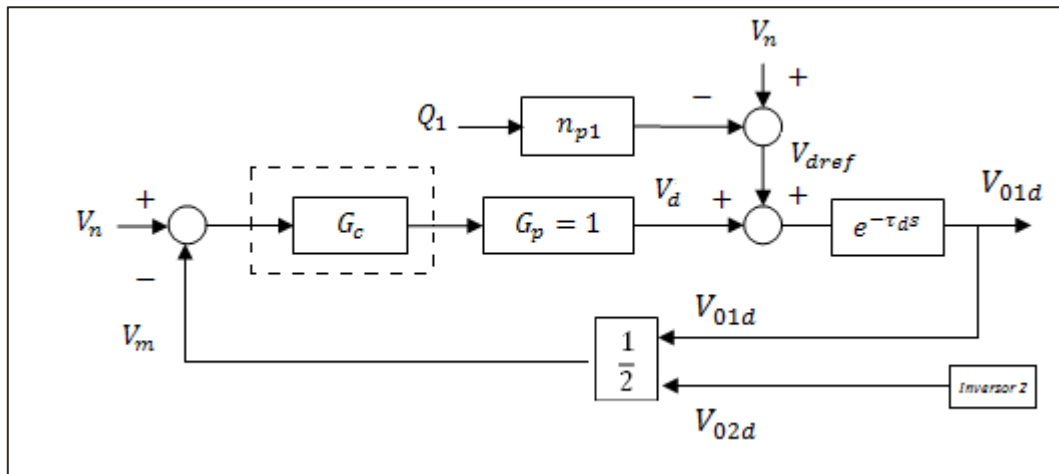


Figura 6.7: Diagrama de bloques del control secundario de voltaje.

Para encontrar la función de transferencia de la planta se considera V_{dref} como una perturbación. Así, se tiene que:

$$V_{01d} = e^{-\tau_d s} G_p G_c \left(V_n - \frac{(V_{01d} + V_{02d})}{2} \right)$$

Luego, ya que el valor de V_{01d} y V_{02d} son cercanos, pues su diferencia se debe a la caída de voltaje en la línea de transmisión, y a que como se mencionó anteriormente se trabaja con el promedio del voltaje, se aproxima $V_{01d} \approx \frac{V_{01d} + V_{02d}}{2}$. Por lo tanto, la función de transferencia es:

$$\frac{V_{01d}}{V_n} = \frac{e^{-\tau_d s} G_p G_c}{1 + e^{-\tau_d s} G_p G_c} \quad (6.16)$$

A partir de la función de transferencia, se puede obtener que la ecuación característica del sistema que se usará para la sintonización y estudio de estabilidad del controlador es: $1 + G_c G_p e^{-\tau_d s} = 0$.

De esta forma se ha obtenido que la función de transferencia del control secundario de voltaje depende de la planta, el retardo y el controlador. Como la planta tiene valor unitario, el retardo es el componente principal de la función de transferencia y el controlador será sintonizado de acuerdo a su valor y los valores de operación deseados.

Así se ha probado que el control secundario de voltaje depende del retardo del sistema. Como se analiza en la sección siguiente lo mismo se obtiene para el control secundario de frecuencia. Como la operación de ambos controladores secundarios es análoga, en esta tesis se estudian distintas estrategias de control para minimizar el retardo solo en el control secundario de frecuencia, dejando planteada la aplicación de éstas al control secundario de voltaje. Luego, para el control secundario de voltaje se trabaja con un controlador PI sintonizado para el retardo como el que ha sido presentado.

6.2.2 CONTROL SECUNDARIO DE FRECUENCIA

El control secundario de frecuencia es el que permite que el error permanente de la frecuencia en el sistema sea nulo. Para ello, como se muestra en la Figura 6.8, se mide la frecuencia del sistema una vez alcanzado el equilibrio mediante un PLL, con H su función de transferencia; luego la diferencia entre la frecuencia obtenida y la frecuencia nominal pasa por un controlador G_c , obteniéndose el delta de frecuencia ω_s necesario para que el sistema no tenga error permanente en el equilibrio. El tiempo que tarda en llegar la señal a los inversores se conoce como retardo τ_d , cuya planta es $e^{-\tau_d s}$. La planta del sistema es G_p y al igual que en el caso del control secundario de voltaje, su valor es unitario puesto que el control secundario de frecuencia es independiente del control secundario de voltaje y el control primario.

De esta forma la frecuencia del sistema viene dada la ecuación (6.13), $\omega = \omega_0 + \omega_s$, con ω la frecuencia del sistema en $\left[\frac{rad}{s}\right]$; ω_0 la frecuencia obtenida por la curva de estatismo en $\left[\frac{rad}{s}\right]$; y ω_s el delta de frecuencia entregado por el control secundario en $\left[\frac{rad}{s}\right]$. Para efectos de diseño el valor de la frecuencia ω_0 entregado por el control primario se considera una perturbación y se desprecia.

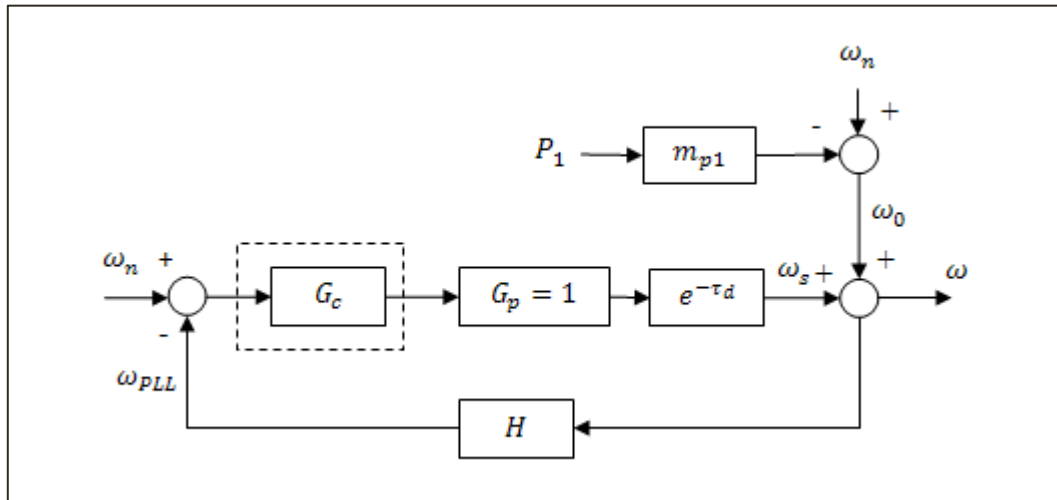


Figura 6.8: Diagrama de bloques del control secundario de frecuencia.

Como se ha mencionado, para medir la frecuencia del sistema se utiliza un PLL, como el que fue descrito en la sección 4.2.1. En la sección siguiente se presenta la función de transferencia del PLL utilizado, la que permitirá la sintonización de éste.

Además, la función de transferencia de todo el control secundario de frecuencia depende de la estrategia de control adoptada, por lo que ésta es estudiada para cada caso en las secciones 6.2.2.2, 6.2.2.3 y 6.2.2.4.

6.2.2.1 PLL

El PLL cumple la función de medir la frecuencia en la red, de modo que el control secundario de frecuencia pueda actuar. Para ello, considera la diferencia entre un ángulo interno del PLL y el ángulo asociado a la frecuencia de la red, para posteriormente mediante un controlador hacer esta diferencia nula. Cuando la diferencia es nula se ha obtenido el ángulo de la red y consiguientemente la frecuencia de ésta. En el caso de la simulación realizada el sistema es de segundo orden, por lo que el comportamiento del PLL está descrito por:

$$\left(\Delta\theta_p - \frac{\Delta\omega_{PLL}}{s}\right)\left(K_{pPLL} + \frac{K_{iPLL}}{s}\right)|V_g| = \Delta\omega_{PLL}$$

Se puede notar que la ecuación presenta los Δ de las variables, esto se debe a que viene de linealizar el sistema mediante pequeña señal. Ordenando se obtiene:

$$\Delta\omega_{PLL} = \frac{|V_g|(K_{pPLL}s^2 + K_{iPLL}s)}{s^2 + |V_g|K_{pPLL}s + |V_g|K_{iPLL}}\Delta\theta_p$$

Además, como el ángulo de la red es la integral de la frecuencia ($\theta_p = \frac{\omega}{s}$) se obtiene que la función de transferencia del PLL es la de la ecuación de segundo orden (6.17).

$$\Delta\omega_{PLL} = \frac{|V_g|K_{pPLL}s + |V_g|K_{iPLL}}{s^2 + |V_g|K_{pPLL}s + |V_g|K_{iPLL}}\Delta\omega \quad (6.17)$$

La ecuación de transferencia de segundo orden presentada, es utilizada para la sintonización del PLL, sin embargo para sintonizar el controlador del control secundario de frecuencia, se usa una aproximación de primer orden, dada por la ecuación (6.18).

$$\Delta\omega_{PLL} = \frac{1}{\tau_{PLL}s + 1}\Delta\omega \quad (6.18)$$

Donde ω_{PLL} es la frecuencia medida por el PLL en $\left[\frac{rad}{s}\right]$; θ_p el ángulo de entrada al PLL en $[\circ]$; K_{pPLL} y K_{iPLL} las constantes controlador PI del PLL de segundo orden; y τ_{PLL} la constante del PLL en la aproximación de primer orden en $[s]$ [56].

6.2.2.2 CONTROLADOR PI CON RETARDO

Como se dijo al inicio del capítulo 6.2.2, la Figura 6.8 muestra el diagrama de bloques del control secundario de frecuencia, en el cual en la planta del sistema se han despreciado los efectos del resto del sistema en el lazo de control, obteniéndose una planta con función de transferencia unitaria, $G_p = 1$. Además, en el caso de trabajar con un controlador PI sintonizado para el retardo del sistema el bloque del controlador es un controlador PI dado con la siguiente función de transferencia:

$$G_c = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (6.19)$$

Por otro lado, el retardo, ubicado entre la frecuencia de salida del controlador del control secundario y la llegada de ésta a los inversores es descrito por:

$$G_d = e^{-\tau_d s} \quad (6.20)$$

Con τ_d el valor del retardo en $[s]$. Para que el trabajo con la función de transferencia del retardo sea más sencillo, ésta se aproxima mediante Padé de orden 1 (ver Anexo D), obteniéndose la ecuación:

$$G_d = \frac{1 - \frac{\tau_d s}{2}}{1 + \frac{\tau_d s}{2}} = \frac{2 - \tau_d s}{2 + \tau_d s} \quad (6.21)$$

Finalmente, el sensor del sistema corresponde al PLL, éste es representado por la función de primer orden (6.18) presentada en 6.2.2.1.

$$H = \frac{1}{\tau_{PLL}s + 1}$$

Luego, la función de transferencia del sistema es:

$$\frac{\omega}{\omega_n} = \frac{G_d G_p G_c}{1 + G_d G_p G_c H} \quad (6.22)$$

Donde ω es la variable de salida, correspondiente a la frecuencia del sistema; y ω_n es la variable manipulada, correspondiente a la frecuencia nominal.

Para sintonizar el controlador se utiliza la ecuación característica $1 + G_p G_d H G_c = 0$. Con respecto a esto, cabe destacar que en un sistema sin retardo la ecuación característica sería la misma, pero sin el bloque del retardo, es decir, $1 + G_p H G_c = 0$.

El controlador presentado es sintonizado en la sección 8.1.4.1.

6.2.2.3 CONTROLADOR PI CON PREDICTOR DE SMITH

En la sección 5.2.1 se presentaron distintas variaciones del predictor de Smith como método para enfrentar el retardo de comunicación en un sistema. En este caso se trabaja con tres de ellos; un predictor de Smith básico; un predictor de Smith con un filtro pasa bajos en la realimentación; y un predictor de Smith con un filtro con el inverso del retardo en la realimentación. En particular, los dos casos de predictor de Smith con filtro son utilizados para minimizar el efecto en el sistema de las diferencias entre la planta real del sistema y la aproximación de ésta como se indica en [86] y [87]. Un filtro pasa bajos es la alternativa más sencilla de implementación, mientras que un filtro con el inverso del retardo se ha visto que entrega mejores resultados. Se le llamará Smith Filtro1, al caso de trabajar con un pasa bajos como filtro y Smith Filtro2, al trabajar con el filtro con la inversa del retardo. Las funciones de transferencia de cada uno son (6.23) y (6.24) respectivamente.

$$F_1 = \frac{1}{\tau_f s + 1} \quad (6.23)$$

$$F_2 = \frac{1 + B(s)}{1 + B(s)e^{Ls}} \quad (6.24)$$

Donde $B(s)$ es un filtro pasa bajos dado por $\frac{1}{\tau_f s + 1}$ para el que se escoge la constante de tiempo igual a la constante de tiempo del sistema.

La Figura 6.9 muestra el diagrama de bloques del predictor de Smith con filtro, F , implementado. La línea punteada representa el bloque correspondiente al controlador, G_c completo. En este bloque del controlador se encuentra ubicado un controlador PI en el bloque G_s y un predictor de Smith. El predictor de Smith emula el sistema trabajando con un modelo de la planta \hat{G}_p , del sensor \hat{H} , y del retardo en el sistema \hat{G}_d . En el caso en que no se tiene un filtro en la realimentación el valor del filtro es 1, es decir, $F = 1$. De esta forma la Figura 6.9 permite observar que el controlador con predictor de Smith predice la salida del sistema con y sin retardo en el bloque de control, al enviar la señal a través de los bloques $\hat{G}_p\hat{H}\hat{G}_d$ y $\hat{G}_p\hat{H}$ respectivamente, y luego realimenta al controlador la diferencia entre el valor predicho y real.

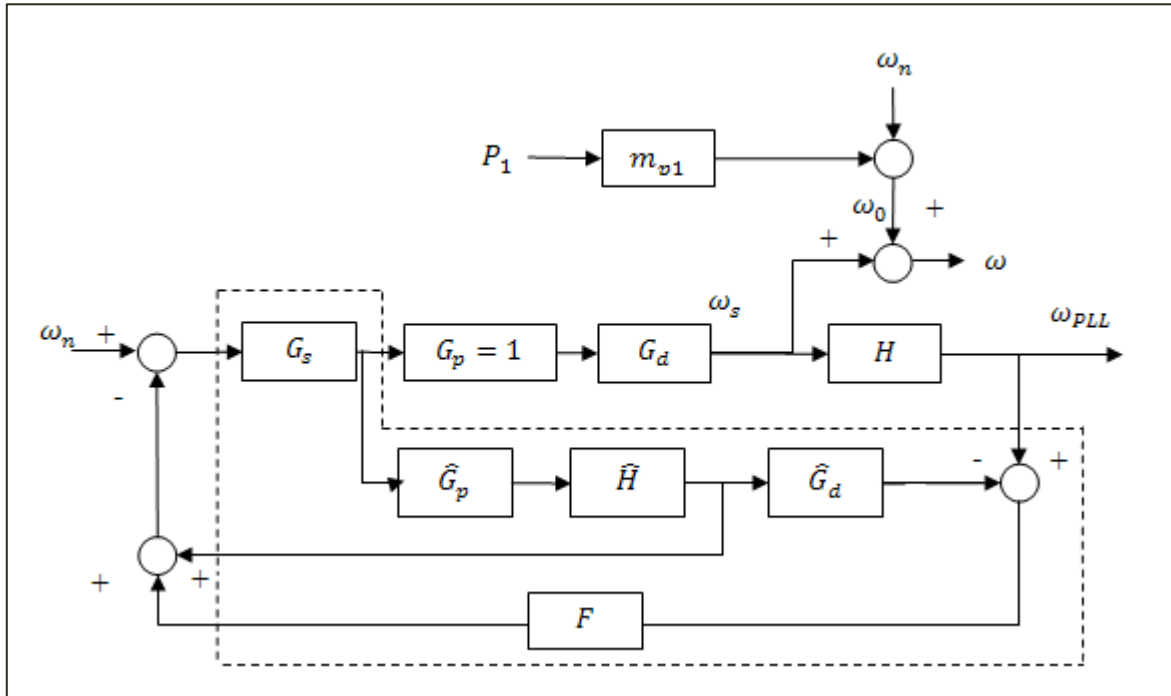


Figura 6.9: Diagrama de bloques del control secundario de frecuencia con predictor de Smith.

Luego, los bloques del control secundario de frecuencia con predictor de Smith son los presentados en las ecuaciones anteriores (6.18) asociada al PLL, (6.20) al retardo y las ecuaciones (6.25), (6.26), (6.27), (6.28) y (6.30) presentadas a continuación.

$$G_s = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (6.25)$$

$$G_p = 1 \quad (6.26)$$

$$\hat{G}_p = 1 \quad (6.27)$$

$$\hat{G}_d = e^{-Ls} \quad (6.28)$$

$$G_d = e^{-\tau_d s} \quad (6.29)$$

$$\hat{H} = \frac{1}{\tau_{PLL}s + 1} \quad (6.30)$$

$$H = \frac{1}{\tau_{PLL}s + 1} \quad (6.31)$$

Se debe notar en particular la diferencia entre τ_d y L , el primero corresponde al retardo real en la comunicación del sistema, mientras que el segundo es el retardo con el que éste se modela y que no necesariamente es igual al primero.

Calculando la función de transferencia se tiene:

$$\frac{\omega}{\omega_n} = \frac{G_d G_p G_s}{1 + \hat{G}_p G_s H + F G_s (G_d G_p H - \hat{G}_d \hat{G}_p \hat{H})}$$

Asumiendo que la planta y el PLL están bien modelados, es decir, que $\hat{G}_p = G_p$ y $\hat{H} = H$ se llega a la ecuación (6.32).

$$\frac{\omega}{\omega_n} = \frac{G_d G_p G_s}{1 + G_p G_s H + F G_s G_p H (e^{-\tau_d s} - e^{-Ls})} \quad (6.32)$$

Luego, cuando el retardo del sistema es igual al retardo utilizado en el modelo, es decir $\tau_d = L$, la función de transferencia queda:

$$\frac{\omega}{\omega_n} = \frac{G_d G_p G_s}{1 + G_p G_s H} \quad (6.33)$$

Por lo que se puede apreciar que la sintonización de los tres predictores de Smith no depende del filtro que se utilice, ni del retardo del sistema, sino que del PLL y la planta del sistema. Luego, el retardo del predictor de Smith solo viene dado por el valor ingresado en el modelo al momento de simular el comportamiento de la planta, a diferencia del caso del control PI el cual debe ser sintonizado con el retardo como parte del sistema.

De esta forma para la sintonización del controlador PI con los tres predictor de Smith en estudio, presentada en la sección 8.1.4.2, no es necesario el uso del retardo del sistema, ya que la ecuación característica es $1 + G_p H G_s = 0$ y no depende de éste. Se tiene por tanto que la sintonización de un controlador PI con predictor de Smith es igual a la sintonización de un controlador PI normal sin retardo. Sin embargo, se debe notar que sus ecuaciones características solo son iguales cuando $L = \tau_d$.

6.2.2.4 CONTROLADOR PREDICTIVO

Una forma alternativa para enfrentar la problemática del retardo en el control secundario de frecuencia es el uso de control predictivo. En particular se implementa un controlador predictivo generalizado, el cual es capaz de mantener estables procesos con parámetros variables, con retardo, y con modelos que cambian de orden [84]. La idea básica es calcular una secuencia futura de señales de control de modo de minimizar una función de costo J dada por (6.34).

$$J(N_1, N_2, N_U) = \sum_{j=N_1}^{N_2} [\omega(t+j|t) - \omega_n]^2 + \sum_{j=1}^{N_U} \lambda(j) [\Delta\omega_s(t+j-1)]^2 \quad (6.34)$$

Donde λ es un parámetro de diseño; N_1 y N_2 son los horizontes, mínimo y máximo, de control; N_U es el horizonte de control; ω es la frecuencia de salida del sistema; ω_n es la frecuencia de referencia; y ω_s es la frecuencia después del controlador, es decir el delta de frecuencia entregado.

Además el control predictivo, a diferencia de los otros controladores presentados, opera en tiempo discreto. Por ello, para encontrar la función de transferencia, se debe discretizar la ecuación del sistema que en este caso corresponde a:

$$G(s) = G_p(s)H(s)e^{-\tau_a s} \quad (6.35)$$

Luego, se puede expresar la ecuación de la frecuencia o salida del sistema por una función ARIMAX como la siguiente:

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})u(t-1) + \frac{e(t)}{\Delta}$$

Donde $A(z^{-1})$ y $B(z^{-1})$ se obtuvieron al discretizar la función del sistema.

Como se presentó en la sección 5.2.2, el controlador predictivo entrega como resultado una función de $u(t)$ dada por:

$$u(t) = u(t-1) + H_1^T(r-f)$$

Donde H_1^T corresponde a la primera fila de H . De esta forma se llega a la siguiente ecuación para $u(t)$:

$$\Delta u(t) = \frac{k(z^{-1})}{mm(z^{-1})} y(t) + R(t)$$

Con $R(t)$ la referencia del sistema. Reemplazando $\Delta u(t)$ en la ecuación ARIMAX inicial se llega a la siguiente función de transferencia:

$$\frac{y(t)}{R(t)} = \frac{B(z^{-1})z^{-1}mm(z^{-1})}{A(z^{-1})\Delta mm(z^{-1}) - B(z^{-1})z^{-1}k(z^{-1})} \quad (6.36)$$

En este caso $y(t)$ es la frecuencia de salida ω y $R(t)$ la referencia ω_n . Además, $\Delta = (1 - z^{-1})$.

Finalmente, una vez determinada la función de transferencia del controlador predictivo, éste se sintoniza estudiando los polos del sistema para distintos valores de λ , y fijando N_1 , N_2 y N_U de modo de tener un horizonte de control que cubra el tiempo que tarda la estabilización del sistema.

En la siguiente sección se presenta la relación del control primario estudiado en esta tesis con el control terciario. El control secundario no se relaciona con el control terciario, puesto que solo se encarga de restaurar la frecuencia y voltaje de la red a sus valores nominales, y como ya se ha mencionado, es independiente del control primario.

6.3 RELACIÓN CON CONTROL TERCIARIO (EMS)

El diseño e implementación del control terciario mediante un EMS, como el presentado en [88], no es parte de este trabajo, pero el sistema asume que recibe valores de operación de potencia activa y potencia reactiva enviados por el EMS, los que a su vez son determinados en función de la carga en el sistema, como se utiliza en [60] y con el método utilizado en [22].

Luego, como se muestra en la Figura 6.10, el control terciario determina los parámetros óptimos de operación mediante un EMS, como el presentado en la sección 4.3 a partir de [22]. De esta forma el EMS entrega los mejores resultados con respecto al uso de los recursos, el cumplimiento de la carga necesaria y la minimización del costo en la producción energética.

Estos resultados son enviados a los inversores, y les fija el valor de potencia activa y reactiva que deben entregar, la que es asumida como la potencia máxima de los inversores. Al definir una potencia máxima se ajusta la pendiente de las curvas de estatismo, de modo de alcanzar más rápidamente la potencia que se desea entregar.

Previa operación del sistema, los parámetros definidos por el control terciario son estudiados mediante el análisis de pequeña señal del control primario que se diseña en el capítulo 7, de modo de observar si son valores que garantizan la estabilidad del sistema o no. En caso de no serlo, como se observa en la Figura 6.10, el sistema debe realizar una nueva iteración en la que se fija una nueva pendiente de estatismo, que permite cumplir con los requerimientos del control terciario, y posteriormente se analiza la estabilidad del sistema para los nuevos parámetros.

De esta forma, los parámetros de operación del sistema son fijados entre el control primario y terciario de modo de garantizar la operación estable y óptima.

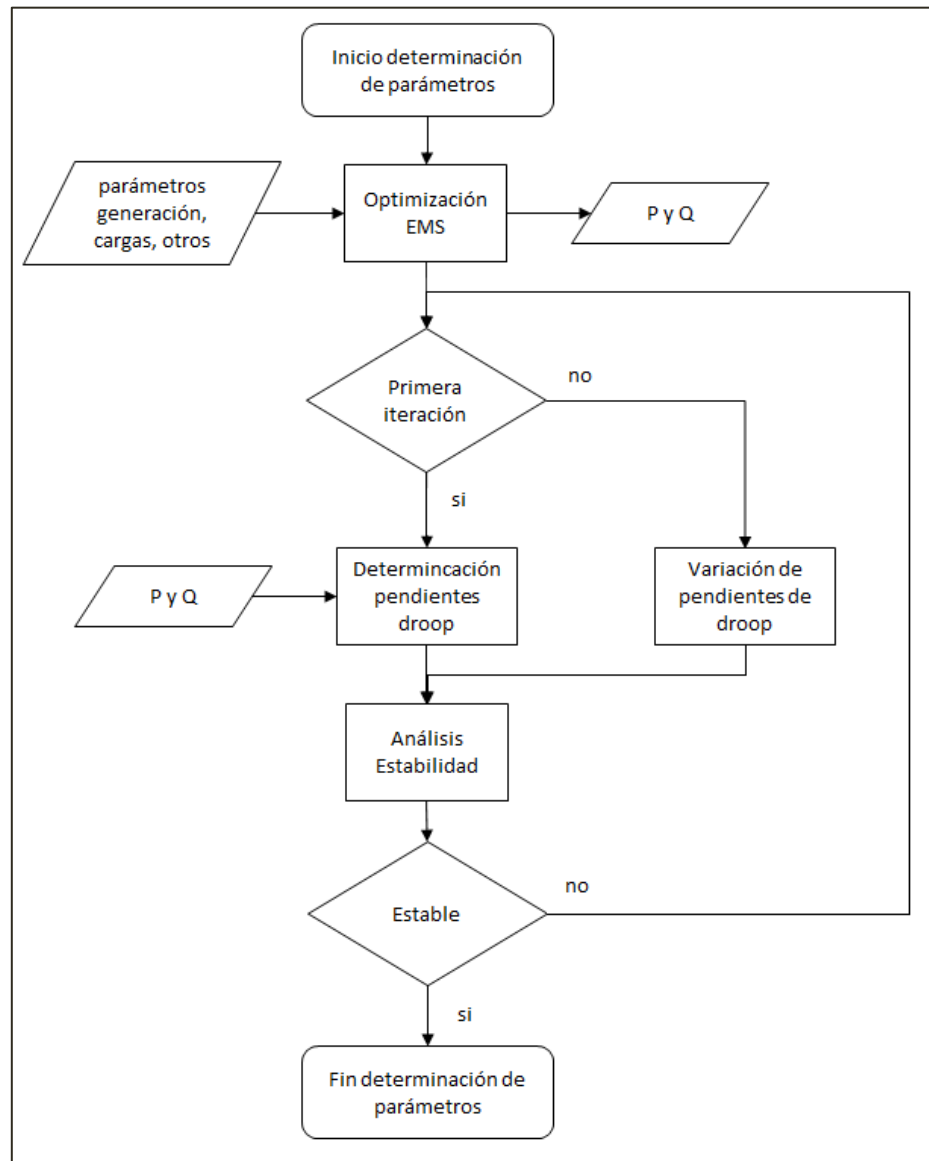


Figura 6.10: Diagrama de determinación de los parámetros de operación.

6.4 DISCUSIÓN

Se ha presentado la simulación a implementar en Simulink de Matlab, que como se ha visto cuenta con un control primario y secundario. En el que el primero controla la potencia compartida de modo de alimentar a las cargas del sistema, mientras que el control secundario restablece la frecuencia y el voltaje a sus valores nominales.

Para el control primario se ha asumido líneas de transmisión inductivas, cargas lineales y operación desconectada de la red de modo de aplicar el control de estatismo convencional. Por otro lado, para el control secundario se ha considerado la presencia de retardo en la comunicación y se han presentado distintas estrategias para minimizar el efecto de éste en el caso del control secundario de frecuencia. Además, se ha asumido que el control secundario de voltaje y de frecuencia son independientes entre sí y con respecto al control primario, de modo de simplificar el modelamiento de las dinámicas del sistema. La relación de estos controladores queda planteada como trabajo futuro.

Para cada controlador se han presentado sus lazos de control y funciones de transferencia las que serán utilizadas en la sección 7 para determinar un sistema que permita el estudio de la estabilidad del sistema y aplicadas en la sección 8.2 en la que al sistema diseñado en la sección 8.1 se le analizará la estabilidad. Posteriormente, en la sección 8.3 la simulación será aplicada y se presentarán los resultados obtenidos mediante las distintas estrategias utilizadas para minimizar el retardo en la comunicación del control secundario de frecuencia.

Además se ha descrito la relación entre el control primario y terciario del sistema, dejándose planteado como trabajo a futuro la conexión de éstos.

7 ESTUDIO ESTABILIDAD DEL SISTEMA

Debido a que el control primario y secundario son independientes, ya que como se ha presentado en la sección anterior la operación de cada uno no se ve afectada por el otro, y a que en cada caso se busca analizar parámetros distintos, se estudia la estabilidad de éstos en forma separada. En primer lugar se diseña un análisis de pequeña señal para el control primario. Este permite estudiar la estabilidad del sistema, los rangos máximos que pueden tomar los parámetros y al hacer uso del factor de participación, también las características reales que tiene cada lazo de control.

El control secundario en cambio, es analizado a través de la ecuación característica del sistema, ya que el sistema es SISO y lineal. Mediante este análisis nuevamente es posible observar tanto la estabilidad como el rango de operación máximo para un parámetro. En particular es de especial interés analizar el retardo máximo τ_d que puede tener el sistema para un controlador diseñado en torno a un retardo L .

7.1 ANÁLISIS DE PEQUEÑA SEÑAL AL CONTROL PRIMARIO

La estabilidad del control primario es estudiada mediante análisis de pequeña señal. Para ello es necesario diseñar un sistema en variables de estado para representar al sistema. Éste está basado en el análisis presentado en [1].

En primer lugar se modela un inversor y luego éste se une al segundo inversor, obteniendo el sistema en variables de estado de todo el sistema. Las variables utilizadas son:

- I_{id}^* y I_{iq}^* : Corriente de referencia del controlador PI de corriente en ejes d y q en el inversor i .
- I_{invia} y I_{inviq} : Corriente a la salida del inversor i (previo al filtro) en ejes d y q .
- I_{oid} y I_{oiq} : Corriente a la salida del inversor i (después del filtro) en ejes d y q .
- V_{oid} y V_{oiq} : Voltaje a la salida del filtro del inversor i en ejes d y q .
- V_{invia} y V_{inviq} : Voltaje a la salida del inversor i (previo al filtro) en ejes d y q .
- I_{cid} y I_{ciq} : Corriente en la carga i en ejes d y q .
- V_{id}^* y V_{iq}^* : Voltaje de referencia del inversor i dado por el controlador de estatismo en ejes d y q .
- V_{ojd} y V_{ojq} : Voltaje a la salida del filtro del inversor j (el otro inversor) en el sistema.
- R_{fi} , L_{fi} y C_{fi} : Resistencia, inductancia y capacitancia del filtro del inversor i .
- R_i y L_i : Carga del inversor i .
- R_l , L_l : Resistencia e inductancia de línea.
- K_{pvi} , K_{ivi} , K_{pii} y K_{iii} : Constantes controladores PI de voltaje y corriente en el inversor i .
- m_{pi} y n_{pi} : Constantes de estatismo del inversor i .

- ω_i : Frecuencia del inversor i .
- δ_i : Diferencia del ángulo del inversor i con respecto al ángulo de referencia.
- P_i y Q_i : potencia activa y reactiva del inversor i .
- θ_i : Ángulo del inversor i .

7.1.1 MODELACIÓN INVERSOR i

7.1.1.1 CONTROLADOR DE VOLTAJE

La modelación que se presenta está basada en el análisis presentado en [1]. Para determinar las ecuaciones del controlador de voltaje se utilizan las ecuaciones (6.1) y (6.2) presentadas en la sección 6.1.1. Estas ecuaciones son reordenadas obteniéndose las siguientes ecuaciones:

$$I_d^* = -\omega_n C_f V_{0q} + K_{pv}(V_d^* - V_{0d}) + \frac{K_{iv}}{s}(V_d^* - V_{0d})$$

$$I_q^* = \omega_n C_f V_{0d} + K_{pv}(V_q^* - V_{0q}) + \frac{K_{iv}}{s}(V_q^* - V_{0q})$$

Luego, se deben definir las siguientes variables auxiliares presentadas en la ecuación (7.1):

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_{id} &= V_{id}^* - V_{oid} \\ \dot{\phi}_{iq} &= V_{iq}^* - V_{oiq} \end{aligned} \quad (7.1)$$

Reemplazado las variables auxiliares de la ecuación (7.1) se obtienen las ecuaciones (7.2) y (7.3):

$$I_d^* = -\omega_n C_f V_{0q} + K_{pv}(V_d^* - V_{0d}) + K_{iv}\phi_d \quad (7.2)$$

$$I_q^* = \omega_n C_f V_{0d} + K_{pv}(V_q^* - V_{0q}) + K_{iv}\phi_q \quad (7.3)$$

A las ecuaciones (7.1), (7.2) y (7.3) se les aplica pequeña señal, obteniéndose:

$$\Delta\dot{\phi}_{id} = \Delta V_{id}^* - \Delta V_{oid} \quad (7.4)$$

$$\Delta\dot{\phi}_{iq} = \Delta V_{iq}^* - \Delta V_{oiq} \quad (7.5)$$

$$\Delta I_{id}^* = -\omega_n C_f \Delta V_{oiq} + K_{pv}(\Delta V_{id}^* - \Delta V_{oid}) + K_{iv}\Delta\phi_d \quad (7.6)$$

$$\Delta I_{iq}^* = \omega_n C_f \Delta V_{oid} + K_{pv}(\Delta V_{iq}^* - \Delta V_{oiq}) + K_{iv}\Delta\phi_q \quad (7.7)$$

Las ecuaciones presentadas se reescriben en función de los estados del sistema: corriente en la carga I_{ci} , la corriente a la salida del inversor (previa al filtro) I_{invi} , el voltaje a la salida del inversor (después del filtro) V_{oi} y la corriente de salida del inversor (después del filtro) I_{oi} . Luego, se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\phi}_{id} \\ \Delta \dot{\phi}_{iq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \phi_{id} \\ \Delta \phi_{iq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{id}^* \\ \Delta V_{iq}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_{cid} \\ \Delta I_{ciq} \\ \Delta I_{invid} \\ \Delta I_{inviq} \\ \Delta V_{oid} \\ \Delta V_{oiq} \\ \Delta I_{oid} \\ \Delta I_{oiq} \end{bmatrix} \quad (7.8)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{id}^* \\ \Delta I_{iq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{ivi} & 0 \\ 0 & K_{ivi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \phi_{id} \\ \Delta \phi_{iq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{pvi} & 0 \\ 0 & K_{pvi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{id}^* \\ \Delta V_{iq}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -K_{pvi} & -\omega_n C_{fi} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_n C_{fi} & -k_{pvi} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_{cid} \\ \Delta I_{ciq} \\ \Delta I_{invid} \\ \Delta I_{inviq} \\ \Delta V_{oid} \\ \Delta V_{oiq} \\ \Delta I_{oid} \\ \Delta I_{oiq} \end{bmatrix} \quad (7.9)$$

Para simplificar el trabajo futuro se definen las siguientes matrices:

$$\begin{aligned} A_V &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ B_{V1} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ B_{V2} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ C_V &= \begin{bmatrix} K_{ivi} & 0 \\ 0 & K_{ivi} \end{bmatrix} \\ D_{V1} &= \begin{bmatrix} K_{pvi} & 0 \\ 0 & K_{pvi} \end{bmatrix} \\ D_{V2} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -K_{pvi} & -\omega_n C_{fi} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_n C_{fi} & -k_{pvi} & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

7.1.1.2 CONTROLADOR DE CORRIENTE

El controlador de corriente es análogo al controlador de voltaje. En primer lugar se definen las variables auxiliares γ_{id} y γ_{iq} de modo que:

$$\begin{aligned} \dot{\gamma}_{id} &= I_{id}^* - I_{invid} \\ \dot{\gamma}_{iq} &= I_{iq}^* - I_{inviq} \end{aligned} \quad (7.10)$$

Con lo que reemplazando en las ecuaciones del controlador de corriente presentadas en la sección 6.1.1 se llega a:

$$V_{invd} = -\omega_n L_f I_{invq} + K_{pi}(I_d^* - I_{invd}) + K_{ii}\gamma_d \quad (7.11)$$

$$V_{invq} = \omega_n L_f I_{invd} + K_{pi}(I_q^* - I_{invq}) + K_{ii}\gamma_q \quad (7.12)$$

A las ecuaciones (7.10), (7.11) y (7.12) se les aplica pequeña señal, obteniéndose:

$$\Delta\dot{\gamma}_{id} = \Delta I_{id}^* - \Delta I_{invd} \quad (7.13)$$

$$\Delta\dot{\gamma}_{iq} = \Delta I_{iq}^* - \Delta I_{invq} \quad (7.14)$$

$$\Delta V_{invd} = -\omega_n L_f \Delta I_{invq} + K_{pi}(\Delta I_{id}^* - \Delta I_{invd}) + K_{ii}\Delta\gamma_{id} \quad (7.15)$$

$$\Delta V_{invq} = \omega_n L_f \Delta I_{invd} + K_{pi}(\Delta I_{iq}^* - \Delta I_{invq}) + K_{ii}\Delta\gamma_{iq} \quad (7.16)$$

Reordenando estas ecuaciones en función de las variables de estado descritas en la sección 7.1.1.1 se tiene:

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\gamma}_{id} \\ \Delta\dot{\gamma}_{iq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\gamma_{id} \\ \Delta\gamma_{iq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_{id}^* \\ \Delta I_{iq}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_{cid} \\ \Delta I_{ciq} \\ \Delta I_{invd} \\ \Delta I_{invq} \\ \Delta V_{oid} \\ \Delta V_{oiq} \\ \Delta I_{oid} \\ \Delta I_{oiq} \end{bmatrix} \quad (7.17)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta V_{invd} \\ \Delta V_{invq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{iii} & 0 \\ 0 & K_{iii} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\gamma_{id} \\ \Delta\gamma_{iq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{pii} & 0 \\ 0 & K_{pii} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_{id}^* \\ \Delta I_{iq}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & -K_{pii} & -\omega_n L_{fi} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_n L_{fi} & -K_{pii} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_{cid} \\ \Delta I_{ciq} \\ \Delta I_{invd} \\ \Delta I_{invq} \\ \Delta V_{oid} \\ \Delta V_{oiq} \\ \Delta I_{oid} \\ \Delta I_{oiq} \end{bmatrix} \quad (7.18)$$

Se definen las siguientes matrices a utilizar en el resto del trabajo:

$$\begin{aligned} A_C &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ B_{C1} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ B_{C2} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ C_C &= \begin{bmatrix} K_{iii} & 0 \\ 0 & K_{iii} \end{bmatrix} \\ D_{C1} &= \begin{bmatrix} K_{pii} & 0 \\ 0 & K_{pii} \end{bmatrix} \\ D_{C2} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -K_{pii} & -\omega_n L_{fi} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_n L_{fi} & -K_{pii} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

7.1.1.3 ECUACIONES DEL INVERSOR

Las ecuaciones del inversor son aquellas que describen la relación entre las variables del inversor de acuerdo al comportamiento de éstas. Luego, se determinará las ecuaciones de la corriente a la salida del inversor (previa al filtro) I_{invi} ; la corriente en la carga I_{ci} ; el voltaje a la salida del inversor (después del filtro) V_{oi} ; y la corriente a la salida del inversor (después del filtro) I_{oi} ; es decir, se determinan las ecuaciones de las variables utilizadas en las ecuaciones de los controladores de voltaje y corriente, ya que éstas se definirán como los estados del sistema.

La corriente a la salida del inversor (previo al filtro) corresponde, tal como lo dice el nombre, a la corriente entregada por éste previo a su paso por el filtro LC del sistema. Luego, ésta viene dada por la siguiente ecuación:

$$V_{invi} = (R_{fi} + sL_{fi})I_{invi} + V_{oi}$$

Despejando:

$$I_{invi} = \frac{V_{invi} - V_{oi}}{R_{fi} + sL_{fi}}$$

$$\dot{I}_{invi} = -\frac{R_{fi}}{L_{fi}}I_{invi} + \frac{V_{invi}}{L_{fi}} - \frac{V_{oi}}{L_{fi}}$$

Pasando a los ejes dq

$$\dot{I}_{invi}e^{j\omega_i t} = -\frac{R_{fi}}{L_{fi}}I_{invidq} + \frac{V_{invidq}}{L_{fi}} - \frac{V_{oidq}}{L_{fi}}$$

$$\dot{I}_{invidq} = -j\omega_i I_{invidq} - \frac{R_{fi}}{L_{fi}}I_{invidq} + \frac{V_{invidq}}{L_{fi}} - \frac{V_{oidq}}{L_{fi}}$$

Separando en los ejes d y q y aplicando pequeña señal se tiene:

$$\Delta \dot{I}_{invid} = \omega_i \Delta I_{inviq} + I_{inviq} \Delta \omega_i - \frac{R_{fi}}{L_{fi}} \Delta I_{invid} + \frac{\Delta V_{invid}}{L_{fi}} - \frac{\Delta V_{oid}}{L_{fi}} \quad (7.19)$$

$$\Delta \dot{I}_{inviq} = -\omega_i \Delta I_{invid} - I_{invid} \Delta \omega_i - \frac{R_{fi}}{L_{fi}} \Delta I_{inviq} + \frac{\Delta V_{inviq}}{L_{fi}} - \frac{\Delta V_{oiq}}{L_{fi}} \quad (7.20)$$

Por otro lado, la corriente en la carga I_{ci} , es aquella que utiliza la carga conectada en paralelo al inversor. Está dada por:

$$V_{oi} = Z_i I_{ci}$$

Despejando:

$$I_{ci} = \frac{V_{0i}}{Z_i} = \frac{V_{0i}}{R_i + sL_i}$$

$$\dot{I}_{ci} = -\frac{R_i}{L_i} I_{ci} + \frac{V_{0i}}{L_i}$$

Pasando a los ejes dq

$$\dot{I}_{cidq} = -j\omega_i I_{cidq} - \frac{R_i}{L_i} I_{cidq} + \frac{V_{oidq}}{L_i} \quad (7.21)$$

Separando en cada coordenada y aplicando pequeña señal se llega a:

$$\Delta \dot{I}_{cid} = \omega_i \Delta I_{ciq} + I_{ciq} \Delta \omega_i - \frac{R_i}{L_i} \Delta I_{cid} + \frac{\Delta V_{oid}}{L_i} \quad (7.22)$$

$$\Delta \dot{I}_{ciq} = -\omega_i \Delta I_{cid} - I_{cid} \Delta \omega_i - \frac{R_i}{L_i} \Delta I_{ciq} + \frac{\Delta V_{oiq}}{L_i} \quad (7.23)$$

El voltaje de salida del inversor (después del filtro) V_{0i} , es el voltaje que se tiene en las cargas, puesto que éstas se conectan en paralelo a los inversores y para efectos de diseño no se consideran líneas de transmisión entre carga e inversor. Luego, el voltaje viene dado por:

$$V_{0i} = \frac{I_{cfi}}{sC_{fi}}$$

$$I_{invi} = I_{cfi} + I_{oi}$$

Despejando:

$$\dot{V}_{0i} = \frac{I_{invi}}{C_{fi}} - \frac{I_{oi}}{C_{fi}}$$

Pasando a los ejes dq :

$$\dot{V}_{oidq} = -j\omega_i V_{oidq} + \frac{I_{invidq}}{C_{fi}} - \frac{I_{oidq}}{C_{fi}}$$

Separando en cada coordenada y aplicando pequeña señal se llega a:

$$\Delta \dot{V}_{oid} = \omega_i \Delta V_{oiq} + V_{oiq} \Delta \omega_i + \frac{\Delta I_{invid}}{C_{fi}} - \frac{\Delta I_{oid}}{C_{fi}} \quad (7.24)$$

$$\Delta \dot{V}_{oiq} = -\omega_i \Delta V_{oid} - V_{oid} \Delta \omega_i + \frac{\Delta I_{inviq}}{C_{fi}} - \frac{\Delta I_{oiq}}{C_{fi}} \quad (7.25)$$

Finalmente, la corriente de salida (después del filtro) I_{0i} es aquella corriente que efectivamente entrega el inversor al sistema. Se encuentra a partir de:

$$\begin{aligned} I_{invi} &= I_{0i} + I_{cfi} \\ I_{0i} &= I_{li} + I_{ci} \\ V_{0i} &= (R_l + sL_l)I_{li} + V_{0j} \end{aligned}$$

Despejando la corriente en la línea, I_{li} :

$$I_{li} = \frac{V_{0i} - V_{0j}}{R_l + sL_l}$$

Reemplazando en la ecuación para I_{0i} :

$$\begin{aligned} I_{0i} &= \frac{(V_{0i} - V_{0j})}{R_l + sL_l} + I_{ci} \\ L_l \dot{I}_{0i} &= -R_l I_{0i} + V_{0i} - V_{0j} + R_l I_{ci} + L_l \dot{I}_{ci} \end{aligned}$$

Remplazando la ecuación (7.21) para la corriente de carga:

$$L_l \dot{I}_{0i} = -R_l I_{0i} + V_{0i} - V_{0j} + R_l I_{ci} + L_l \left(-\frac{R_i}{L_i} I_{ci} + \frac{V_{0i}}{L_i} \right)$$

Despejando se tiene:

$$\dot{I}_{0i} = -\frac{R_l}{L_l} I_{0i} + \left(\frac{1}{L_l} + \frac{1}{L_i} \right) V_{0i} - \frac{V_{0j}}{L_l} + \left(\frac{R_l}{L_l} - \frac{R_i}{L_i} \right) I_{ci}$$

Se debe destacar que la corriente a la salida del inversor (después del filtro) permite relacionar ambos inversores, puesto que su valor depende del voltaje a la salida del otro inversor y de la línea de transmisión utilizada.

Pasando a coordenadas dq :

$$\dot{I}_{0idq} = -j\omega_i I_{0idq} - \frac{R_l}{L_l} I_{0idq} + \left(\frac{1}{L_l} + \frac{1}{L_i} \right) V_{0idq} - \frac{V_{0jdq}}{L_l} + \left(\frac{R_l}{L_l} - \frac{R_i}{L_i} \right) I_{cidq}$$

Finalmente, separando en cada coordenada y aplicando pequeña señal se llega a:

$$\Delta \dot{I}_{0id} = \omega_i \Delta I_{0id} + I_{0id} \Delta \omega_i - \frac{R_l}{L_l} \Delta I_{0id} + \left(\frac{1}{L_l} + \frac{1}{L_i} \right) \Delta V_{0id} - \frac{\Delta V_{0jd}}{L_l} + \left(\frac{R_l}{L_l} - \frac{R_i}{L_i} \right) \Delta I_{cid} \quad (7.26)$$

$$\Delta \dot{I}_{0iq} = -\omega_i \Delta I_{0iq} - I_{0iq} \Delta \omega_i - \frac{R_l}{L_l} \Delta I_{0iq} + \left(\frac{1}{L_l} + \frac{1}{L_i} \right) \Delta V_{0iq} - \frac{\Delta V_{0jq}}{L_l} + \left(\frac{R_l}{L_l} - \frac{R_i}{L_i} \right) \Delta I_{ciq} \quad (7.27)$$

Uniendo las ecuaciones (7.19), (7.20), (7.22)-(7.27) se llega al siguiente sistema:

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{cid} \\ \Delta I_{ciq} \\ \Delta I_{invid} \\ \Delta I_{inviq} \\ \Delta V_{oid} \\ \Delta V_{oiq} \\ \Delta I_{oid} \\ \Delta I_{oiq} \end{bmatrix} = A_{LCL} \begin{bmatrix} \Delta I_{cid} \\ \Delta I_{ciq} \\ \Delta I_{invid} \\ \Delta I_{inviq} \\ \Delta V_{oid} \\ \Delta V_{oiq} \\ \Delta I_{oid} \\ \Delta I_{oiq} \end{bmatrix} + B_{LCL1} \begin{bmatrix} \Delta V_{invid} \\ \Delta V_{inviq} \end{bmatrix} + B_{LCL2} \begin{bmatrix} \Delta V_{ojd} \\ \Delta V_{ojq} \end{bmatrix} + B_{LCL3} [\Delta \omega_i] \quad (7.28)$$

Con:

$$A_{LCL} = \begin{bmatrix} -\frac{R_i}{L_i} & \omega_i & 0 & 0 & \frac{1}{L_i} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_i & -\frac{R_i}{L_i} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_i} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{fi}}{L_{fi}} & \omega_i & -\frac{1}{L_{fi}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_i & -\frac{R_{fi}}{L_{fi}} & 0 & -\frac{1}{L_{fi}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{fi}} & 0 & 0 & \omega_i & -\frac{1}{C_{fi}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{fi}} & -\omega_i & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{fi}} \\ \left(\frac{R_l}{L_l} - \frac{R_i}{L_i}\right) & 0 & 0 & 0 & \left(\frac{1}{L_l} + \frac{1}{L_i}\right) & 0 & -\frac{R_l}{L_l} & \omega_i \\ 0 & \left(\frac{R_l}{L_l} - \frac{R_i}{L_i}\right) & 0 & 0 & 0 & \left(\frac{1}{L_l} + \frac{1}{L_i}\right) & \omega_i & -\frac{R_l}{L_l} \end{bmatrix}$$

$$B_{LCL1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{L_{fi}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{fi}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_{LCL2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_i} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_l} \end{bmatrix}$$

$$B_{LCL3} = \begin{bmatrix} I_{ciq} \\ -I_{cid} \\ I_{inviq} \\ -I_{invid} \\ V_{oiq} \\ -V_{oid} \\ I_{oiq} \\ -I_{oid} \end{bmatrix}$$

Los valores de la matriz B_{LCL3} y los de ω_i corresponden a los valores de estas variables en estado estacionario. En el caso de ω_i se sabe que la frecuencia siempre alcanza su valor nominal

en estado estacionario, por lo que $\omega_i = \omega_n$. El resto de los valores se calcula de forma teórica de acuerdo a las ecuaciones presentadas en el Anexo C.

7.1.1.4 CONTROL DE ESTATISMO

Primero para poder obtener las ecuaciones en variables de estado de los controladores mediante curvas de estatismo de voltaje y frecuencia se debe calcular la potencia activa y reactiva, las que vienen dadas por las ecuaciones (6.8) y (6.9) respectivamente. En ellas, k es el factor que se utiliza al pasar de un sistema coordinado de 2 variables a uno de 3, como se explica en el Anexo A.

$$\begin{aligned} P_{ip} &= k(V_{0id}I_{0id} + V_{0iq}I_{0iq}) \\ Q_{ip} &= k(V_{0iq}I_{0id} - V_{0id}I_{0iq}) \end{aligned}$$

La potencia tras el filtro es:

$$\begin{aligned} P_i &= \frac{\omega_c}{s + \omega_c} k(V_{0id}I_{0id} + V_{0iq}I_{0iq}) \\ Q_i &= \frac{\omega_c}{s + \omega_c} k(V_{0iq}I_{0id} - V_{0id}I_{0iq}) \end{aligned}$$

Como se mencionó en 6.1.2 el filtro es importante, ya que éste controla la velocidad del lazo de control, a diferencia de los controladores PI que se sintonizan para tener una determinada velocidad. Luego, el filtro pasa bajo permite que el control de estatismo no se acople con los otros lazos de control [33].

Ordenando y aplicando pequeña señal las ecuaciones se escriben:

$$\Delta \dot{P}_i = -\omega_c \Delta P_i + k\omega_c V_{0id} \Delta I_{0id} + k\omega_c I_{0id} \Delta V_{0id} + k\omega_c V_{0iq} \Delta I_{0iq} + k\omega_c I_{0iq} \Delta V_{0iq} \quad (7.29)$$

$$\Delta \dot{Q}_i = -\omega_c \Delta Q_i + k\omega_c V_{0iq} \Delta I_{0id} + k\omega_c I_{0id} \Delta V_{0iq} - k\omega_c V_{0id} \Delta I_{0iq} - k\omega_c I_{0iq} \Delta V_{0id} \quad (7.30)$$

Luego, las curvas de estatismo están dadas por las ecuaciones (6.5), (6.6) y (6.7).

$$\begin{aligned} \omega &= \omega_n - m_p P \\ V_{0id}^* &= V_n - n_p Q \\ V_{0iq}^* &= 0 \end{aligned}$$

Por otro lado, se sabe que el ángulo de rotación de las coordenadas dq es la integral de la frecuencia del inversor. Además, como cada inversor utiliza su propio ángulo de giro, se tiene que el sistema de referencia utilizado por cada uno es distinto, como se muestra en la Figura 7.1. Luego, se debe calcular la diferencia entre los ángulos de cada inversor con respecto a uno de

referencia. En este caso se fija el ángulo del inversor 1 como la referencia. Definiendo a δ_i como la diferencia entre el ángulo de un inversor con la referencia (inversor 1), se tiene:

$$\delta_i = \int (\omega_i - \omega_1) dt$$

$$\Delta \dot{\delta}_i = \Delta \omega_i - \Delta \omega_1 = -m_{pi} \Delta P_i - \Delta \omega_1 \quad (7.31)$$

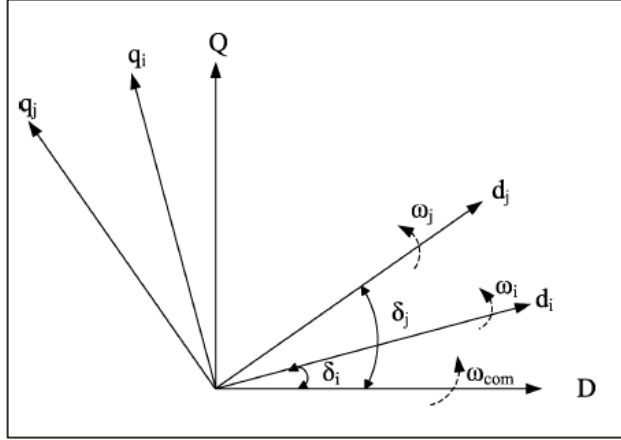


Figura 7.1: Coordenadas dq en los distintos inversores [1].

Ordenando se llega a las ecuaciones (7.32) y (7.33).

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\delta}_i \\ \Delta \dot{P}_i \\ \Delta \dot{Q}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -m_{pi} & 0 \\ 0 & -\omega_c & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta_i \\ \Delta P_i \\ \Delta Q_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k\omega_c I_{0ia} & k\omega_c I_{0iq} & k\omega_c V_{0ia} & k\omega_c V_{0iq} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -k\omega_c I_{0iq} & k\omega_0 I_{0ia} & k\omega_c V_{0iq} & k\omega_c V_{0ia} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_{cid} \\ \Delta I_{ciq} \\ \Delta I_{invid} \\ \Delta I_{invia} \\ \Delta V_{oid} \\ \Delta V_{oiq} \\ \Delta I_{oid} \\ \Delta I_{oiq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta \omega_1 \quad (7.32)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \omega_i \\ \Delta V_{id}^* \\ \Delta V_{iq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -m_{pi} & 0 \\ 0 & 0 & -n_{pi} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta_i \\ \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} \quad (7.33)$$

Se nombran las matrices por comodidad:

$$A_P = \begin{bmatrix} 0 & -m_{pi} & 0 \\ 0 & -\omega_c & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_c \end{bmatrix} \quad B_P = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k\omega_c I_{0ia} & k\omega_c I_{0iq} & k\omega_c V_{0ia} & k\omega_c V_{0iq} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -k\omega_c I_{0iq} & k\omega_0 I_{0ia} & k\omega_c V_{0iq} & k\omega_c V_{0ia} \end{bmatrix}$$

$$B_{P_{COM}} = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad C_{P_W} = [0 \quad -m_{pi} \quad 0] \quad C_{P_V} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -n_{pi} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

7.1.1.5 ECUACIONES COORDENADAS

Ya se mencionó que las coordenadas dq de los inversores se relacionan con las coordenadas dq de referencia mediante el ángulo δ_i . Luego, para pasar de un sistema coordinado a otro, como es se hace en el caso del voltaje del segundo inversor, se tiene la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} d_{ref} \\ q_{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_i) & -\sin(\delta_i) \\ \sin(\delta_i) & \cos(\delta_i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_i \\ q_i \end{bmatrix} \quad (7.34)$$

Con d_{ref} y q_{ref} los ejes dq de referencia, y d_i y q_i los ejes dq en el inversor i .

Al aplicar pequeña señal queda:

$$\begin{bmatrix} \Delta d_{ref} \\ \Delta q_{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_i) & -\sin(\delta_i) \\ \sin(\delta_i) & \cos(\delta_i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta d_i \\ \Delta q_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -d_i \sin(\delta_i) - q_i \cos(\delta_i) \\ d_i \cos(\delta_i) - q_i \sin(\delta_i) \end{bmatrix} [\Delta \delta_i] \quad (7.35)$$

Se llamará:

$$T_s = \begin{bmatrix} \cos(\delta_i) & -\sin(\delta_i) \\ \sin(\delta_i) & \cos(\delta_i) \end{bmatrix}$$

$$T_c = \begin{bmatrix} -d_i \sin(\delta_i) - q_i \cos(\delta_i) \\ d_i \cos(\delta_i) - q_i \sin(\delta_i) \end{bmatrix}$$

El cálculo inverso, es decir pasar de la referencia a un sistema de coordenadas viene dado por:

$$\begin{bmatrix} \Delta d_i \\ \Delta q_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_i) & \sin(\delta_i) \\ -\sin(\delta_i) & \cos(\delta_i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta d_{ref} \\ \Delta q_{ref} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -d_{ref} \sin(\delta_i) + q_{ref} \cos(\delta_i) \\ -d_{ref} \cos(\delta_i) - q_{ref} \sin(\delta_i) \end{bmatrix} [\Delta \delta_i] \quad (7.36)$$

Con:

$$T_s^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_i) & \sin(\delta_i) \\ -\sin(\delta_i) & \cos(\delta_i) \end{bmatrix}$$

$$T_v^{-1} = \begin{bmatrix} -d_{ref} \sin(\delta_i) + q_{ref} \cos(\delta_i) \\ -d_{ref} \cos(\delta_i) - q_{ref} \sin(\delta_i) \end{bmatrix}$$

Luego, se debe utilizar el valor de δ_i en estado estacionario. En el Anexo C se indica el cálculo utilizado.

7.1.2 SISTEMA COMPLETO

El sistema completo se obtiene juntando las ecuaciones (7.8), (7.9), (7.17), (7.18), (7.28), (7.32), (7.33), (7.35) y (7.36) (detalle en Anexo B). En primer lugar se determinan el sistema de un inversor y luego el conjunto de ellos. Luego el sistema en variables de estado de un inversor es:

Las variables de estado (X_i), y de salida (Y_i) son respectivamente:

$$X_i = \begin{bmatrix} \Delta\delta_i \\ \Delta P_i \\ \Delta Q_i \\ \Delta\phi_{id} \\ \Delta\phi_{iq} \\ \Delta\gamma_{id} \\ \Delta\gamma_{iq} \\ \Delta I_{cid} \\ \Delta I_{ciq} \\ \Delta I_{invid} \\ \Delta I_{inviq} \\ \Delta V_{oid} \\ \Delta V_{oiq} \\ \Delta I_{oid} \\ \Delta I_{oiq} \end{bmatrix} \quad Y_i = [\Delta\omega_i]$$

Con lo que el sistema queda:

$$\dot{X}_i = A_{INVi}X_i + B_{INVi} \begin{bmatrix} \Delta V_{0jd} \\ \Delta V_{0jq} \end{bmatrix} + B_{INVcomi}[\Delta\omega_1] \quad (7.37)$$

$$Y_{INVi} = C_{INVi}X_{INVi}$$

Con las siguientes matrices:

$$A_{INVi} = \begin{bmatrix} A_p & 0_{3 \times 2} & 0_{3 \times 2} & B_p \\ B_{V1}C_{P_V} & A_V & 0_{2 \times 2} & B_{V2} \\ B_{C1}D_{V1}C_{P_V} & B_{C1}C_V & A_C & B_{C1}D_{V2} + B_{C2} \\ B_{LCL1}D_{C1}D_{V1}C_{P_V} + B_{LCL}C_{P_W} + T_V^{-1}B_{LCL2}[1 \ 0 \ 0] & B_{LCL1}D_{C1}C_V & B_{LCL1}C_C & A_{LCL} + B_{LCL1}(D_{C1}D_{V2} + D_{C2}) \end{bmatrix}$$

$$B_{INVi} = \begin{bmatrix} 0_{2 \times 3} \\ 0_{2 \times 3} \\ 0_{2 \times 3} \\ B_{LCL2}T_S^{-1} \end{bmatrix}$$

$$B_{INVcomi} = \begin{bmatrix} B_{P_{COM}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_{INVi} = [C_{P_W} \ 0_{1,12}]$$

Juntando las ecuaciones obtenidas para los dos inversores se llega al siguiente sistema en variables de estado:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{INV1} + B_{INVcom1}C_{INV1} & B_{INV1} \\ B_{INVcom2}C_{INV1} + B_{INV2} & A_{INV2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} \quad (7.38)$$

Donde X_1 y X_2 son los estados de cada inversor presentados anteriormente. El detalle para llegar a las ecuaciones en variables de estado se encuentra en el Anexo B. Se define

$$A = \begin{bmatrix} A_{INV1} + B_{INVcom1}C_{INV1} & B_{INV1} \\ B_{INVcom2}C_{INV1} + B_{INV2} & A_{INV2} \end{bmatrix}$$

A partir de la matriz A se puede estudiar la estabilidad del sistema mediante un estudio de los polos de ésta, como se explica en la sección 5. Además, se desea estudiar el rango de valores que pueden tomar las pendientes de las curvas de estatismo de modo de mantener la estabilidad del sistema. Para ello, dejando fijo todos los valores y trabajando en el mismo punto de operación, es decir, para un mismo punto de estabilidad, se varía el valor de las pendientes de estatismo (una a la vez) y se determina el rango para el cual el sistema mantiene la estabilidad.

Para conocer las condiciones de operación en cada variable de estado se aplica el factor de participación, presentado en la sección 5.1.1, a la matriz A . En este caso la matriz de participación es una matriz de 30x30. Luego, a partir del polo asociado se determina el valor de la frecuencia natural ω_p , el amortiguamiento ξ , el tiempo de estabilización t_s , y el ancho de banda BW .

7.2 ANÁLISIS MEDIANTE LA ECUACIÓN CARACTERÍSTICA DEL CONTROL SECUNDARIO

Como se mencionó anteriormente, el análisis de estabilidad del control secundario se lleva a cabo a través del estudio de la ecuación característica de éste, debido a que se trata de un sistema con una entrada y una salida (SISO).

Mediante la ecuación característica se pueden encontrar los polos del sistema, los que indicaran si el sistema es estable de acuerdo a los criterios presentados anteriormente. Además, el polo más significativo (más cercano a 0 en sistemas continuos, y más cercano a 1 en discretos) permite encontrar el valor efectivo de ω_p y ξ del mismo modo presentado en la sección 5.1.1.

Por otro lado, se estudia el rango de operación máximo que tienen los controladores diseñados en términos de retardo τ_d . Para esto, dejando fijo el valor de los controladores diseñados y el valor del retardo de modelación se varía el retardo del sistema hasta que se vuelva inestable.

A continuación se presentan las funciones de transferencia detalladas utilizadas para el control secundario de voltaje con controlador PI sintonizado para el retardo, y para el control secundario de frecuencia mediante los 5 métodos en estudio: controlador PI retardo, controlador PI con predictor de Smith básico, controlador PI con predictor de Smith con filtro1, controlador PI con predictor de Smith con filtro2, y controlador predictivo.

7.2.1 CONTROL SECUNDARIO DE VOLTAJE

En la sección 6.2.1 se vio que la ecuación (6.16) es la función de transferencia del control secundario de voltaje utilizando un controlador PI sintonizado con el retardo, por lo tanto la ecuación característica es:

$$1 + e^{-\tau_d s} G_p G_c = 0$$

Luego, para poder estudiar los ceros y polos del sistema se deben reemplazar los $e^{-\tau_d s}$, G_p y G_c por sus valores. Para simplificar los cálculos, en particular en los controladores secundarios de frecuencia con predictor de Smith, se utiliza la representación de Padé de orden 1 para aproximar la función del retardo. Reemplazando las funciones de la planta, controlador y retardo se llega a:

$$(\tau_d - \tau_d K_p) s^2 + (2 + 2K_p - \tau_d K_i) s + 2K_i = 0 \quad (7.39)$$

Donde el valor de τ_d se hará variar para determinar el rango de operación.

7.2.2 CONTROL SECUNDARIO DE FRECUENCIA: PI CON RETARDO

El caso del control secundario de frecuencia con control PI es análogo al de voltaje. A partir de la función de transferencia (6.22) presentada anteriormente se reemplaza el valor de los bloques G_d , G_p , G_c y H , por sus valores:

$$\begin{aligned}G_d &= \frac{2 - \tau_d s}{2 + \tau_d s} \\G_p &= 1 \\G_c &= \frac{K_p s + K_i}{s} \\H &= \frac{1}{\tau_{PLL} s + 1}\end{aligned}$$

Luego, se obtiene la siguiente ecuación característica:

$$\tau_d \tau_{PLL} s^3 + (\tau_d + 2\tau_{PLL} - K_p \tau_d) s^2 + (2 + 2K_p - K_i \tau_d) s + 2K_i = 0 \quad (7.40)$$

7.2.3 CONTROL SECUNDARIO DE FRECUENCIA: PI CON PREDICTOR DE SMITH

Al igual que en los casos anteriores se reemplaza el valor de los bloques en la ecuación (6.32), la función de transferencia del sistema. En este caso se trabaja con la función de transferencia que asume que las plantas utilizadas en el modelo son iguales a las reales, pero no así los retardos. Luego, se tiene que la ecuación característica es:

$$1 + G_p G_s H + F G_s G_p H (e^{-\tau_d s} - e^{-Ls}) = 0$$

Esta ecuación característica es la que se usa para los tres predictor de Smith estudiados, variando el valor de la función F . El resto de los bloques a utilizar son:

$$\begin{aligned}G_s &= \frac{K_p s + K_i}{s} \\G_p &= 1 \\H &= \frac{1}{\tau_{PLL} s + 1} \\e^{-\tau_d s} &= \frac{2 - \tau_d s}{2 + \tau_d s} \\e^{-Ls} &= \frac{2 - Ls}{2 + Ls}\end{aligned}$$

A continuación se presentan los resultados obtenidos en cada caso.

- Predictor de Smith:

En este caso el filtro toma el valor $F = 1$, con lo que se obtiene:

$$(L\tau_d\tau_{PLL})s^4 + (K_pL\tau_d + L\tau_d + 2L\tau_{PLL} + 2\tau_d\tau_{PLL})s^3 + (6K_pL - 2K_p\tau_d + K_iL\tau_d + 2L + 2\tau_d + 4\tau_{PLL})s^2 + (4 + 4K_p + 6K_iL - 2K_i\tau_d)s + 4K_i = 0 \quad (7.41)$$

- Predictor de Smith con filtro1

En este caso el filtro viene dado por la ecuación (6.23), $F = \frac{1}{\tau s + 1}$, con τ la constante de tiempo del filtro. Luego se obtiene:

$$(L\tau\tau_d\tau_{PLL})s^5 + (K_pL\tau\tau_d + L\tau\tau_d + 2L\tau\tau_{PLL} + L\tau_d\tau_{PLL} + 2\tau\tau_d\tau_{PLL})s^4 + (2K_p\tau\tau_d + K_iL\tau\tau_d + 2K_pL\tau + K_pL\tau_d + 2L\tau + L\tau_d + 2L\tau_{PLL} + 2\tau\tau_d + 4\tau\tau_{PLL} + 2\tau_d\tau_{PLL})s^3 + (6K_pL + 4K_p\tau - 2K_p\tau_d + 2K_iL\tau + K_iL\tau_d + 2K_i\tau\tau_d + 2L + 4\tau + 2\tau_d + 4\tau_{PLL})s^2 + (4 + 4K_p + 6K_iL + 4K_i\tau - 2K_i\tau_d)s + 4K_i = 0 \quad (7.42)$$

- Predictor de Smith con filtro2

Al trabajar con el filtro2, la función de transferencia del filtro es la presentada en la ecuación (6.24):

$$F = \frac{1 + B(s)}{1 + B(s)e^{-Ls}}$$

Donde $B(s) = \frac{1}{Ts + 1}$, un filtro pasa bajos, con lo que:

$$F = \frac{TLs^2 + 2(L + T)s + 4}{TLs^2 + 2Ts + 4} \quad (7.43)$$

Remplazando se llega a la siguiente ecuación característica:

$$\begin{aligned}
& (L^2T\tau_d\tau_{PLL})s^6 + (4LT\tau_d\tau_{PLL} + K_pL^2T\tau_d + L^2T\tau_d + 2L^2T\tau_{PLL})s^5 \\
& + (K_iL^2T\tau_d + 6K_pL^2T + 4LT\tau_d + 8LT\tau_{PLL} + 4L\tau_d\tau_{PLL} + 4T\tau_d\tau_{PLL} + 2L^2T)s^4 \\
& + (-4K_pT\tau_d + 6K_iL^2T + 16K_pLT - 4K_pL\tau_d + 8LT + 4L\tau_d + 8L\tau_{PLL} + 4T\tau_d + 8T\tau_{PLL} \\
& + 8\tau_d\tau_{PLL} + 8K_pL^2)s^3 \\
& + (-4K_iT\tau_d - 4K_iL\tau_d + 24K_pL + 8K_pT + 16K_iLT - 8K_p\tau_d + 8K_iL^2 + 8L + 8T + 8\tau_d \\
& + 16\tau_{PLL})s^2 + (24K_iL + 8K_iT - 8K_i\tau_d + 16 + 16K_p)s + (16K_i) = 0
\end{aligned} \tag{7.44}$$

7.2.4 CONTROL SECUNDARIO DE FRECUENCIA: CONTROL PREDICTIVO

Como se mencionó en la sección 6.2.2.4, el control predictivo a diferencia de los otros controladores presentados, trabaja en tiempo discreto y por ello la ecuación del sistema, dada por la ecuación (7.45) debe ser discretizada para encontrar la función de transferencia.

$$G(s) = G_p(s)H(s)e^{-\tau_d s} \tag{7.45}$$

De esta forma la ecuación (7.45) se discretiza en una con la forma de la ecuación (7.46), en la que $A(z^{-1})$ y $B(z^{-1})$ son polinomios.

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})u(t-1) + \frac{e(t)}{\Delta} \tag{7.46}$$

Además, en la sección 6.2.2.4 se obtuvo que la función de transferencia del control predictivo viene dado por:

$$\frac{\omega}{\omega_n} = \frac{B(z^{-1})z^{-1}mm(z^{-1})}{A(z^{-1})\Delta mm(z^{-1}) - B(z^{-1})z^{-1}k(z^{-1})} \tag{7.47}$$

Donde ω es la frecuencia de salida y ω_n es la frecuencia nominal del sistema. Además, $A(z^{-1})$ y $B(z^{-1})$ son los polinomios obtenidos al discretizar la función $G(s)$, $\Delta = (1 - z^{-1})$, y $mm(z^{-1})$ y $k(z^{-1})$ los polinomios de la ley de control $\Delta u(t)$, dada por la ecuación (7.48).

$$\Delta u(t) = \frac{k}{mm} \omega + \omega_n \tag{7.48}$$

Luego, a partir de la función de transferencia encontrada se pueden encontrar los polos del sistema al analizar la ecuación característica.

7.3 DISCUSIÓN

El estudio de la estabilidad de un sistema es fundamental si se quiere asegurar que éste sea estable previo a su aplicación. Además permite estudiar los rangos en que los distintos parámetros pueden moverse de modo que el sistema se mantenga estable. Es por ello que en este capítulo se ha presentado un estudio de estabilidad para el control primario y secundario. En particular en esta tesis el análisis de estabilidad permite determinar los valores de operación de cada lazo de control, los rangos de operación estable de las pendientes de estatismo, y los retardos máximos admitidos para un controlador dado en el caso del control secundario. En el capítulo 8 se analizará como los retardos máximos del control secundario de frecuencia dependen de la estrategia de control utilizada.

Como ya se ha mencionado, se asumió que el control primario y secundario son independientes, puesto que son diseñados para operar a distintos anchos de banda. En particular el ancho de banda del control secundario es un orden menor que el control de estatismo del control primario, por lo que entra en operación cuando el control primario ya ha alcanzado su estabilidad. De la misma forma, se trabaja con control secundario de voltaje y frecuencia diseñados para distintos anchos de banda, y se asume que estos son independientes. Esto permite estudiar la estabilidad de estos tres lazos de control de forma independiente. Queda planteado como trabajo futuro estudiar la relación entre estos lazos y generar un único análisis de estabilidad.

Una de las ventajas de trabajar con lazos de control independientes, es que el análisis del control secundario se simplifica considerablemente, permitiendo analizar la estabilidad de estos lazos mediante análisis de ecuación característica, evitando la definición de un sistema de variables de estado mediante pequeña señal.

Para el caso del control primario, se ha incluido todos los lazos de control en el análisis de pequeña señal para dar mayor detalle al estudio y para estudiar las características reales de cada uno de estos anchos de banda. Sin embargo, si se quisiera solo estudiar los flujos en la microrred en función de las curvas de estatismo, los controladores de corriente y voltaje podrían ser omitidos, asumiendo que las curvas de estatismo fijan el voltaje de la barra de forma directa.

En la siguiente sección se presenta el diseño de los controladores y la aplicación del sistema, de acuerdo a lo presentado en el capítulo 6 y se estudia la estabilidad del control primario y secundario de acuerdo a lo visto en este capítulo.

Con la microrred diseñada en el capítulo 6 y el estudio de estabilidad presentado en el capítulo 7 se implementa la simulación de un sistema compuesto por dos inversores conectados en paralelo en Simulink de Matlab. Además, en este capítulo se presenta el diseño de los controladores a utilizar, el análisis de estabilidad, y finalmente los resultados de la simulación obtenidos.

8.1 DISEÑO DE LOS CONTROLADORES

Para diseñar los controladores del sistema, éstos son sintonizados a diferentes anchos de banda, de modo que todos operen a frecuencias diferentes. Además, la sintonización se realiza mediante lugar geométrico de las raíces (LGR) o mediante diagramas de Bode, según sea el controlador.

A continuación se presenta la sintonización de los controladores utilizados en el control primario y control secundario de la microrred en estudio.

8.1.1 CONTROLADOR DE VOLTAJE Y CORRIENTE DEL INVERSOR

Para la sintonización del controlador de voltaje y corriente internos de los inversores se utiliza el análisis de estabilidad del control primario presentado en la sección 7.1. Mediante este análisis se determina el ancho de banda, frecuencia natural, amortiguamiento, y tiempo estabilización como se muestra en la sección 8.2.1. Los valores de los controladores determinados son:

- Controlador de Voltaje:

$$\begin{aligned}K_{pv1} &= K_{pv2} = 1.7 \\ K_{iv1} &= K_{iv2} = 73\end{aligned}$$

- Controlador de Corriente:

$$\begin{aligned}K_{pi1} &= K_{pi2} = 17.2992 \\ K_{ii1} &= K_{ii2} = 7208\end{aligned}$$

A partir del valor de las ganancias proporcionales se observa que para el controlador de corriente, ésta es 10 veces mayor que la de voltaje, lo que indica que el controlador de corriente debiera tener un tiempo de estabilización aproximadamente 10 veces menor que el del controlador de voltaje.

8.1.2 CONTROL SECUNDARIO DE VOLTAJE CON CONTROLADOR PI CON RETARDO

Este controlador se sintoniza mediante diagrama de Bode de acuerdo al retardo del sistema y utilizando la ecuación característica (6.16):

$$1 + e^{-\tau_d s} G_p G_c = 0$$

Luego, $G_p = 1$ y la función $e^{-\tau_d s}$ no debe ser aproximada, puesto que la sintonización mediante diagrama de Bode permite la utilización del valor exacto del retardo, a diferencia de la sintonización mediante lugar geométrico de las raíces (LGR).

El controlador se sintoniza para un retardo de $\tau_d = 0.1[s]$ y con un ancho de banda de $BW = 0.3685[Hz] = 2.3156 \left[\frac{rad}{s} \right]$. Este ancho de banda es escogido de modo que sea menor a los de los demás lazos del sistema y para que por tanto no se produzca acoplamiento. Además se escoge un valor menor al utilizado con el control secundario de frecuencia para que el comportamiento sea más lento. Esto permite que el control secundario de voltaje no afecte considerablemente las pruebas a realizar con distintos controladores secundario de frecuencia. La Tabla 8.1 muestra el valor de los controladores obtenidos, resaltándose en oscuro el valor del controlador escogido. Este controlador fue escogido debido a que el ancho de banda es deseado y a que el margen de ganancia es mayor. El Gráfico 8.1 muestra el diagrama de Bode del sistema compensado para el retardo dado.

Tabla 8.1: Diseño control secundario de voltaje para distintos retardos mediante diagramas de Bode.

K_{pv}	K_{iv}	$GM [dB]$	$PM [^\circ]$	$BW \left[\frac{rad}{s} \right]$
0.014	1.88	19	80	2.3183
0.153	1.86	15.5	88	1.9451

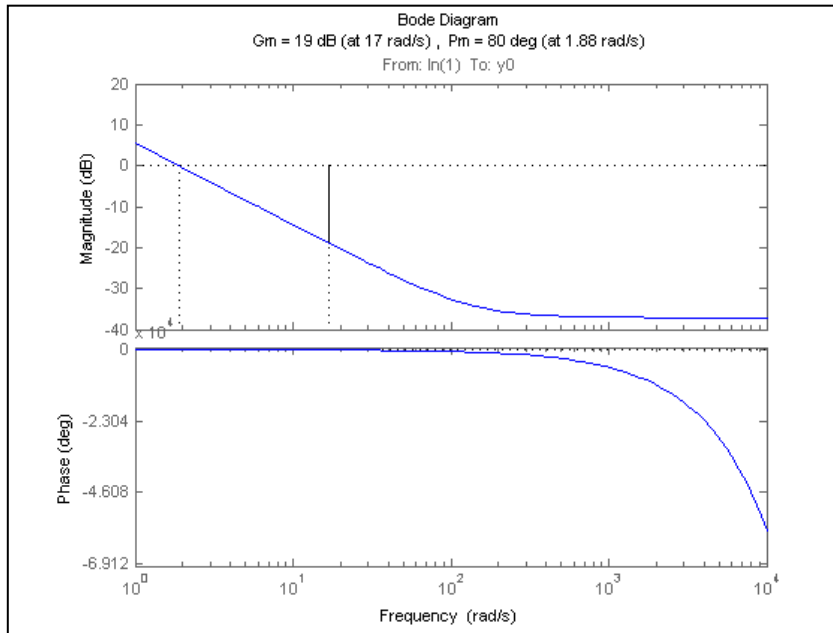


Gráfico 8.1: Diagrama de Bode del sistema de control secundario de voltaje con $\tau_d = 0.1$.

8.1.3 SINTONIZACIÓN PLL

La sintonización del PLL se lleva a cabo mediante lugar geométrico de las raíces (LGR), puesto que como no depende del retardo del sistema, no se utilizarán aproximaciones. Luego, usando la función de transferencia (6.17) del PLL presentada en 6.2.2.1 se tiene:

$$\Delta\omega_{PLL} = \frac{|V_g|K_{pPLL}s + |V_g|K_{iPLL}}{s^2 + |V_g|K_{pPLL}s + |V_g|K_{iPLL}} \Delta\omega$$

Reescribiendo la función para poder utilizar LGR:

$$\Delta\omega_{PLL} = \frac{\frac{K_{pPLL}s + K_{iPLL}}{s} \frac{|V_g|}{s}}{1 + \frac{K_{pPLL}s + K_{iPLL}}{s} \frac{|V_g|}{s}} \Delta\omega$$

Esta ecuación cumple con la forma $\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s)C(s)}{1+G(s)C(s)}$, donde $G(s)$ corresponde a la planta y $C(s)$ al controlador. Luego se identifica:

$$G(s) = \frac{|V_g|}{s}$$

$$C(s) = \frac{K_{pPLL}s + K_{iPLL}}{s}$$

En la Tabla 8.2 se puede observar el valor de las constantes K_{pPLL} y K_{iPLL} para distintas frecuencias ω_p , así como sus tiempos de estabilidad (t_s) y sobreoscilaciones máximas (MOV), obtenidas de forma teórica. Además mediante la función *bandwidth(sys)* de Matlab [66], se calcula el ancho de bando en lazo cerrado del PLL. Se encuentra marcado el controlador escogido, para su elección se consideró que las sobreoscilaciones fueran bajas, por lo que se eligió trabajar con un mayor amortiguamiento, y que el tiempo de estabilidad fuera pequeño. Esto debido a que el PLL debe estar estable al entrar en operación el control secundario de frecuencia. Este último criterio es cumplido por gran parte de los controladores, por lo que más de uno podría haber sido escogido, sin embargo para no aumentar más el ancho de banda de éste se escogió el resaltado en azul oscuro.

Tabla 8.2: Valores de parámetros del PLL para distintas frecuencias.

ω [Hz]	ξ	K_{pPLL}	K_{iPLL}	$t_{s\text{teórico}}$ [s]	$MOV_{\text{teórico}}$ [%]	$BW \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$	BW [Hz]
20	0.7	0.3720	33.084	0.0251	0.0460	254.0723	40.4369
20	0.8	0.4316	34.09	0.0286	0.0256	274.833	43.7411
30	0.7	0.5685	76.139	0.0167	0.0460	386.6891	61.5435
30	0.8	0.6424	76.139	0.0191	0.0256	409.8804	65.2345
40	0.7	0.7559	134.02	0.0125	0.460	513.5306	81.7309
40	0.8	0.8577	134.6	0.0143	0.256	546.1367	86.9204

El LGR del caso escogido se tiene en el Gráfico 8.2, mientras que el Gráfico 8.3 presenta el diagrama de Bode de éste, de donde se obtiene el margen de fase $PM = 69.7^\circ$ y el margen de ganancia $GM = \text{inf}[dB]$.

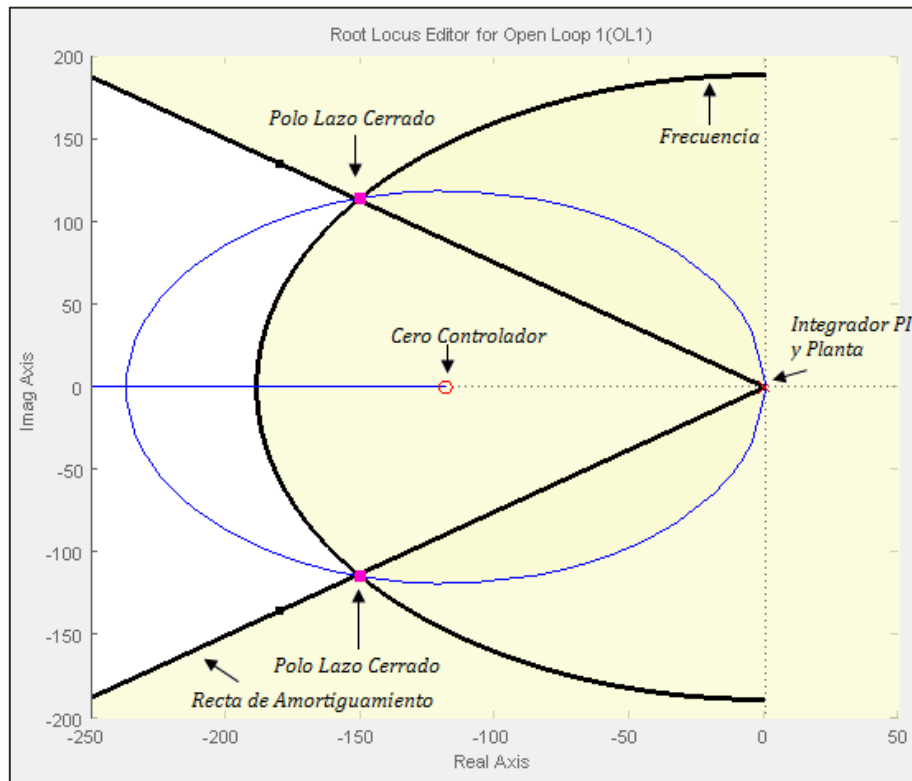


Gráfico 8.2: Lugar geométrico de las raíces del PLL.

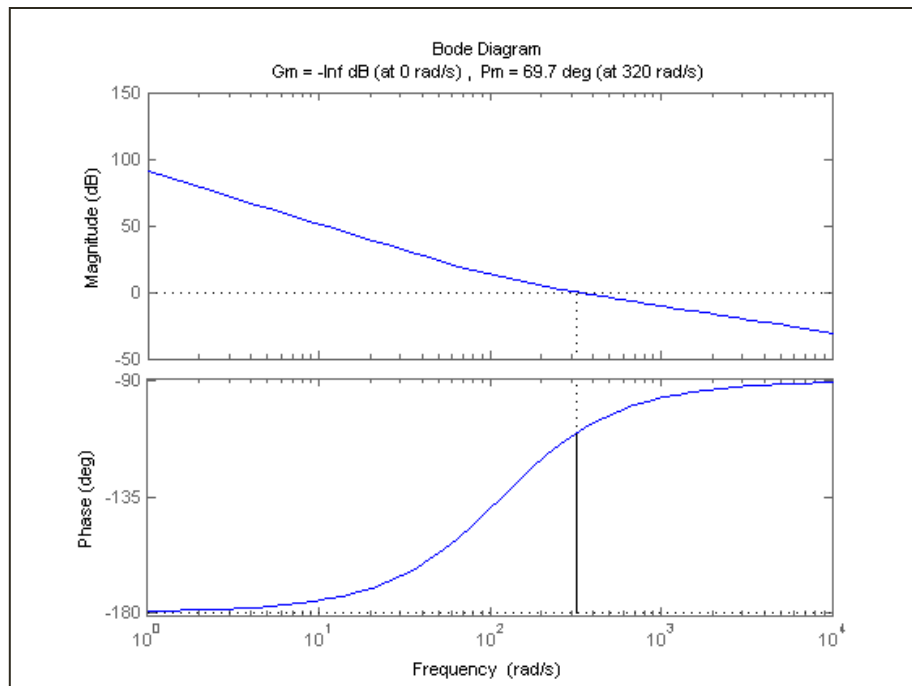


Gráfico 8.3: Diagrama de Bode del controlador del PLL.

Por otro lado, el PLL de segundo orden presentado e implementado, se aproxima a uno de primer orden con ecuación de transferencia (6.18), $H(s) = \frac{1}{\tau_{PLL}s+1}$, para simplificar las ecuaciones del sistema. Para poder aproximar el sistema se estudia la respuesta del sistema de segundo orden y el de primer orden frente a un escalón de 50[Hz], es decir 314 [rad/s], mediante la simulación de la Figura 8.1. Se considera que la aproximación es correcta cuando la diferencia relativa entre sus salidas es menor al 5% en un tiempo pequeño. En el Gráfico 8.4 se muestran las respuestas obtenidas al trabajar con $K_{pPLL} = 0.6424$ y $K_{iPLL} = 76.139$, así como $\tau_{PLL} = 0.01[s]$ y $\tau_{PLL} = 0.05[s]$ respectivamente. Se observa que al trabajar con $\tau_{PLL} = 0.01[s]$ en 0.0385[s] el sistema de orden 1 aproxima de forma adecuada al sistema de orden 2, mientras que para $\tau_{PLL} = 0.05[s]$ esto se obtiene en 0.1581[s]. Además, se midió que para $\tau_{PLL} = 0.005[s]$ y $\tau_{PLL} = 0.001[s]$, obteniéndose tiempos de 0.0252 y 0.1129 segundos respectivamente. El caso de $\tau_{PLL} = 0.001[s]$, llama la atención puesto que es de esperar que el tiempo disminuya en vez de aumentar, lo que no sucede debido a que el controlador de primer orden con esa constante de tiempo es mucho más rápido que el controlador con el que se trabaja en la práctica. Luego, como al disminuir el τ_{PLL} la disminución en el tiempo no es considerable se descarta trabajar con $\tau_{PLL} = 0.005[s]$. Luego, si bien la mejor opción parece ser $\tau_{PLL} = 0.01[s]$, se decide utilizar $\tau_{PLL} = 0.05[s]$ para que tenga los mismos valores de la microrred instalada en la Universidad de Aalborg. El Gráfico 8.4 muestra los resultados obtenidos para $\tau_{PLL} = 0.01[s]$ y $\tau_{PLL} = 0.05[s]$.

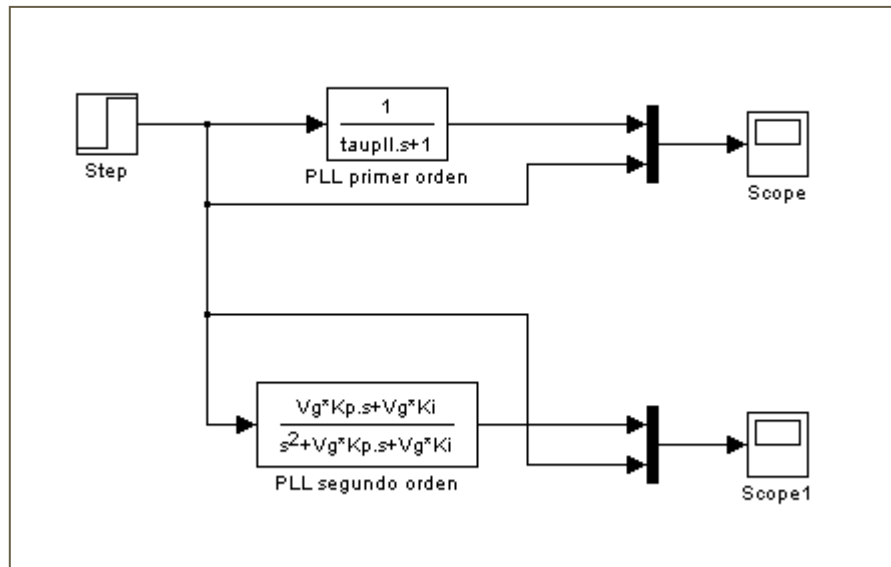


Figura 8.1: Simulink para la aproximación del PLL.

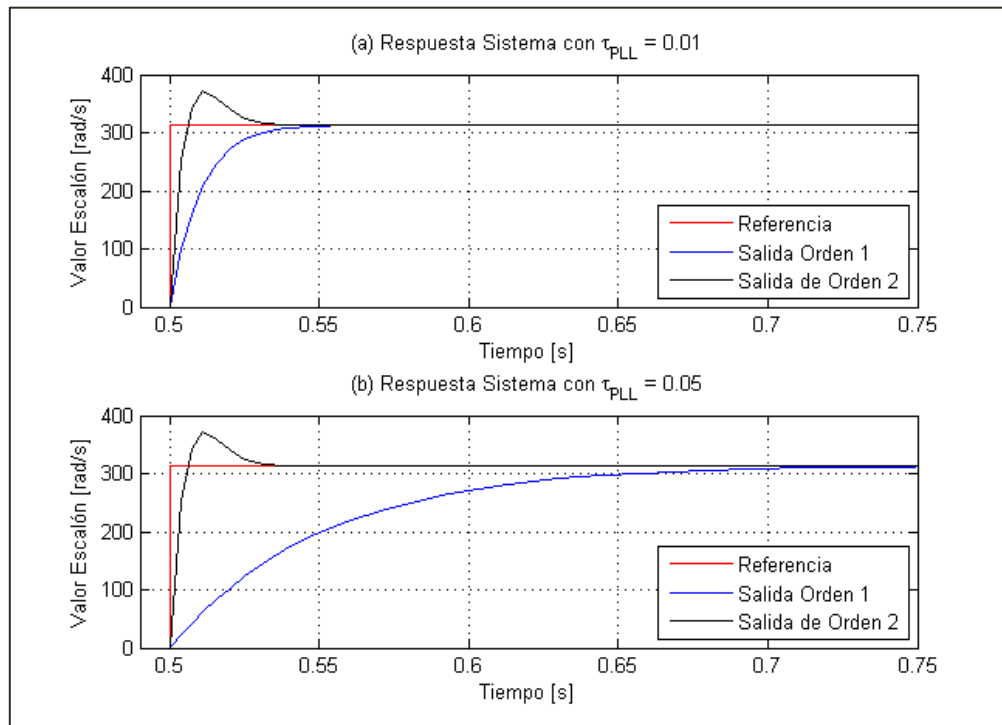


Gráfico 8.4: Respuestas al escalón para filtros de orden 1 y 2.

8.1.4 CONTROL SECUNDARIO DE FRECUENCIA

En esta sección se sintonizan los distintos controladores a comparar en el control secundario de frecuencia mediante Bode, de modo que los retardos no deberán ser aproximados. Estos controladores serán estudiados para el caso en que presentan el mismo ancho de banda y el caso en que presentan el mismo tiempo de estabilización, de modo que se tendrá dos criterios de comparación. Además las ganancias de éstos serán similares, porque de lo contrario no serían controladores comparables.

8.1.4.1 CONTROLADOR PI CON RETARDO

Para la sintonización del controlador se utiliza ecuación característica $1 + G_p G_d H G_c = 0$, con H la función de transferencia del PLL utilizando $\tau_{PLL} = 0.05[s]$, G_d la planta de valor unitario, y G_d el retardo con un valor de $\tau_d = 0.1[s]$. La Tabla 8.3 muestra el resultado de los controladores sintonizados para tener un determinado tiempo de estabilización y un determinado ancho de banda mediante diagrama de Bode con sus respectivas ganancias de fase y margen, así como el ancho de banda y el tiempo de estabilización. Este último no es entregado por el diagrama de Bode, sino que se calcula mediante análisis de los polos de la ecuación característica

como se ha indicado en la sección 7.2.2. Para la elección de estos controladores se consideró que cumpliera con el ancho de banda ($BW = 3.25 \left[\frac{rad}{s} \right]$) o tiempo de estabilización ($t_s = 1.3[s]$) deseados, así como tener un margen de fase mayor a 80° para hacerlo más similar al caso del control PI con predictor de Smith.

Tabla 8.3: Diseño control secundario de frecuencia con PI sintonizado mediante diagramas de Bode.

Criterio	K_p	K_i	$GM [dB]$	$PM [^\circ]$	$BW \left[\frac{rad}{s} \right]$	$t_s [s]$
BW	0.36	2.8	11.2	85.4	3.2679	1.627
t_s	0.2875	2.875	12.6	81.1	3.6297	1.3998

El Gráfico 8.5 muestra el diagrama de Bode obtenido en el caso de tener un retardo $\tau_d = 0.1$ y un controlador sintonizado para tener un tiempo de estabilización de $1.3[s]$. El diagrama de Bode obtenido al sintonizar para un ancho de banda BW dado es análogo, variando el valor de margen de fase y margen de ganancia.

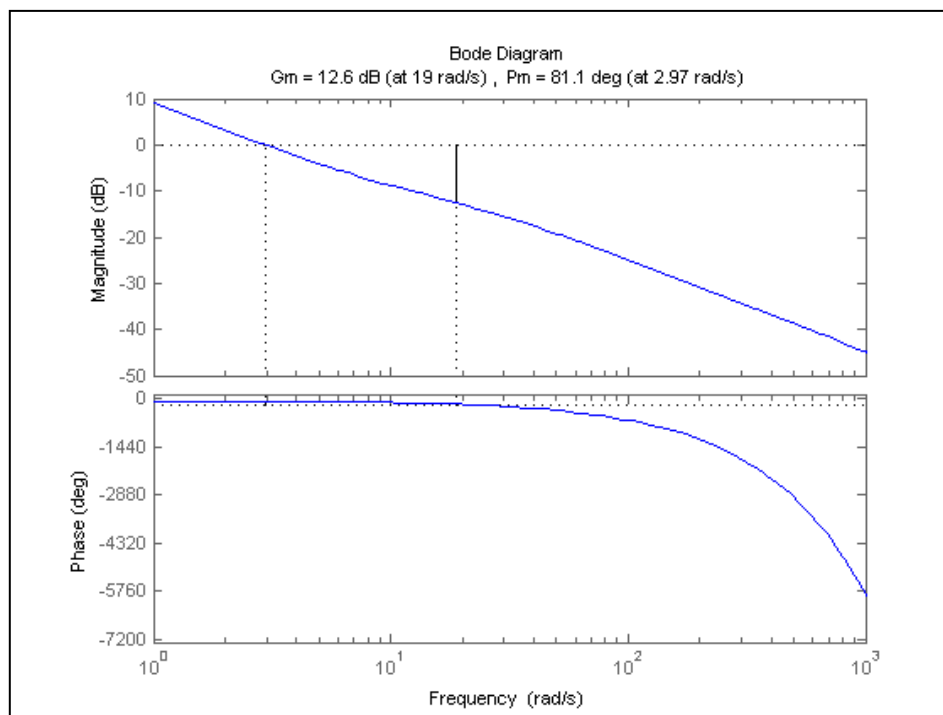


Gráfico 8.5: Diagrama de Bode del sistema compensado del control secundario de frecuencia con controlador PI con retardo.

Cabe destacar con respecto a la sintonización del controlador PI, que a medida que el retardo se hace mayor, la sintonización del controlador PI tiene menores márgenes de ganancias y de fase, por lo que el controlador se vuelve más inestable y su sintonización más difícil. En

particular, si se trabajara con un retardo de $0.3[s]$, el controlador debería ser más lento para que no sea menor a $10[dB]$ el margen de ganancia.

8.1.4.2 CONTROLADOR PI CON PREDICTOR DE SMITH

Como se encontró anteriormente, los tres controladores PI con predictor de Smith utilizan el mismo controlador, el cual se sintoniza mediante la ecuación característica $1 + G_c G_p H = 0$. Luego, sintonizando para tener el mismo ancho de banda $BW = 3.25 \left[\frac{rad}{s} \right]$ o el mismo tiempo de estabilización $t_s = 1.3[s]$ que el controlador PI de la sección 8.1.4.1 y con una constante del PLL, $\tau_{PLL} = 0.05[s]$ se obtienen los resultados presentados en la Tabla 8.4. Nuevamente para el cálculo del tiempo de estabilización debió analizarse los polos del sistema de acuerdo a lo indicado en la sección 7.2.2.

Tabla 8.4: Diseño control secundario de frecuencia con PI con predictor de Smith mediante diagramas de Bode.

Criterio	K_p	K_i	$GM [dB]$	$PM [^\circ]$	$BW \left[\frac{rad}{s} \right]$	$t_s [s]$
BW	0.122	3.16	Inf	88	3.2522	1.3626
t_s	0.122	3.16	Inf	88	3.2522	1.3626

De los resultados de la tabla se observa que para el controlador PI con predictor de Smith el mismo controlador permite obtener el valor de ancho de banda y tiempo de estabilización deseados, por lo que no se deben cambiar los parámetros según el criterio de igualdad. El Gráfico 8.6 muestra el diagrama de Bode del controlador diseñado.

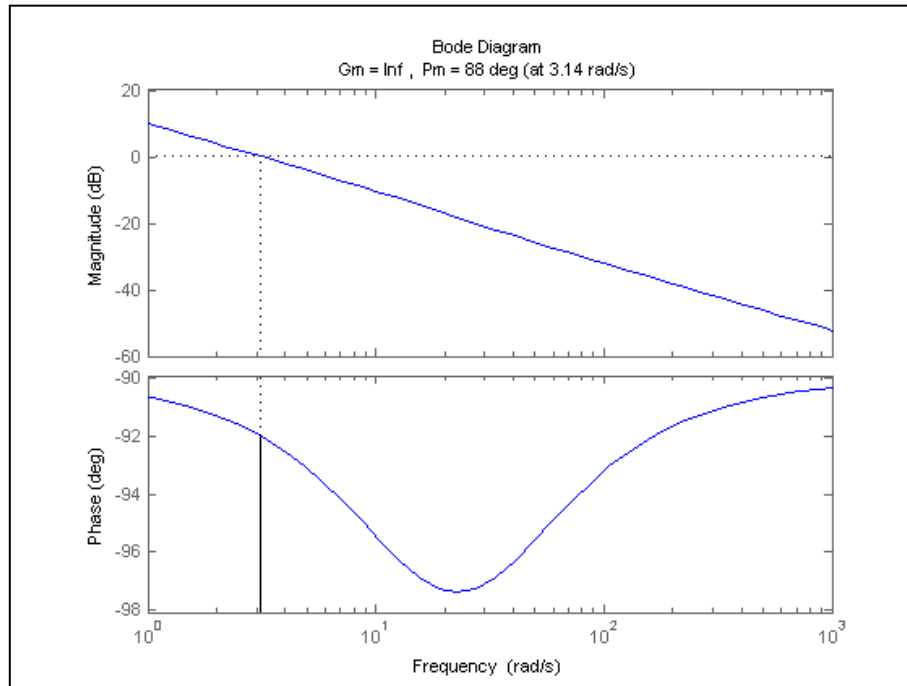


Gráfico 8.6: Diagrama de Bode del sistema compensado del control secundario de frecuencia con controlador predictor de Smith.

8.1.4.3 CONTROL PREDICTIVO

La sintonización del controlador predictivo se realiza mediante el procedimiento analítico presentado en [84] y [85]. Para ello en primer lugar se discretiza la planta del sistema, compuesta por el PLL y el retardo dada por la ecuación (7.45). Reemplazando el valor de $G_p(s)$, $H(s)$ y $\tau_d = 0.1[s]$ queda:

$$G(s) = \frac{e^{-0.1s}}{0.05s + 1}$$

Esta función es discretizada con un tiempo de muestreo $T = 0.01[s]$ y $T = 0.02[s]$. Estos valores son escogidos de modo de tener 10 y 5 periodos de muestreo para modelar el retardo del sistema respectivamente.

El controlador predictivo es estudiado para dos tiempos de muestreo debido a que de esta forma se puede trabajar con dos horizontes de predicción N_U que abarquen un mismo tiempo de estabilización del sistema. Consiguientemente se trabajará con dos valores de λ , los que son sintonizados para tener un ancho de banda $BW = 3.25 \left[\frac{rad}{s} \right]$ o un tiempo de estabilización $t_s = 1.3[s]$. Normalmente el valor de λ no es escogido de modo de tener un determinado BW o t_s , sino que se escoge de modo de sintonizar la función objetivo del sistema. Luego, el valor de λ

con el que se trabajará no será óptimo, pero de acuerdo al tiempo de muestreo permitirá optimizar mejor la función objetivo del controlador predictivo.

Las funciones dadas por $G_{p01}(z^{-1})$ y $G_{p02}(z^{-1})$ presentadas a continuación, corresponden a las discretizaciones para tiempos los tiempos de muestreo $T = 0.01[s]$ y $T = 0.02[s]$ respectivamente.

$$G_{p01}(z^{-1}) = \frac{0.1813z^{-1}}{1 - 0.8187z^{-1}} z^{-10} \quad (8.1)$$

$$G_{p02}(z^{-1}) = \frac{0.3297z^{-1}}{1 - 0.6703z^{-1}} z^{-5} \quad (8.2)$$

El Gráfico 8.7 muestra la respuesta al escalón obtenida mediante la función de transferencia continua y discreta con un tiempo de muestreo $T = 0.01[s]$ y $T = 0.02[s]$. Se observa que ambos tiempos de muestreo escogidos son considerablemente menores al retardo y a la constante de tiempo del sistema. Por lo tanto se considera que los tiempos de muestreo escogidos permiten representar a la función continua sin pérdidas de información.

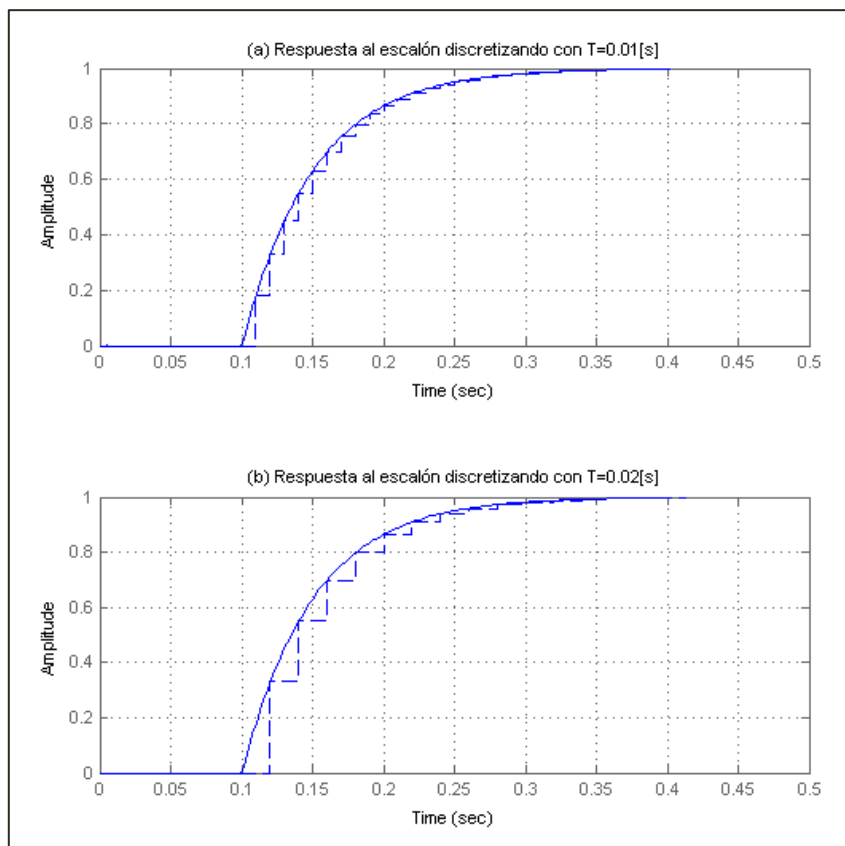


Gráfico 8.7: Respuesta al escalón sistema continuo y discreto, discretizando para $T = 0.01[s]$ y $T = 0.02[s]$.

Una vez discretizada la planta se reescribe de forma ARIMAX, de modo que:

$$A(z^{-1})\omega(t) = B(z^{-1})\omega_s(t-1) + \frac{e(t)}{\Delta}$$

Se llaman $A_{01}(z^{-1})$ y $B_{01}(z^{-1})$ a los polinomios obtenidos al discretizar con $T = 0.01[s]$, y $A_{02}(z^{-1})$ y $B_{02}(z^{-1})$ a los polinomios con $T = 0.02[s]$. Los valores de éstos se muestran a continuación:

$$\begin{aligned} A_{01}(z^{-1}) &= 1 - 0.8187z^{-1} \\ B_{01}(z^{-1}) &= 0.1813z^{-10} \\ A_{02}(z^{-1}) &= 1 - 0.6703z^{-1} \\ B_{01}(z^{-1}) &= 0.3297z^{-5} \end{aligned}$$

Luego, se define que el control predictivo tendrá un horizonte de predicción que corresponda a $0.3[s]$ en tiempo continuo de modo de abarcar más tiempo que el que tarda el retardo ($\tau_d = 0.1[s]$) y el tiempo de estabilización del control primario ($t_s = 0.1[s]$). Por lo tanto para $T = 0.01[s]$ irá desde $N_1 = 1$, hasta $N_2 = 30$, por lo que el horizonte de predicción será $N_U = 30$; mientras que para $T = 0.02[s]$ irá desde $N_1 = 1$, hasta $N_2 = 15$, y el horizonte de predicción será $N_U = 15$.

Entonces se calcula el G y F , del modo explicado en [84], tal que se llega a:

$$\hat{\omega}(t+1) = G\Delta\omega_s(t) + F\omega(t)$$

Con los valores encontrados se calcula $H = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T$. λ es un parámetro de diseño, del cual depende la estabilidad del sistema y la velocidad de respuesta. Como ya se ha mencionado, normalmente su valor se escoge de modo de minimizar el J de la ecuación (6.34), pero en este caso su valor se escoge de modo que el control secundario de frecuencia tenga un ancho de banda $BW = 3.25 \left[\frac{rad}{s} \right]$ o un tiempo de estabilización $t_s = 1.3[s]$. Esto se hace para que el sistema no se acople con los otros lazos de control y para que el controlador diseñado sea comparable con los controladores PI y PI con predictor de Smith diseñados.

El valor de λ a utilizar permite obtener un controlador que opere a la frecuencia deseada. Para poder fijar su valor se estudian los polos del sistema mediante la ecuación característica (7.47) que fue presentada en 7.2.4. A partir de la ecuación de transferencia se estudian los polos del sistema. Los resultados obtenidos para los cuatro casos en estudio se presentan en la Tabla 8.5. Se observa que al discretizar con $T = 0.01[s]$ el mismo controlador cumple el criterio de ancho de banda y tiempo de estabilización, mientras que con $T = 0.02[s]$ el controlador presenta diferencias, tardando el doble al sintonizar de acuerdo al ancho de banda, e inversamente, teniendo un ancho de banda el doble al sintonizar para el tiempo de estabilización.

Tabla 8.5: Diseño control secundario de frecuencia con control predictivo para distintos tiempos de muestreo.

Criterio	Tiempo de muestreo $T[s]$	N_1	N_2	N_U	λ	$BW \left[\frac{rad}{s} \right]$	$t_s[s]$
BW	0.01	1	30	30	401	3.2552	1.3287
BW	0.02	1	15	15	224	3.2892	2.7071
t_s	0.01	1	30	30	401	3.2552	1.3287
t_s	0.02	1	15	15	105	6.3748	1.3607

Finalmente la ley de control del controlador predictivo con $T = 0.01[s]$ sintonizado para tener $BW = 3.25 \left[\frac{rad}{s} \right]$ y $t_s = 1.3[s]$ es:

$$\Delta\omega_s(t) = \frac{k(z^{-1})}{mm(z^{-1})} \omega + \omega_n$$

Con:

$$k(z^{-1}) = -0.1621 + 0.1324z^{-1}$$

$$\begin{aligned} mm(z^{-1}) &= 1.0000 + 0.0269z^{-1} + 0.0274z^{-2} + 0.0278z^{-3} + 0.0281z^{-4} + 0.0284z^{-5} + 0.0287z^{-6} \\ &+ 0.0288z^{-7} + 0.0290z^{-8} + 0.0291z^{-9} + 0.0292z^{-10} + 0.0293z^{-11} \end{aligned}$$

Para el controlador predictivo con $T = 0.02[s]$ y sintonizado con $BW = 3.25 \left[\frac{rad}{s} \right]$ la ley de control es:

$$\Delta\omega_s(t) = \frac{-0.0967 + 0.0644z^{-1}}{1.0000 + 0.0290z^{-1} + 0.0301z^{-2} + 0.0308z^{-3} + 0.0313z^{-4} + 0.0317z^{-5}} \omega + \omega_n$$

Y para el controlador predictivo con $T = 0.02[s]$ y sintonización con $t_s = 1.3[s]$ la ley de control es:

$$\Delta\omega_s(t) = \frac{-0.1866 + 0.1242z^{-1}}{1.0000 + 0.0558z^{-1} + 0.0580z^{-2} + 0.0594z^{-3} + 0.0604z^{-4} + 0.0611z^{-5}} \omega + \omega_n$$

De esta forma se han diseñado todos los controladores a utilizar en la simulación de la microrred con control primario y secundario. La próxima sección presenta un resumen de los resultados obtenidos.

8.1.4.4 RESUMEN

La **Tabla 8.6** presenta un resumen de los controladores diseñados tanto para el control primario como secundario. La mayoría de los controladores fueron diseñados utilizando como criterio el ancho de banda deseado. Sin embargo, para comparar los controladores del control secundario de frecuencia, el tiempo de estabilización también fue utilizado como criterio de diseño y comparación debido a que en algunos casos, controladores con el mismo ancho de banda presentaban tiempos de estabilización considerablemente diferentes, lo que puede afectar la decisión de selección del controlador a utilizar.

Además, los controladores que presentan un guion “-“, en el tiempo de muestro $T[s]$, horizonte de control N_U y λ son los controladores PI y PI con predictor de Smith, los que no se sintonizan utilizando los criterios de los controladores predictivos, mientras que los guiones en K_p y K_i se encuentran en los controladores predictivos, ya que éstos no tienen un controlador PI y por tanto tampoco sus parámetros. Por último, los guiones en los anchos de banda y tiempo de estabilización indican que estos valores serán calculados en la sección siguiente mediante análisis de estabilidad.

De esta forma, a continuación se estudia la estabilidad del sistema operando con los controladores diseñados. En particular se estudian los rangos de operación aceptados para las pendientes de estatismo en el control primario y los retardos máximos aceptados en el control secundario. En la sección 8.3 se presentan los resultados del sistema obtenidos mediante simulación.

Tabla 8.6: Diseño control secundario de frecuencia con control predictivo para distintos tiempos de muestreo.

Controlador	Criterio	$T[s]$	N_U	λ	K_p	K_i	$BW \left[\frac{rad}{s} \right]$	$t_s[s]$
Voltaje Inversor	BW	-	-	-	1.7	73	-	-
Corriente Inversor	BW	-	-	-	17.2992	7208	-	-
PLL	BW	-	-	-	0.6424	76.139	409.8804	0.0191
Secundario de Voltaje	BW	-	-	-	0.014	1.88	2.3183	-
Secundario de Frecuencia PI	BW	-	-	-	0.36	2.8	3.2679	1.627
Secundario de Frecuencia PI	t_s	-	-	-	0.2875	2.875	3.6297	1.3998
Secundario de Frecuencia PI Smith	BW	-	-	-	0.122	3.16	3.2522	1.3626
Secundario de Frecuencia Predictivo	BW	0.01	30	401	-	-	3.2552	1.3287
Secundario de Frecuencia Predictivo	BW	0.02	15	224	-	-	3.2892	2.7071
Secundario de Frecuencia Predictivo	t_s	0.01	30	401	-	-	3.2552	1.3287
Secundario de Frecuencia Predictivo	t_s	0.02	15	105	-	-	6.3748	1.3607

8.2 ESTABILIDAD DEL SISTEMA

Se estudia la estabilidad del control primario y secundario de la microrred en estudio. Como se mencionó el control primario es analizado mediante análisis de pequeña señal de un sistema de ecuaciones y el control secundario mediante análisis de la ecuación característica. En cada caso se estudia la estabilidad en el régimen permanente alcanzado tras el impacto de carga y luego se determina el rango que pueden tomar las pendientes de estatismo en el caso del control primario, y el rango de retardo τ_d en el que es estable el controlador diseñado para un retardo L . La Tabla 8.7 muestra los parámetros utilizados. Para las inductancias y condensadores además de sus valores se muestra el valor de sus reactancias a 50[Hz]. Además, los índices 1 y 2 indican que el parámetro está asociado al inversor 1 o 2 respectivamente. En el caso de las cargas se refiere a las cargas conectadas en paralelo a cada inversor.

Tabla 8.7: Parámetros del sistema en estudio

Parámetros	Valor	Unidad
Resistencia Línea	0.1	[Ω]
Inductancia/Reactancia Línea	0.0072/2.2619	[H]/[Ω]
Inductancia/Reactancia Filtro	0.0018/0.5655	[H]/[Ω]
Resistencia Filtro	0.1	[Ω]
Capacitancia/Reactancia Filtro	0.000025/0.0079	[F]/[Ω]
Carga 1 Inicial	500+j31.4159	[Ω]
Impacto Carga 1	67.3636+j29.9394	[Ω]
Carga 2 Inicial	500+j31.4159	[Ω]
Impacto Carga 2	54.7254+j57.5486	[Ω]
Potencia Activa Máxima Inversor 1	1800	[W]
Potencia Activa Máxima Inversor 2	1800	[W]
Potencia Reactiva Máxima Inversor 1	1260	[Var]
Potencia Reactiva Máxima Inversor 2	1260	[Var]
Voltaje Nominal	220	[V_{rms}]
Frecuencia Nominal	50	[Hz]
Constante PLL	0.05	[s]
Retardo	0.1	[s]
Frecuencia Filtro Pasa-bajo De las curvas de estatismo	75.3982	$\left[\frac{rad}{s}\right]$

8.2.1 CONTROL PRIMARIO

Reemplazando los valores de la Tabla 8.7 en la matriz de la ecuación (7.38) determinada en la sección 7.1.2 se encuentra que los polos del sistema son:

$$\begin{aligned}p_{1,2} &= -4564.01556 \pm j25951.1801 \\p_{3,4} &= -4577.6033 \pm j25428.8139 \\p_{5,6} &= -4638.6430 \pm j25745.2496 \\p_{7,8} &= -4503.0175 \pm j25629.5796 \\p_{9,10} &= -711.0277 \pm j310.6357 \\p_{11,12} &= -26.9445 \pm j341.3746 \\p_{13,14} &= -13.8632 \pm j314.2289 \\p_{15,16} &= -298.9449 \pm j312.3962 \\p_{17,18} &= -383.3229 \pm j66.5758 \\p_{19} &= -393.9560 \\p_{20} &= -401.2054 \\p_{21} &= -400.9196 \\p_{22,23} &= -36.4171 \pm j47.2340 \\p_{24} &= -82.9763 \\p_{25} &= -75.2696 \\p_{26} &= -37.8833 \\p_{27} &= -47.6530 \\p_{28,29} &= -42.8652 \pm j0.1309 \\p_{30} &= 0.0000\end{aligned}$$

A partir de los polos obtenidos, se obtiene que el sistema es estable, puesto que todos se ubican en el semiplano izquierdo. Además mediante un análisis con matriz de participación como se indica en la sección 5.1.1 se encuentra a que variable de estado se asocia cada polo y se calculan las frecuencias de operación ω_p , amortiguamientos ξ , y tiempos de estabilización t_s de cada lazo de control de acuerdo a las ecuaciones (5.1) y (5.2) de la sección 5.1. De esta forma se obtienen los resultados de la Tabla 8.8. La matriz de participación obtenida se encuentra en el Anexo E.

Tabla 8.8: Características de los lazos de control del control primario del sistema de dos inversores Danfoss.

Lazo de Control	$\omega_p \left[\frac{rad}{s} \right]$	ξ	$t_s [s]$	MOV[%]
Control de Corriente	401.21	0.9999	0.0112	3.3983e-97
Control de Voltaje	42.8654	1	0.1050	0
Control De estatismo de Frecuencia	75.2696	1	0.0598	0
Control De estatismo de Voltaje	82.9763	1	0.0542	0

Para que el sistema no se acople se debe diseñar el sistema de modo que todos los lazos de control tengan distintas frecuencias de operación, siendo el controlador de corriente el más rápido. El controlador de voltaje como se había esperado en la sección 8.1.1 tiene una frecuencia natural y un tiempo de estabilización 10 veces menor que los del lazo de corriente, lo que garantiza que estos dos lazos anidados no presenten acoplamiento.

Con respecto al control de estatismo, se observa que éste es más rápido que el controlador de voltaje, lo que se debe a la elección de una frecuencia de corte de $75.3982 \left[\frac{rad}{s} \right]$. Este valor, que se corresponde con el valor obtenido mediante análisis de pequeña señal, es escogido mayor que el del lazo de voltaje debido a que valores menores vuelven el sistema más lento, con tiempos de estabilización mayores a $2[s]$, lo que no permite analizar el control secundario en detalle, pues se produce acoplamiento entre los lazos. Una solución para tener un control de estatismo más lento que el lazo de voltaje es trabajar con un lazo de corriente y voltaje más rápidos. Como se estudia en la sección 8.3, el trabajar con un control de estatismo más rápido que el control de voltaje no produce inestabilidad ni acoplamiento en el sistema.

Siguiendo esta línea, el control secundario de frecuencia se diseña para un ancho de banda de $BW = 0.52[Hz] = 3.25 \left[\frac{rad}{s} \right]$ y el control secundario de voltaje para $BW = 0.3[Hz] = 1.8850 \left[\frac{rad}{s} \right]$ como se presentó en la sección 8.1.2 y en la sección 8.1.4.

El Gráfico 8.8 muestra los polos del control primario. Se puede observar que se encuentran agrupados, de acuerdo a que lazo de control representan. Los polos asociados a los estados de corriente I_{invi} e I_{oi} , así como al voltaje V_{oi} no afectan a la estabilidad del sistema puesto que se ubican muy alejados del origen. En cambio, los polos permiten observar que los controladores si afectan la estabilidad del sistema puesto que sus polos se ubican cercanos al origen. Esto se debe a que los controladores fueron diseñados de esa forma y a que un lazo de control es más lento que el cálculo de un parámetro en operación, como es el caso de I_{invi} , I_{oi} y V_{oi} . En particular se debe destacar la ubicación de los polos asociados a la corriente I_{c1} (polo -700) e I_{c2} (polo -300), los

cuales se ubican más cercanos al origen que el resto de los estados del sistema. Esto se debe a que la carga ubicada paralela al inversor 2 es mayor que la ubicada paralela al inversor 1, siendo los valores absolutos de cada una:

$$|Z_1| = 73.7172[\Omega]$$

$$|Z_2| = 79.4148[\Omega]$$

Luego, al ser mayor la carga del inversor 2 esta variable es más relevante en el sistema que la del inversor 1, puesto que una variación en ella influye en mayor medida en la estabilidad del sistema. Esto se comprueba al invertir las cargas en la simulación y obtener el resultado inverso, la corriente en la carga del inversor 1 es más relevante que la carga en el inversor 2.

Además, la ubicación de los polos en grupos, permite comprobar que los lazos de control no se encuentran acoplados puesto que todos operan con anchos de banda distintos.

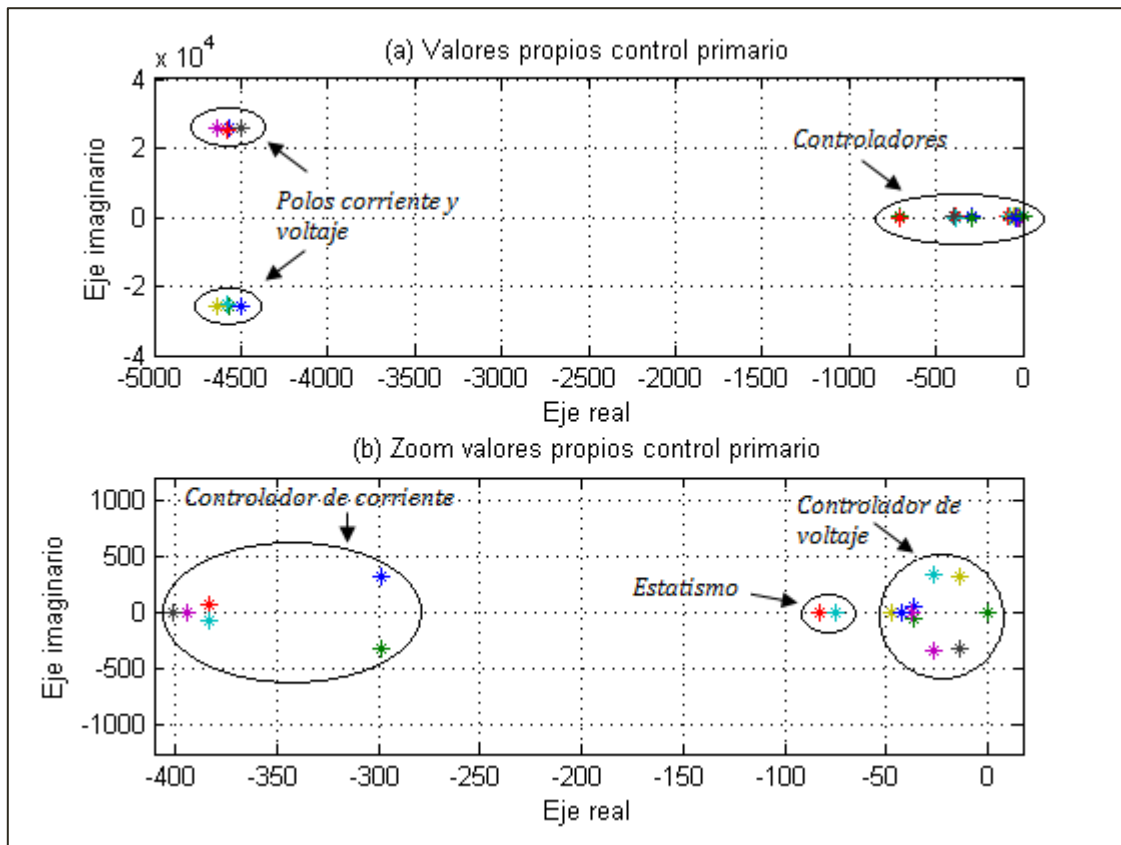


Gráfico 8.8: Diagrama de polos control primario.

Por otro lado al relacionar el control primario con el control terciario se debe determinar si el sistema es estable para la pendiente obtenida a partir de la potencia entregada por el EMS como se muestra en la Figura 6.10 de la sección 6.3. Si no se obtiene la estabilidad o para el valor de pendiente obtenido el valor de ésta se debe variar hasta obtenerlo. Para ello y para controlar

que tan rápido se desea variar la frecuencia en función de la potencia activa, o el voltaje en función de la potencia reactiva es que se definen los rangos de operación de las pendientes.

Luego, se varían una pendiente a la vez, manteniendo el resto de los parámetros fijos y se estudia la estabilidad mediante el análisis de pequeña señal anterior. Esto permite determinar el rango máximo en que el sistema se mantiene estable. Por tanto, se debe tener en cuenta que los rangos determinados dependen de un valor fijo del resto de los parámetros, por lo que se debe fijar el rango de una variable a la vez.

Se obtiene que las pendientes se mueven en el siguiente rango:

$$\begin{aligned}m_{p1} &\in [0, 0.0278] \\n_{p1} &\in [-0.0236, 0.0494] \\m_{p2} &\in [0, 0.0078] \\n_{p2} &\in [-0.0226, 0.0554]\end{aligned}$$

Con m_{p1} y m_{p2} las pendientes de estatismo $P - f$, y n_{p1} y n_{p2} las pendientes de estatismo $Q - V$ de los inversores 1 y 2 respectivamente.

Para las potencias utilizadas ($P = 1800[W]$ y $Q = 1264[Var]$), las pendientes son $m_p = 6.9813e - 04$ y $n_p = 0.0184$ para la curva $P - f$ y $Q - V$ respectivamente. Por lo tanto se tiene que las pendientes se encuentran dentro del rango de operación, como era de esperar puesto que ya se había visto que el sistema era estable.

Además, el Gráfico 8.9 muestra el desplazamiento de los polos al aumentar las pendientes de las curvas de estatismo. Se debe destacar, tanto de los resultados del rango de operación como del aumento de los polos en el gráfico, que el rango de la pendiente de estatismo del inversor 2 sea considerablemente menor al del inversor 1. Es más, al trabajar con cargas iguales el rango del inversor 2 sigue siendo menor. Esto se debe a la forma en la que están diseñadas las ecuaciones de estado.

Debido a que el inversor 1 es el inversor de referencia, sus variaciones afectan en menor medida a la estabilidad del sistema. Se observa que las diferencias obtenidas para las pendientes del estatismo $Q - V$ no tienen diferencias tan elevadas como las del estatismo $P - f$, esto se debe a que el estatismo $P - f$ depende de la frecuencia, y por tanto afecta más donde se ubique la referencia del sistema.

Por otro lado, el rango de operación, obtenido mediante el análisis de estabilidad desarrollado, variando las pendientes del sistema al trabajar con las cargas previas al impacto de carga del sistema son:

$$\begin{aligned}m_{p1} &\in [0, 0.0291] \\n_{p1} &\in [-0.0276, 0.0484] \\m_{p2} &\in [0, 0.0079]\end{aligned}$$

$$n_{p2} \in [-0.0266, 0.0554]$$

En cambio, al trabajar con potencias máximas $P_1 = P_2 = 1200[W]$, manteniendo el valor de las potencias reactivas y con una carga igual a la previa al impacto de carga, el rango de operación obtenido es:

$$m_{p1} \in [0, 0.0287]$$

$$n_{p1} \in [-0.0276, 0.0474]$$

$$m_{p2} \in [0, 0.0078]$$

$$n_{p2} \in [-0.0266, 0.0564]$$

De esta forma se observa que el rango de operación es levemente afectado por la potencia máxima y la carga conectada, y que depende en gran medida de las características del sistema.

Finalmente, se ha observado la estabilidad de la microrred en estudio, determinado los valores de operación reales de los lazos de control, y determinado los rangos de operación de las pendientes de estatismo.

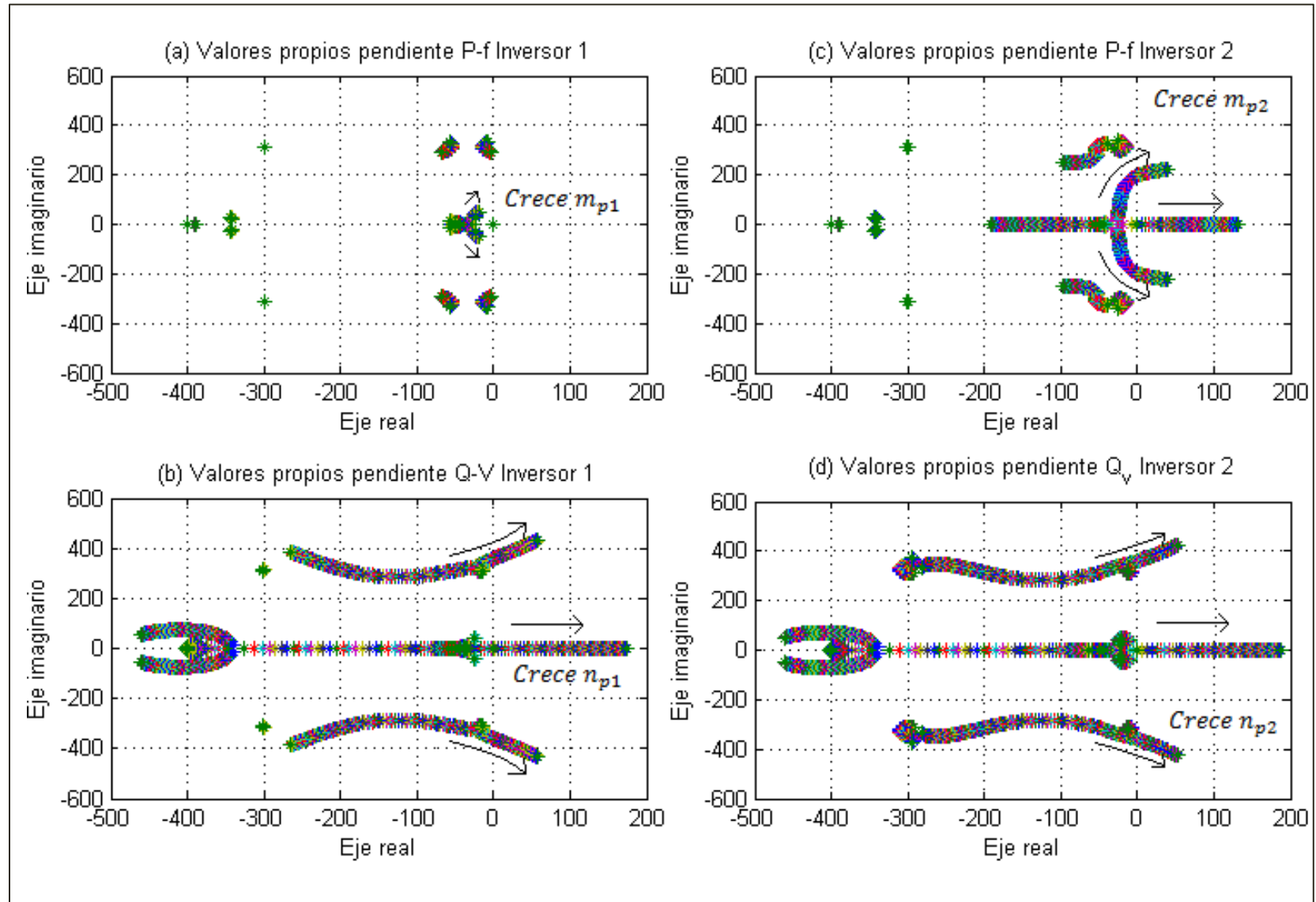


Gráfico 8.9: Movimiento de los polos al variar las pendientes.

8.2.2 CONTROL SECUNDARIO

Como ya se ha mencionado, en el caso del control secundario se estudia la estabilidad mediante las funciones de transferencia del sistema. Se presentan los polos obtenidos y se determina el rango de validez en que los controladores diseñados son estables al estudiar la estabilidad del sistema a medida que aumenta el retardo de la planta τ_d y se mantiene constante el retardo de diseño de los controladores L .

8.2.2.1 CONTROL SECUNDARIO DE VOLTAJE

Los ceros y polos son encontrados a partir de la ecuación característica del control de voltaje secundario presentada en la sección 7.2.1. Los datos utilizados son:

$$\begin{aligned}L &= 0.1[s] \\ K_p &= 0.014 \\ K_i &= 1.88\end{aligned}$$

Se obtienen los siguientes polos:

$$\begin{aligned}p_1 &= -16.3254 \\ p_2 &= -2.3359\end{aligned}$$

El polo dominante es p_2 , por lo que a partir de este valor se comprueba que:

$$\begin{aligned}\omega_p &= 2.3359 \left[\frac{rad}{s} \right] \\ \xi &= 1 \\ t_s &= 1.9265[s] \\ BW &= 2.3156 \left[\frac{rad}{s} \right]\end{aligned}$$

Por lo que se tiene que los valores reales de operación son iguales que los utilizados en la sintonización en la sección 8.1.2 y por tanto se cumplen los parámetros de diseño deseados. Esto indica que independiente del método utilizado para encontrar los valores de operación del controlador, éste tiene el mismo comportamiento, lo que comprueba la teoría.

A partir de los polos se obtiene que el sistema es estable, pues todos se encuentran en el semiplano izquierdo.

El Gráfico 8.10 muestra cómo se desplazan los polos del sistema a medida que aumenta el retardo τ_d . Se aprecia que si bien el sistema no se vuelve inestable automáticamente los polos se desplazan rápidamente a las cercanías del origen, lo que indica que el sistema si bien no será inestable tardará en alcanzar su estado estacionario. Además, se encuentra que el valor máximo

que puede tomar, de modo de mantener la estabilidad del sistema, es $\tau_{dmax} = 1.07[s]$. Este valor es determinado estudiando la estabilidad del sistema a medida que aumenta el valor del retardo τ_d manteniendo los demás parámetros fijos, mediante la ecuación característica (7.39) de la sección 7.2.1

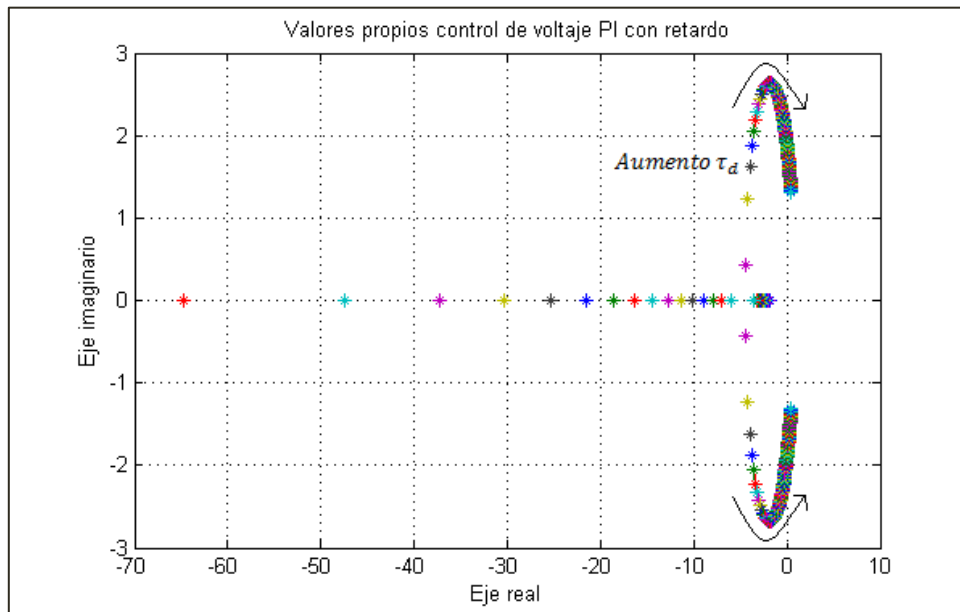


Gráfico 8.10: Movimiento de los polos del control secundario de voltaje al aumentar el retardo τ_d .

8.2.2.2 CONTROL SECUNDARIO DE FRECUENCIA

La estabilidad del control secundario de frecuencia se divide en el estudio de los controladores presentados anteriormente.

8.2.2.2.1 CONTROLADOR PI CON RETARDO

Para estudiar la estabilidad del sistema que considera un controlador PI sintonizado con el retardo, es decir, utilizando los valores encontrados en la sección 8.1.4.1 y la ecuación característica (7.40) presentada en la sección 7.2.2 se encuentra que los polos del sistema son:

- Al sintonizar de acuerdo al ancho de banda BW :

$$p_{1,2} = -15.0170 \pm j13.3946$$

$$p_3 = -2.7659$$

Con lo que el polo dominante es p_3 y a partir de este valor se comprueba que:

$$\begin{aligned}\omega_p &= 2.7659 \left[\frac{rad}{s} \right] \\ \xi &= 1 \\ t_s &= 1.627[s] \\ BW &= 3.2679 \left[\frac{rad}{s} \right]\end{aligned}$$

- Al sintonizar de acuerdo al tiempo de estabilización t_s :

$$\begin{aligned}p_{1,2} &= -15.5176 \pm j10.8136 \\ p_3 &= -3.2147\end{aligned}$$

El polo dominante es p_3 , por lo que a partir de este valor se comprueba que:

$$\begin{aligned}\omega_p &= 3.2147 \left[\frac{rad}{s} \right] \\ \xi &= 1 \\ t_s &= 1.3998[s] \\ BW &= 3.6297 \left[\frac{rad}{s} \right]\end{aligned}$$

Por lo que nuevamente se cumplen las condiciones para las que se diseñaron los controladores en la sección 8.1.4.1. Como se había mencionado anteriormente, se obtiene que el controlador sintonizado de acuerdo al tiempo de estabilización tiene un mayor ancho de banda que el sintonizado de acuerdo a este otro parámetro. Además se comprueba que controladores más rápidos requieren de un mayor ancho de banda.

Además se obtiene que el sistema es estable porque todos los polos se ubican en el semiplano izquierdo.

El Gráfico 8.11 muestra cómo se mueven los polos al aumentar el retardo τ_d y dejar fijo el valor de L , es decir, el retardo utilizado para la sintonización, por lo que no se varía el valor de los controladores. A medida que crece el valor del retardo los polos se acercan a 0 para luego ubicarse en el semiplano derecho, con lo que el sistema se vuelve inestable. Se debe destacar que este gráfico fue obtenido en el caso de sintonizar el controlador PI de modo de obtener un tiempo de estabilización dado. Para el caso de sintonizar en torno a un ancho de banda, el comportamiento de la figura es el mismo.

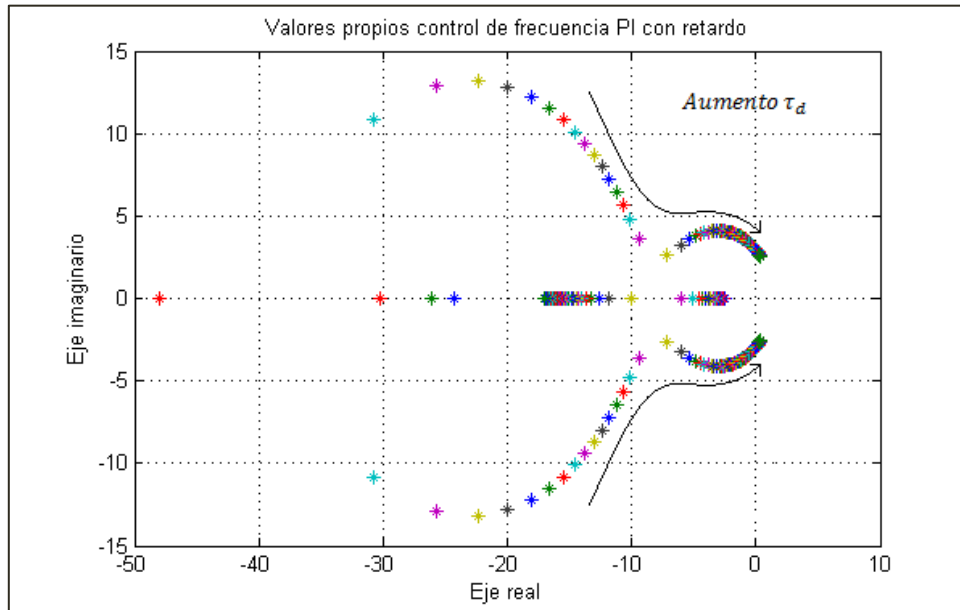


Gráfico 8.11: Movimiento de los polos del control secundario de frecuencia al aumentar el retardo τ_d con controlador PI sintonizado de acuerdo a t_s .

Los retardos máximos se determinan variando el valor del retardo del sistema τ_d en la ecuación característica (7.40) presentada en la sección 7.2.2, manteniendo el valor del resto de los parámetros fijo (en particular el retardo teórico $L = 0.1[s]$). Luego, al sintonizar de acuerdo al ancho de banda el retardo máximo admitido es:

$$\tau_{dmax} = 0.8300[s]$$

Y al sintonizar de acuerdo al tiempo de estabilización el retardo máximo es:

$$\tau_{dmax} = 0.7700[s]$$

Así, a medida que el tiempo de estabilización del sistema es mayor, el retardo máximo admitido es mayor, o visto desde otro punto de vista, para menores anchos de banda el retardo máximo será mayor. Esto indica que el sistema será más robusto mientras menor sea el ancho de banda.

Además en la sección 8.3.2.2 se observará que los retardos máximos admitidos mediante simulación son cercanos a los obtenidos teóricamente.

8.2.2.2.2 CONTROLADOR PI CON PREDICTOR DE SMITH SIN FILTRO

Para estudiar la estabilidad del sistema se utilizan los valores de los parámetros presentados en la sección 8.1.4.2 y la ecuación (7.41). Se obtienen los siguientes polos:

$$\begin{aligned}p_{1,2} &= -20.0000 \pm j 0 \\p_3 &= -19.1376 \\p_4 &= -3.3024\end{aligned}$$

Luego, el sistema es estable ya que todos los polos se ubican en el semiplano izquierdo.

A partir del polo dominante, p_4 , se encuentra que:

$$\begin{aligned}\omega_p &= 3.3024 \left[\frac{rad}{s} \right] \\ \xi &= 1 \\ t_s &= 1.3626[s] \\ BW &= 3.2522 \left[\frac{rad}{s} \right]\end{aligned}$$

Por lo que se puede observar que se obtienen los mismos valores para los que fue diseñado el controlador y que se presentan en la sección 8.1.4.2.

El Gráfico 8.12 muestra el movimiento de los polos del sistema al aumentar el valor del retardo τ_d , manteniendo en su valor nominal el retardo $L = 0.1[s]$ utilizado en el predictor de Smith. Se observa que la cantidad de polos en el semiplano derecho es levemente menor al número obtenido con el control PI sintonizado para el retardo, por lo que se espera que la estabilidad se mantenga por un tiempo mayor. Esto se prueba al determinar el retardo máximo mediante la ecuación característica (7.41) de la sección 7.2.3 del mismo modo utilizado en los casos anteriores, obteniéndose un valor superior al obtenido antes:

$$\tau_{dmax} = 0.8300[s]$$

Nuevamente, el valor de retardo máximo obtenido mediante simulación es cercano al valor teórico como se presenta en la sección 8.3.2.2.

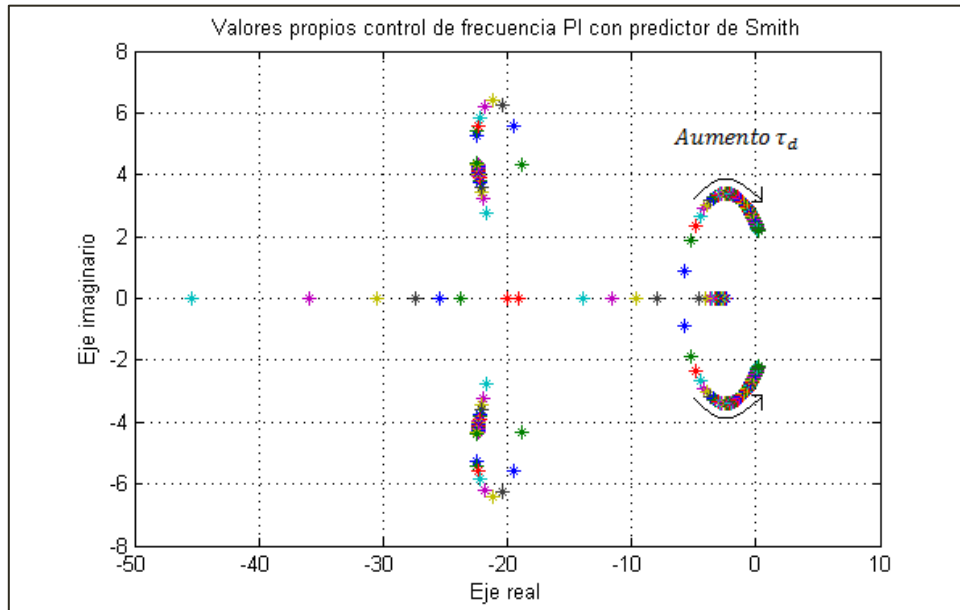


Gráfico 8.12: Movimiento de los polos del control secundario de frecuencia al aumentar el retardo τ_d con controlador PI con predictor de Smith.

8.2.2.2.3 CONTROLADOR PI CON PREDICTOR DE SMITH CON FILTRO1

Los parámetros utilizados al trabajar con el predictor de Smith con filtro1 son los mismos utilizados en el caso anterior, más el valor de la constante de tiempo del filtro pasaba bajos utilizados, cuyo valor es $\tau = 0.0637[s]$. La ecuación característica es la presentada en la sección 7.2.3. De esta forma se obtienen los siguientes polos en lazo cerrado:

$$\begin{aligned}
 p_{1,2} &= -20.0000 \\
 p_3 &= -19.1376 \\
 p_4 &= -15.7080 \\
 p_5 &= -3.3024
 \end{aligned}$$

Nuevamente se obtiene que todos los polos son negativos y por tanto el sistema diseñado es estable. Se destacar que el polo dominante es el mismo polo obtenido en el caso de trabajar sin un filtro en el predictor de Smith, lo que comprueba que los parámetros de sintonización son iguales entre estos controladores. Luego, a partir del polo p_5 , utilizando las ecuaciones de la sección 5.1, (5.1) y (5.2) se encuentra que el sistema cumple con:

$$\begin{aligned}
 \omega_p &= 3.3024 \left[\frac{rad}{s} \right] \\
 \xi &= 1 \\
 t_s &= 1.3626[s]
 \end{aligned}$$

$$BW = 3.2522 \left[\frac{rad}{s} \right]$$

De esta forma se obtienen los mismos parámetros de diseño de la sección 8.1.4.2. El efecto de variar el retardo se tiene en el Gráfico 8.13, el cual sigue un comportamiento análogo al del caso sin filtro pero en un rango más acotado del eje imaginario. El retardo máximo obtenido mediante el aumento del retardo τ_d en la ecuación característica (7.41) es:

$$\tau_{dmax} = 0.8800[s]$$

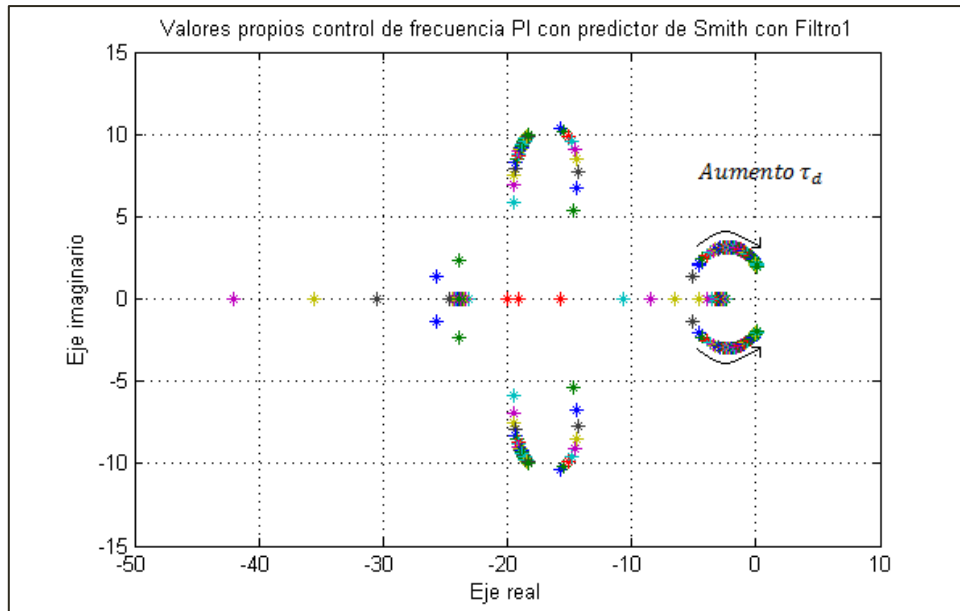


Gráfico 8.13: Movimiento de los polos del control secundario de frecuencia al aumentar el retardo τ_d con controlador PI con predictor de Smith con filtro1.

8.2.2.2.4 CONTROLADOR PI CON PREDICTOR DE SMITH CON FILTRO2

Los parámetros utilizados son los presentados en la sección 8.1.4.2, más una constante $T = 0.05[s]$ que corresponde al tiempo del filtro pasa bajos que forma parte del filtro implementado. Utilizando la ecuación característica (7.44) se obtienen los siguientes polos:

$$p_{1,2} = -10.0000 \pm j26.4575$$

$$p_{3,4} = -20.0000$$

$$p_5 = -19.1376$$

$$p_6 = -3.3024$$

Los polos obtenidos muestran que el sistema es estable y el polo dominante p_6 es igual al obtenido mediante los otros controladores PI con predictor de Smith, por lo que se comprueba

que las características de ellos son las mismas, tal como se diseñó en la sección 8.1.4.2, teniéndose la misma frecuencia natural, amortiguamiento, tiempo de estabilización y ancho de banda que ellos, obtenidos mediante las ecuaciones de la sección 5.1, (5.1) y (5.2). Luego:

$$\begin{aligned}\omega_p &= 3.3024 \left[\frac{rad}{s} \right] \\ \xi &= 1 \\ t_s &= 1.3626[s] \\ BW &= 3.2522 \left[\frac{rad}{s} \right]\end{aligned}$$

El Gráfico 8.14 muestra el movimiento de los polos al aumentar el retardo del sistema en la ecuación característica (7.42), obteniéndose nuevamente curvas similares. Luego, el retardo máximo aceptado es:

$$\tau_{dmax} = 0.7900[s]$$

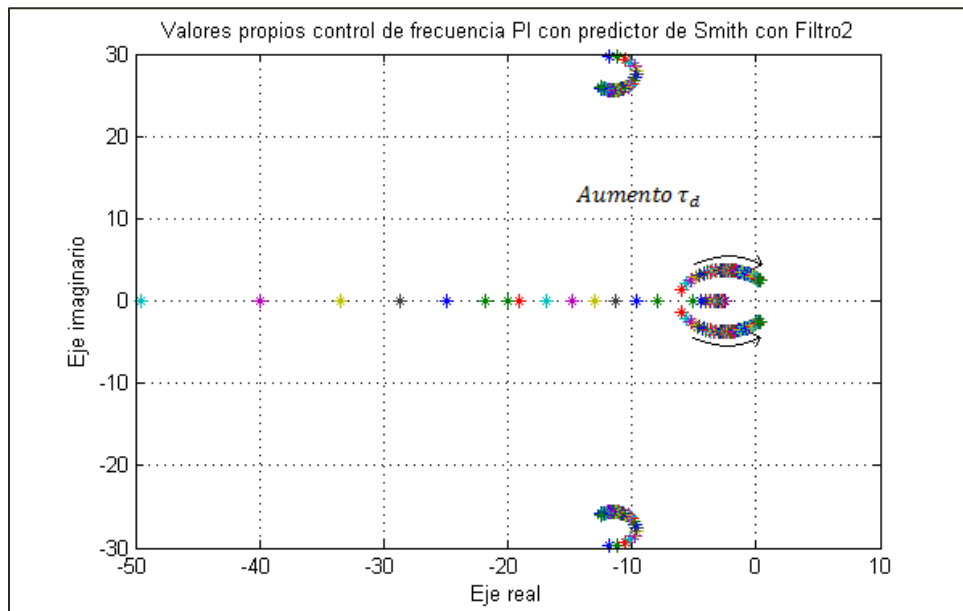


Gráfico 8.14: Movimiento de los polos del control secundario de frecuencia al aumentar el retardo τ_d con controlador PI con predictor de Smith con filtro2.

8.2.2.2.5 CONTROLADOR PREDICTIVO

Para el estudio de la estabilidad del control secundario de frecuencia con la estrategia de control predictivo se utilizan los parámetros de sintonización de la sección 8.1.4.3 y la ecuación característica de la ecuación (7.47). Luego, los polos del sistema para cada controlador predictivo diseñado se presentan en la Tabla 8.9. Cabe destacar que si bien el controlador predictivo opera

en el plano discreto, los polos presentados se encuentran en el plano s en vez de z , para entregar valores análogos a los de los demás controladores.

Tabla 8.9: Polos en el plano s de los controladores predictivos diseñados.

Caso	Predictivo con $T = 0.01$	Predictivo con $T = 0.02$ y sintonizado de acuerdo a BW	Predictivo con $T = 0.02$ y sintonizado de acuerdo a t_s
Polos	$p_1 = -3.38$ $p_2 = -19.35$ $p_{3,4} = -392.58 \pm j31.50$ $p_{5,6} = -392.68 \pm j94.45$ $p_{7,8} = -392.83 \pm j157.33$ $p_{9,10} = -392.97 \pm j220.10$ $p_{11,12} = -393.05 \pm j282.82$	$p_1 = -Inf$ $p_2 = -1.66$ $p_3 = -19.73$ $p_{4,5} = -639.81 \pm j52.36$ $p_{6,7} = -639.81 + j157.08$	$p_1 = -Inf$ $p_2 = -3.31$ $p_3 = -19.39$ $p_{4,5} = -479.53 \pm j117.81$ $p_{6,7} = -479.53 \pm j39.27$

Para todos los casos se obtiene que los polos se ubican en el semiplano izquierdo, por lo que el sistema es estable. A partir de los polos se puede determinar el valor de la frecuencia ω_p , amortiguamiento ξ , tiempo de estabilización t_s , y ancho de banda BW . La Tabla 8.10 muestra los resultados obtenidos para cada controlador predictivo diseñado. De la tabla se aprecia que según el tiempo de muestreo utilizado un mismo controlador cumplirá con los requerimientos de tiempo de estabilización y ancho de banda.

Tabla 8.10: Parámetros de los controladores obtenidos mediante análisis de polos.

Parámetro	Predictivo con $T = 0.01$	Predictivo con $T = 0.02$ y sintonizado de acuerdo a BW	Predictivo con $T = 0.02$ y sintonizado de acuerdo a t_s
Polo dominante	$p_1 = -3.38$	$p_2 = -1.66$	$p_2 = -3.31$
$BW[rad/s]$	3.2552	3.2892	6.3748
$\omega_p[rad/s]$	3.38	1.66	3.31
ξ	1	1	1
$t_s[s]$	1.3287	2.7071	1.3607

Además, el Gráfico 8.15 muestra el comportamiento de los polos discretos al aumentar el valor del retardo en el sistema en el caso del control predictivo con $T = 0.01[s]$. Se observa que a medida que el retardo aumenta los polos se desplazan hacia el origen, por lo que el sistema tiende a volverse inestable. Para los otros controladores diseñados el gráfico es análogo. Luego, los valores máximos de retardo para cada caso determinados mediante la ecuación característica $A(z^{-1})\Delta mm(z^{-1}) - B(z^{-1})z^{-1}k(z^{-1})$ se presentan en la Tabla 8.11.

Tabla 8.11: Retardos máximos de los controladores diseñados obtenidos mediante análisis de la ecuación característica.

Controlador	Retardo $\tau_{dmax}[s]$
Predictivo con $T = 0.01$	0.65
Predictivo con $T = 0.02$ y sintonizado de acuerdo a BW	1.14
Predictivo con $T = 0.02$ y sintonizado de acuerdo a t_s	0.68

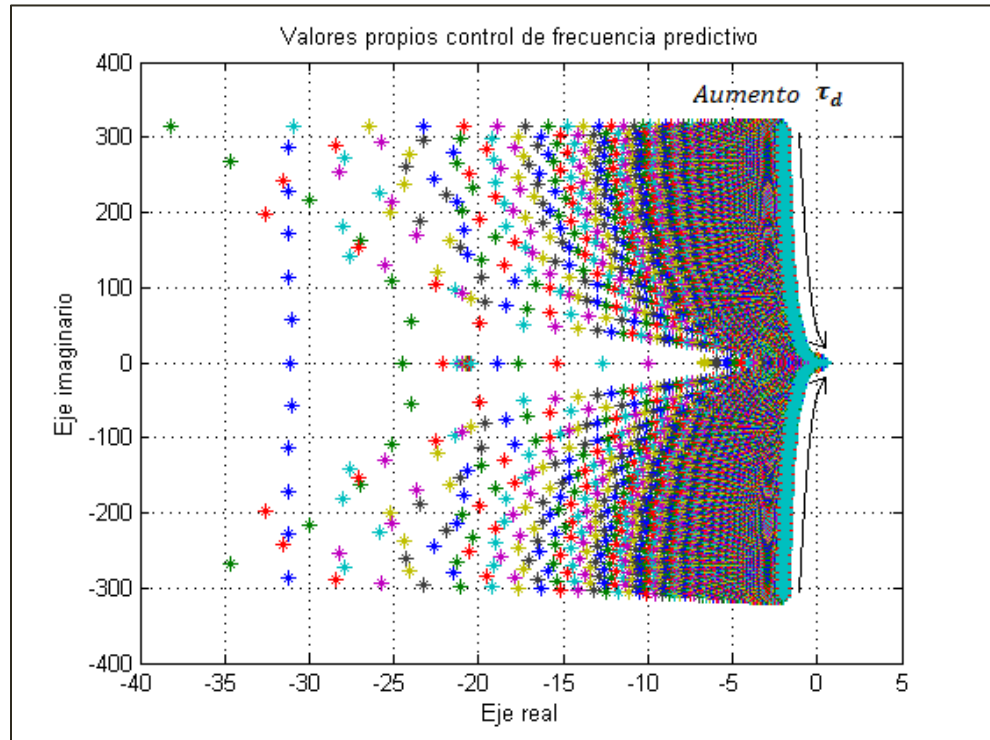


Gráfico 8.15: Movimiento de los polos del control secundario de frecuencia al aumentar el retardo τ_d con controlador predictivo.

8.2.2.3 DISCUSIÓN

Finalmente, la Tabla 8.12 presenta los retardos máximos aceptados obtenidos mediante análisis de estabilidad, así como las características de operación obtenidas con los tres controladores PI con predictor de Smith, el control PI sintonizado para un retardo de diseño de $L = 0.1[s]$, y los controladores predictivos con tiempo de muestreo $T = 0.01[s]$ y $T = 0.02[s]$. Se observa que el controlador predictivo sintonizado para $T = 0.02[s]$ de acuerdo a BW , presenta un retardo máximo mayor, seguido por el controlador PI sintonizado de acuerdo a BW , el predictor de Smith y el predictor de Smith con un filtro pasa-bajo (Filtro1) con constante de

tiempo 2.5. Estos resultados obtenidos teóricamente se comprobarán experimentalmente en la sección 8.3.

Con respecto a los valores de ancho de banda y tiempo de estabilización se cumple que de acuerdo al criterio de diseño utilizado los controladores presentan $BW = 3.25 \left[\frac{rad}{s} \right]$ o $t_s = 1.3[s]$. Por lo que se cumple que los controladores sean comparables con el controlador PI diseñado.

Tabla 8.12: Resumen características de los controladores diseñados.

Controlador	$T[s]$	Criterio diseño	$BW \left[\frac{rad}{s} \right]$	$\omega \left[\frac{rad}{s} \right]$	ξ	$MOV[\%]$	$t_s[s]$	$\tau_{dmax}[s]$
PI con retardo	-	BW	3.2679	2.7659	1	0	1.627	0.83
PI con retardo	-	t_s	3.6297	3.2147	1	0	1.3998	0.77
Smith	-	BW y t_s	3.2522	3.3024	1	0	1.3626	0.83
Smith Filtro1	-	BW y t_s	3.2522	3.3024	1	0	1.3626	0.88
Smith Filtro2	-	BW y t_s	3.2522	3.3024	1	0	1.3626	0.79
Predictivo	0.01	BW y t_s	3.2552	3.3867	1	0	1.3287	0.65
Predictivo	0.02	BW	3.2892	1.6623	1	0	2.7071	1.14
Predictivo	0.02	t_s	6.3748	3.307	1	0	1.3607	0.68

En la siguiente sección se presentan los resultados obtenidos al probar los controladores diseñados variando el retardo de la planta y manteniendo el valor del retardo de diseño.

8.3 RESULTADOS SIMULACIÓN

Se estudian los resultados obtenidos mediante la simulación de dos inversores conectados en paralelo con cargas en paralelo implementado en Simulink de Matlab. Al igual que el resto del trabajo presentado en esta tesis, los resultados se dividen en resultados del control primario y del control secundario. En el primero se presentan los resultados obtenidos al trabajar con varias cargas y varias potencias, mientras en el segundo se comparan los resultados obtenidos mediante los distintos métodos de control presentados.

8.3.1 CONTROL PRIMARIO

Los parámetros de la microrred simulada son los presentados en la Tabla 8.7, exceptuando los valores de cargas y potencias; y los controladores son los diseñados en la sección 8.1. Además, la Tabla 8.13 presenta los datos de potencias de los inversores y cargas conectadas en paralelo a cada uno para los distintos casos en estudio. Los primeros cuatro casos consisten en dos inversores de iguales características a los que se les conectan cargas distintas. En los casos 1, 2 y 4, el conjunto de las cargas corresponden al 85%, 98% y 60% del total de la potencia máxima del sistema, mientras que el caso 3 tiene una carga del 65% de la potencia activa total y 51% de la potencia reactiva total. Los casos 5 y 6 se caracterizan por tener inversores con distintas potencias activa y reactiva, así como también distintas cargas. Además, en el caso 6, se tiene una carga desconectada.

Tabla 8.13: Datos de los casos en estudio.

Caso	P_{1max} [W]	Q_{1max} [Var]	P_{2max} [W]	Q_{2max} [Var]	P_{carga1} [W]	Q_{carga1} [Var]	P_{carga2} [W]	Q_{carga2} [Var]
Caso 1	1800	1482	1800	1482	1799.93	799.967	1259.95	1324.95
Caso 2	1800	1482	1800	1482	1825.61	1235.82	1678	1604.72
Caso 3	1800	1482	1800	1482	1174	320.969	1154	1208
Caso 4	1800	1482	1800	1482	600	1300	1560	478.4
Caso 5	1800	1482	1400	800	1805.71	1295.24	400	800
Caso 6	1800	1482	1400	800	1805.71	1295.24	1	1

Los resultados obtenidos para cada caso se presentan en la Tabla 8.14. En ella se observan las potencias entregadas por cada inversor (P_{inv1} , Q_{inv1} , P_{inv2} y Q_{inv2}), así como las potencias totales generadas ($P_{inv1} + P_{inv2}$ y $Q_{inv1} + Q_{inv2}$) y demandadas (P_{Dem} y Q_{Dem}). Se observa que en todos los casos se cumple que la potencia demandada, tanto en potencia activa como reactiva, es alimentada por los inversores. Además, al comparar las potencias entregadas por cada inversor con las potencias demandadas por cada carga, se aprecia que ambos inversores son parte de la alimentación de las cargas y no solo el inversor más cercano a ella, lo que comprueba que se cumple el objetivo de tener un sistema de control que comparta carga. Esto se observa claramente en el caso 6, en el que a pesar de que la carga asociada al inversor 2 se encuentra desconectada, el inversor 2 entrega potencia, la que es utilizada en la alimentación de la carga 1.

Tabla 8.14: Resultados de los casos en estudio.

Caso	P_{inv1} [W]	Q_{inv1} [Var]	P_{inv2} [W]	Q_{inv2} [Var]	P_{inv1} + P_{inv2} [W]	Q_{inv1} + Q_{inv2} [Var]	P_{Dem} [W]	Q_{dem} [Var]
Caso 1	1530	1019	1530	1103	3060	2122	3059.88	2124.917
Caso 2	1751	1258	1751	1265	3502	2523	3503.61	2840.54
Caso 3	1165	690.5	1165	835	2330	1525.5	2328	1528.969
Caso 4	1070	943.5	1070	816	2140	1759.5	2160	1778.4
Caso 5	1235	968.8	960.7	1121	2195.7	2089.8	2205.71	2095.24
Caso 6	1006	696.1	782.6	601.5	1788.6	1297.6	1806.71	1296.24

Para observar la carga compartida en más detalle se presentan el Gráfico 8.16, Gráfico 8.17 y Gráfico 8.18 que muestran las potencias activas y reactivas entregadas por el inversor 1 (línea continua) y el inversor 2 (línea punteada) en los casos 1, 3 y 6.

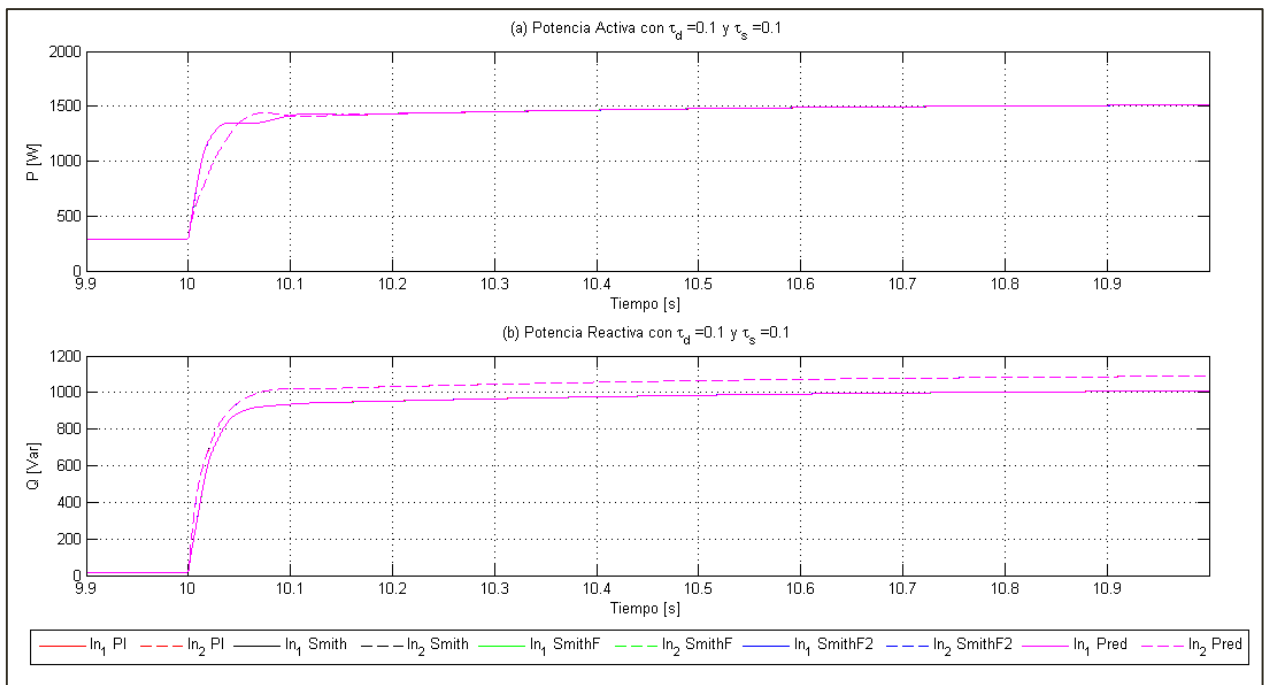


Gráfico 8.16: Potencia entregada por los inversores en el caso 1.

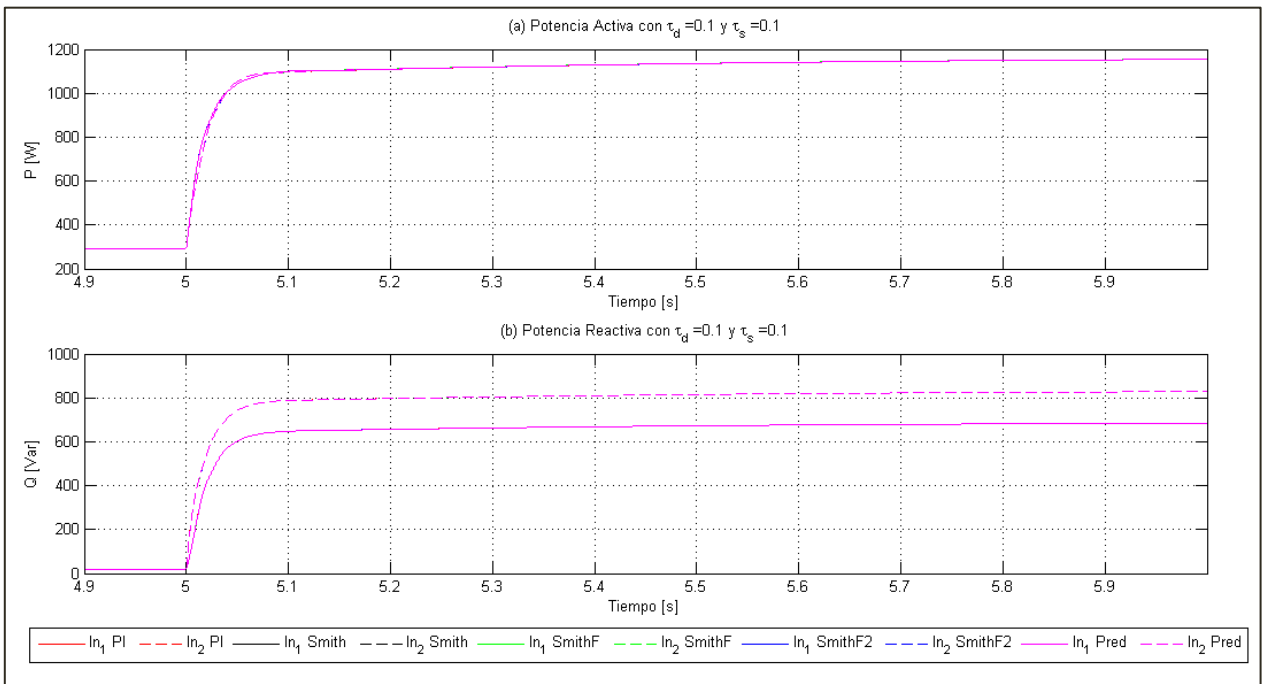


Gráfico 8.17: Potencia entregada por los inversores en el caso 3.

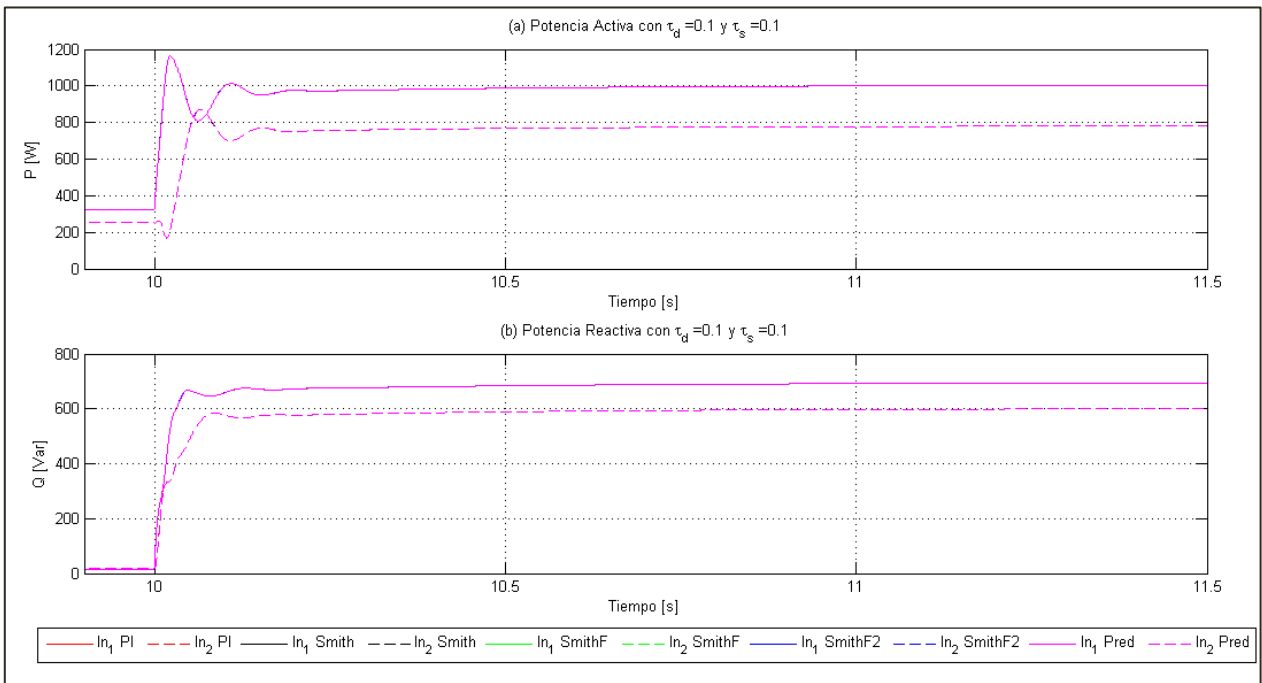


Gráfico 8.18: Potencia entregada por los inversores en el caso 6.

En los casos 1 y 3 (así como el 2 y 4 si se revisa la tabla) se observa que además de compartir potencia, en el caso de la potencia activa ambos inversores alcanzan un equilibrio. Esto se explica al analizar la ecuación (6.5) que representa el comportamiento de las curvas de estatismo, pero primero, a partir de (6.13) se tiene que:

$$\omega_1 = \omega_{01} + \omega_s \quad (8.3)$$

$$\omega_2 = \omega_{02} + \omega_s \quad (8.4)$$

Luego, la ecuación de las curvas de estatismo (6.5) permite obtener:

$$\omega_{01} = \omega_n - m_{p1}P_1$$

$$\omega_{02} = \omega_n - m_{p2}P_2$$

Reemplazando las ecuaciones (8.3) y (8.4) se tiene:

$$\omega_1 - \omega_s = \omega_n - m_{p1}P_1$$

$$\omega_2 - \omega_s = \omega_n - m_{p2}P_2$$

Como se sabe que en equilibrio la frecuencia en el sistema es única, se tiene que $\omega_1 = \omega_2$, por lo que igualando se llega a:

$$\omega_s + \omega_n - m_{p1}P_1 = \omega_s + \omega_n - m_{p2}P_2$$

$$m_{p1}P_1 = m_{p2}P_2 \quad (8.5)$$

A partir de la ecuación (8.5) se llega a que si los inversores tienen una misma potencia máxima, y por tanto sus pendientes son iguales $m_{p1} = m_{p2}$ se cumple que en el equilibrio:

$$P_1 = P_2 \quad (8.6)$$

Luego, cuando los inversores sean iguales en cuanto a potencia máxima la relación entre sus potencias entregada vendrá dada por (8.6) y cuando sean distintos por (8.5). De los resultados de la Tabla 8.14 se observa a simple vista que se cumple la ecuación (8.6) en los primeros cuatro casos, mientras que la Tabla 8.15 muestra que se cumple la ecuación (8.5) en los casos 5 y 6. La tabla muestra el valor de $m_p P$ para cada inversor obtenido con la potencia activa generada con $m_{p1} = 6.9813 * 10^{-4}$ y $m_{p2} = 8.9760 * 10^{-4}$. Se observa que a pesar de que las cargas conectadas a los inversores son distintas en ambos casos se mantiene la misma relación entre las cargas aportadas por cada inversor.

Tabla 8.15: Relación potencia activa entregada por inversores.

Caso	<i>Inv</i> ₁	<i>Inv</i> ₂
Caso 5	0.8622	0.8623
Caso 6	0.7400	0.7425

En el caso de la potencia reactiva se puede destacar que en ningún caso se alcanza el equilibrio entre los inversores, a pesar de que si se comparte potencia reactiva. Esto se explica a partir de la ecuación (6.14) que permite llegar a:

$$V_{1d}^* = V_{1dref} + V_d \quad (8.7)$$

$$V_{2d}^* = V_{2dref} + V_d \quad (8.8)$$

Además, a partir de (6.6) se tiene:

$$V_{1dref} = V_n - n_{p1} Q_1$$

$$V_{2dref} = V_n - n_{p2} Q_2$$

Reemplazando las ecuaciones (8.7) y (8.8) se tiene:

$$V_{1d}^* = V_n - n_{p1} Q_1$$

$$V_{2d}^* = V_n - n_{p2} Q_2$$

Pero en el equilibrio $V_{0d} = V_d^*$, como se mostrará más adelante. Por lo que:

$$V_{01d} = V_n - n_{p1} Q_1 \quad (8.9)$$

$$V_{02d} = V_n - n_{p2} Q_2 \quad (8.10)$$

A diferencia del caso de la frecuencia, en el estado estacionario no se cumple la igualdad de los voltajes, es decir, $V_1 \neq V_2$, debido a la existencia de una línea de transmisión que tiene caída de voltaje entre ellos. A partir de la línea se tiene que:

$$(V_{01d} + jV_{01q}) = Z_l(I_{ld} + jI_{lq}) + (V_{02d} + jV_{02q})$$

Como $V_{01q} = V_{02q} = V_q^* = 0$, la ecuación queda:

$$V_{01d} = Z_l(I_{ld} + jI_{lq}) + V_{02d}$$

Sin embargo, como se explicó en el análisis de pequeña señal del sistema, cada voltaje opera en su propio sistema de coordenadas. Utilizando la misma convención de la sección 7.1.1.5, es decir, tomando como referencia el voltaje del inversor 1, y pasando a sus coordenadas el voltaje del inversor 2 se tiene:

$$V_{01D} = Z_l(I_{lD} + jI_{lQ}) + V_{02D}$$

$$V_{02D} = \cos(\delta) V_{2d}$$

$$V_{01D} = Z_l(I_{lD} + jI_{lQ}) + \cos(\delta) V_{2d}$$

Donde δ es el desfase entre los ángulos del sistema de coordenadas dq del inversor 2 con respecto al inversor 1. Utilizando la última ecuación se pueden igualar las ecuaciones (8.9) y (8.10), llegando a:

$$Z_l(I_{lD} + jI_{lQ}) + V_n \cos(\delta) - V_n = n_{p2}Q_2 \cos(\delta) - n_{p1}Q_1 \quad (8.11)$$

En el caso en que las potencias reactivas máximas de los inversores son iguales, es decir, se tiene $n_{p1} = n_{p2}$, se llega a la ecuación (8.12).

$$Z_l(I_{lD} + jI_{lQ}) + V_n \cos(\delta) - V_n = n_p(Q_2 \cos(\delta) - Q_1) \quad (8.12)$$

Luego, a partir de las ecuaciones (8.11) y (8.12) se tiene que en ningún caso se alcanzará el equilibrio en cuanto a la potencia reactiva entregada por los inversores, por lo que se comprueban los resultados obtenidos. Además se comprueba la teoría, debido a que la caída de voltaje en la línea de transmisión impide que el voltaje sea el mismo en los dos inversores, por lo que las potencias reactivas tampoco lo serán.

De las mismas ecuaciones se puede comprobar que en el caso de no existir línea de transmisión, se cumple que $Z_l = 0$ y que $\delta = 0$, puesto que no hay desfase entre los voltajes porque se trata del mismo punto. Luego la ecuación (8.12) queda:

$$V_n - V_n = n_p(Q_2 - Q_1)$$

De donde se aprecia que si no hay línea de transmisión entre los inversores conectados en paralelo, se cumple que $Q_1 = Q_2$.

Por otro lado, el comportamiento de los controladores de voltaje y corriente internos de cada inversor se muestra en el Gráfico 8.19 y Gráfico 8.20. El Gráfico 8.19 muestra el voltaje de salida V_0 (línea continua roja) de los inversores 1 y 2 con respecto al voltaje de referencia de ellos (línea punteada en rojo), obtenido mediante el control de estatismo y el control secundario como ya se ha explicado. Se observa que en ambos inversores, tanto en el eje d como q , el voltaje del sistema alcanza su valor de referencia en $0.1[s]$. Este es el mismo valor que se obtuvo de forma teórica mediante el análisis de los polos del sistema en la sección 8.2.1, como se muestra en la Tabla 8.8.

Por otro lado, del gráfico se observa que en el instante en que el voltaje de salida de los inversores alcanza su valor de referencia, éste aún no ha alcanzado régimen permanente. Esto se debe a la actuación del control secundario de voltaje que será analizado en la sección siguiente.

El Gráfico 8.20 muestra la relación entre la corriente de los inversores I_{inv} con respecto a la corriente de referencia de ellos I^* , la cual es obtenida a partir de los requisitos del sistema en el tiempo como se describió en la sección 6.1.1. En este caso observa que en el eje d de los inversores la estabilidad entre ambos valores se alcanza en $0.01[s]$, mientras que el eje q es un poco más rápido. Este valor obtenido también es el mismo que se tiene de forma teórica a través del análisis de pequeña señal del control primario en la Tabla 8.8. Además, a diferencia del voltaje, la corriente ya se encuentra cercana a su régimen permanente a los $0.05[s]$, lo que se debe a que este lazo no se encuentra asociado a otro, como es en el caso del voltaje. Por otro lado,

como la referencia de corriente es seguida por el lazo de control, se comprueba que el sistema no está saturado y por tanto es capaz de entregar la corriente necesaria al sistema.

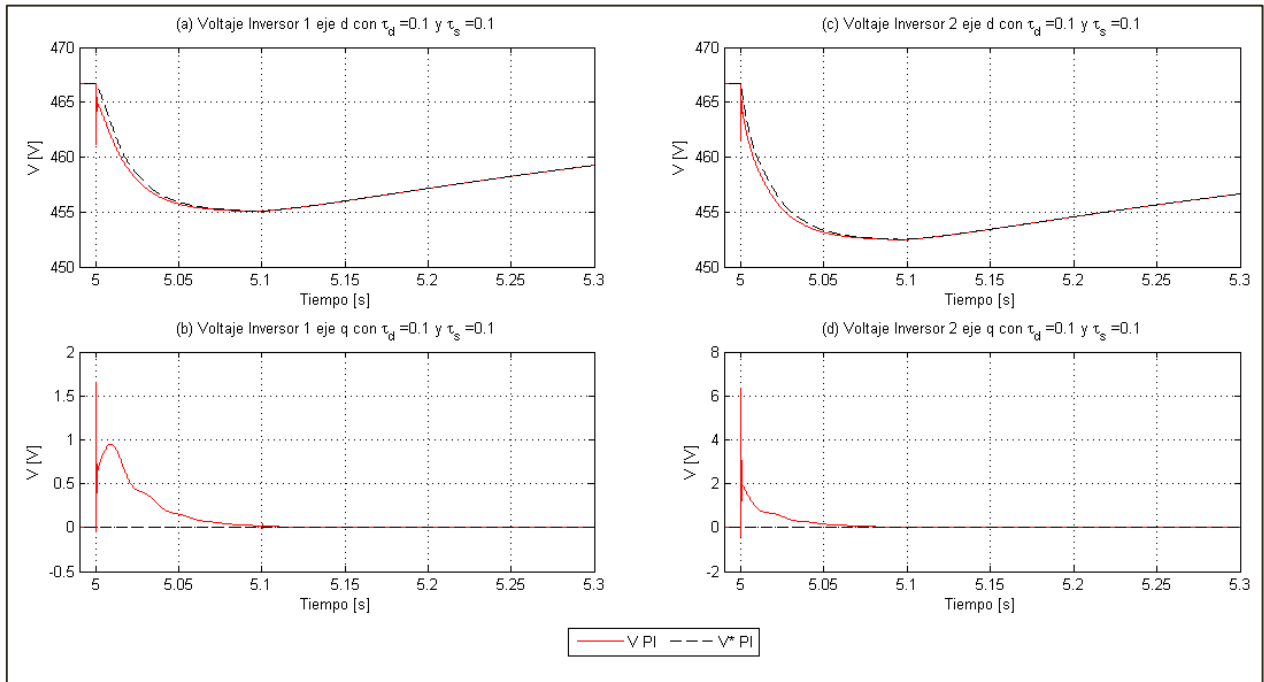


Gráfico 8.19: Controlador de voltaje de los inversores.

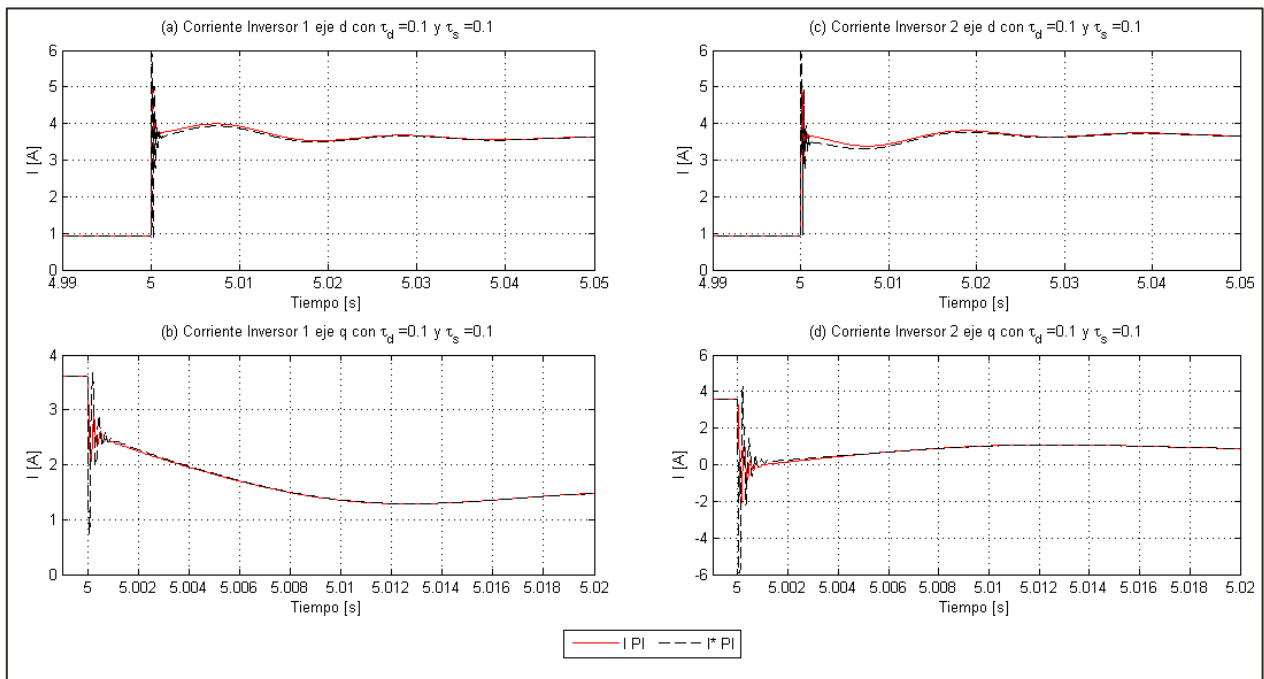


Gráfico 8.20: Controlador de corriente de los inversores.

La respuesta de la frecuencia en el sistema se presenta en el Gráfico 8.21. A diferencia de las respuestas anteriores en este caso se observan múltiples curvas de respuestas, correspondientes a las diversas estrategias de control secundario de frecuencia estudiadas, que fueron presentadas en la sección 5.1 y son aplicadas en 8.3.2.2, siendo cada línea la respuesta obtenida mediante una prueba distinta realizada, las que se indican al pie del gráfico. En particular, las líneas continuas indican los resultados obtenidos mediante el inversor 1 y las líneas punteadas las del inversor 2.

Independiente de la estrategia de control utilizada, que son explicadas en detalle en la sección siguiente, el Gráfico 8.21 permite observar que la frecuencia llega a un equilibrio entre los dos inversores (línea continua y línea punteada) con un valor menor al nominal en el instante 10.1[s]. Este valor es restituido a su valor nominal tras el accionar del control secundario de frecuencia, el cual eleva la frecuencia de todo el sistema entregando un $\Delta\omega_s$ como se ha explicado en secciones anteriores. Luego, se comprueba que dos inversores operando en paralelo operan a la misma frecuencia, lo que les permite compartir carga. También se verifica que el control de estatismo mantiene la frecuencia estable en un rango cercano a su valor nominal, y que es el control secundario de frecuencia el encargado de la restauración de ésta. Las respuestas particulares obtenidas con cada estrategia de control secundario de frecuencia son analizadas en detalle en la sección siguiente.

Además, los resultados de potencia presentados también fueron graficados en presencia de todas las pruebas del control secundario de frecuencia, pero a diferencia de la frecuencia, las distintas pruebas no arrojaron distintos resultados en potencia. Esto indica que tal como se ha diseñado el sistema, el control secundario de frecuencia solo afecta a la frecuencia del sistema y no a los otros lazos de control.

Lo mismo no se tiene para el control secundario de voltaje que es el responsable del aumento en el valor de la potencia entregada por los inversores una vez alcanzado el equilibrio entre ellos. Esta diferencia se debe a que la potencia de una carga se relaciona con el voltaje a través de la ecuación (8.13) que muestra que a mayor voltaje la carga para una dada impedancia será mayor.

$$S = \frac{V^2}{Z} \quad (8.13)$$

El mismo Gráfico 8.21 también muestra como las distintas estrategias de control secundario de frecuencia, al igual que en control secundario de voltaje, actúan sobre el sistema una vez equilibradas las frecuencias del inversor 1 y 2 y que su tiempo de estabilidad es mayor al de los otros lazos de control analizados. De esta forma, se tiene que se han cumplido las características de diseño de los lazos de control y que efectivamente no se produce acoplamiento entre ellos, pues sus tiempos de estabilización son ascendentes, con 0.01[s] para el controlador de corriente, 0.1[s] el controlador de voltaje, entre 0.1 y 0.2[s] según la carga conectada al lazo de control de estatismo, y cercano a 1[s] para el control secundario. Los lazos de controlador de voltaje y de estatismo tienen tiempos parecidos porque como se vio a partir del diseño sus tiempos son cercanos, sin embargo no se ven afectados entre sí.

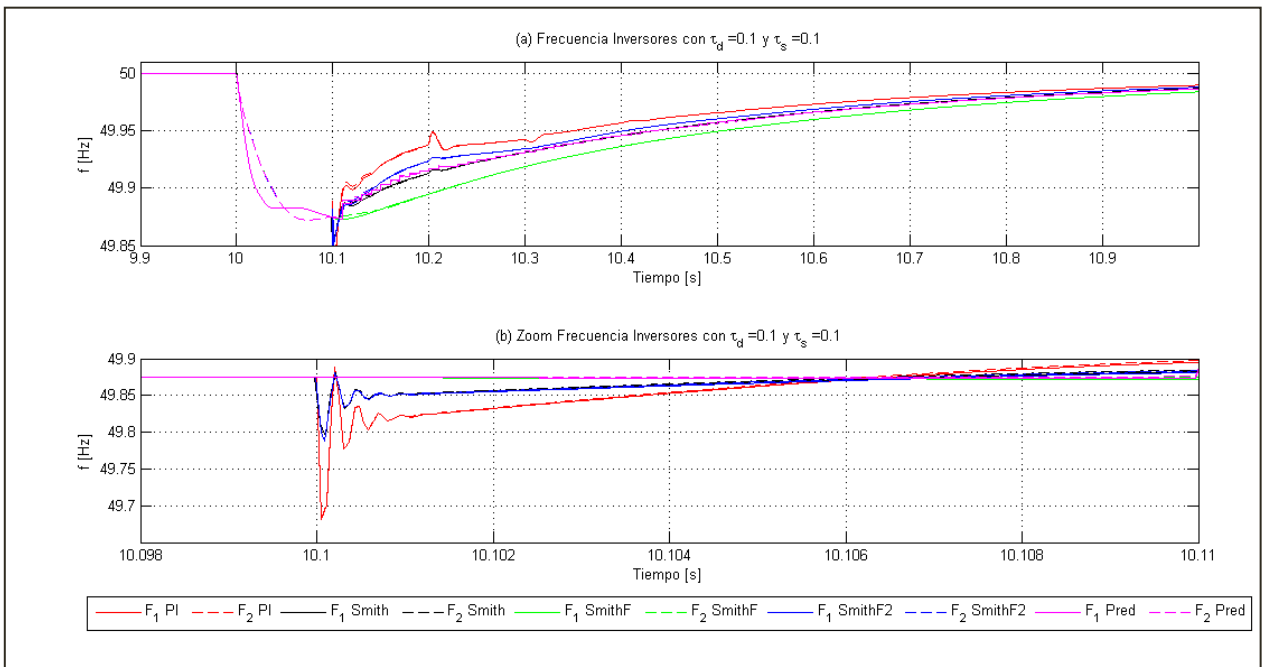


Gráfico 8.21: Frecuencia del sistema.

Por otro lado, los resultados obtenidos del control primario también han permitido observar que los impactos de carga en el sistema si bien varían el voltaje y la frecuencia con respecto a su valor nominal, la variación se mantiene dentro de límites predeterminados, por lo que se cumple el objetivo de controlar frecuencia y voltaje.

Finalmente, el estudio de estabilidad realizado utilizó los valores de carga del caso 1 en estudio, y por lo tanto se comprobó que en la práctica se tiene la estabilidad tal como se había predicho.

8.3.2 CONTROL SECUNDARIO

En la sección 8.3.1 se predijo parte del efecto del control secundario de voltaje y frecuencia en la operación de la microrred. En esta sección se presentan los resultados obtenidos por estos controladores, separando su estudio en control secundario de voltaje y control secundario de frecuencia, como se ha ido haciendo a lo largo de toda la tesis.

8.3.2.1 CONTROL SECUNDARIO DE VOLTAJE

En el caso del control secundario de voltaje se presenta la operación de la microrred con el controlador diseñado en la sección 8.1.2 utilizando los parámetros de la Tabla 8.7. En ella aparece la carga previa y tras el impacto de carga expresada en $[\Omega]$, es por ello que la Tabla 8.16 presenta sus valores equivalentes en términos de potencia.

Tabla 8.16: Carga del sistema en estudio en términos de potencia.

Carga	Previa al impacto de carga [W]	Impacto de carga [W]
Carga Inversor 1	289.258+j18.1746	1799.93+j799.967
Carga Inversor 2	289.258+j18.1746	1259.95+j1324.95

Luego, trabajando con retardo de diseño igual al retardo de la planta $L = \tau_d = 0.1[s]$, se obtienen los resultados presentados en el Gráfico 8.22. Solo se presenta el resultado de voltaje, puesto que el resto de las variables ya fueron analizadas en la sección anterior, y en ésta solo se desea analizar el efecto del control secundario de voltaje.

Del gráfico, se observa que el impacto de carga produce una caída de voltaje en el eje d de los voltajes de salida de los inversores V_{0i} , el cual es restituido a un valor cercano al nominal de 466.7[V]. El valor promedio de voltaje en el inversor 1 y 2 corresponde al valor nominal, puesto que como se describió en la sección 6.2.1 el control secundario de voltaje utiliza el promedio del voltaje a la salida de los inversores (después del filtro), y no un voltaje único puesto que no se alcanza un equilibrio en la red. Además, se aprecia que efectivamente no se presentan sobreoscilaciones, y que el tiempo de estabilización, llegando al 99.98% es de 2.0200 segundos, por lo que se cumplen los valores de diseño del controlador, $\xi = 1$ y $t_s = 1.9265[s]$.

Como se ha mencionado en la sección 6.2.1, el control secundario de voltaje solo actúa sobre el eje d del sistema. Esto se debe a que el control secundario agrega el voltaje V_d que falta para llegar al voltaje nominal a la referencia de voltaje V_{refdi} entregada por las curvas de estatismo, siendo el controlador de voltaje del inversor el que mantiene el voltaje a la salida del inversor V_{0i} en el valor deseado. Como el valor de la referencia del eje q V_{qi}^* se mantiene fija en 0, no es necesario el uso de un control de estatismo ni de un control secundario de voltaje. Esto se comprueba al observar los resultados del voltaje de salida de los inversores V_{0i} en el eje q en las figuras (b) y (d) del Gráfico 8.22. Como no se utiliza un control secundario de voltaje en este eje el tiempo de estabilización es solo el tiempo de estabilización del control de voltaje del inversor, es decir, 0.1[s].

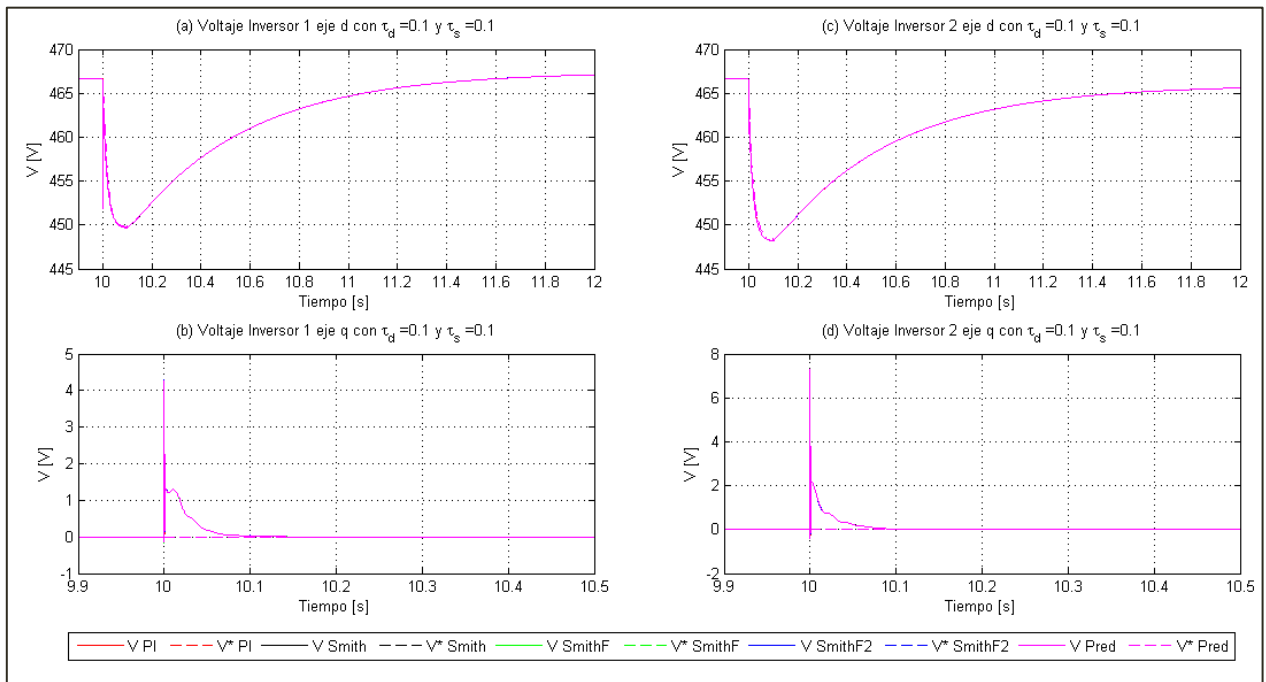


Gráfico 8.22: Voltaje en el sistema de dos inversores con retardo de diseño (L) y nominal (τ_d) de 0.1[s].

Además, en el Gráfico 8.23 se observa el voltaje en el sistema utilizando los mismos parámetros de la prueba anterior, pero con un retardo en el sistema $\tau_d = 0.8[s]$, es decir, se mantiene el valor del controlador utilizado y el resto de los parámetros, pero se varía el retardo del sistema. Se observa que el sistema presenta oscilaciones, pero éstas van disminuyendo, por lo que el sistema alcanza la estabilidad, sin embargo en un tiempo mucho mayor al de diseño. Luego, se cumple que el retardo máximo soportado por el control secundario de voltaje es mayor a 0.8[s]. Para determinar si el valor es efectivamente $\tau_{dmax} = 1.07[s]$ como lo indica el estudio de estabilidad de la sección 8.2.2.1 se deben realizar pruebas utilizando un mayor retardo del sistema, sin embargo estas pruebas no son adecuadas, ya que como se estudiará en la sección el control secundario de frecuencia es inestable desde retardos de 0.8[s] en el sistema.

Luego, se ha probado que el retardo máximo aceptado por el controlador secundario de voltaje es mayor al aceptado por el controlador secundario de frecuencia. Esto, junto a la menor velocidad de éste lazo de control permite hacer pruebas en el lazo de control secundario de frecuencia sin que el efecto del control secundario de voltaje influya afectando los límites de estabilidad y no así para el control secundario de voltaje para retardos mayores a 0.8[s].

Por otro lado, las distintas líneas representan los resultados obtenidos con el inversor 1 (línea continua) y el inversor 2 (línea punteada), y los distintos controladores de frecuencia: controlador PI (línea roja), predictor de Smith convencional (línea negra), predictor de Smith con Filtro1 (línea verde), y predictor de Smith con Filtro2 (línea azul). En este caso el voltaje obtenido presenta leves diferencias entre las pruebas realizadas con distintas estrategias de control secundario de frecuencia, a diferencia de lo que se tiene al trabajar con $L = \tau_d = 0.1[s]$,

como se ve en el Gráfico 8.22. Esto se debe a que el control secundario de frecuencia es inestable para un retardo $\tau_d = 0.8[s]$ cuando $L = 0.1[s]$. Luego, si un control secundario de frecuencia inestable no vuelven inestable al resto de los lazos de control, si provoca perturbaciones, las que llevan a que los resultados con las distintas estrategias no sean los mismos. En el caso de ser mayores estas perturbaciones se debe estudiar utilizar una planta de diseño del control secundario de voltaje distinta de 1 que incluya los efectos de los distintos lazos de control.

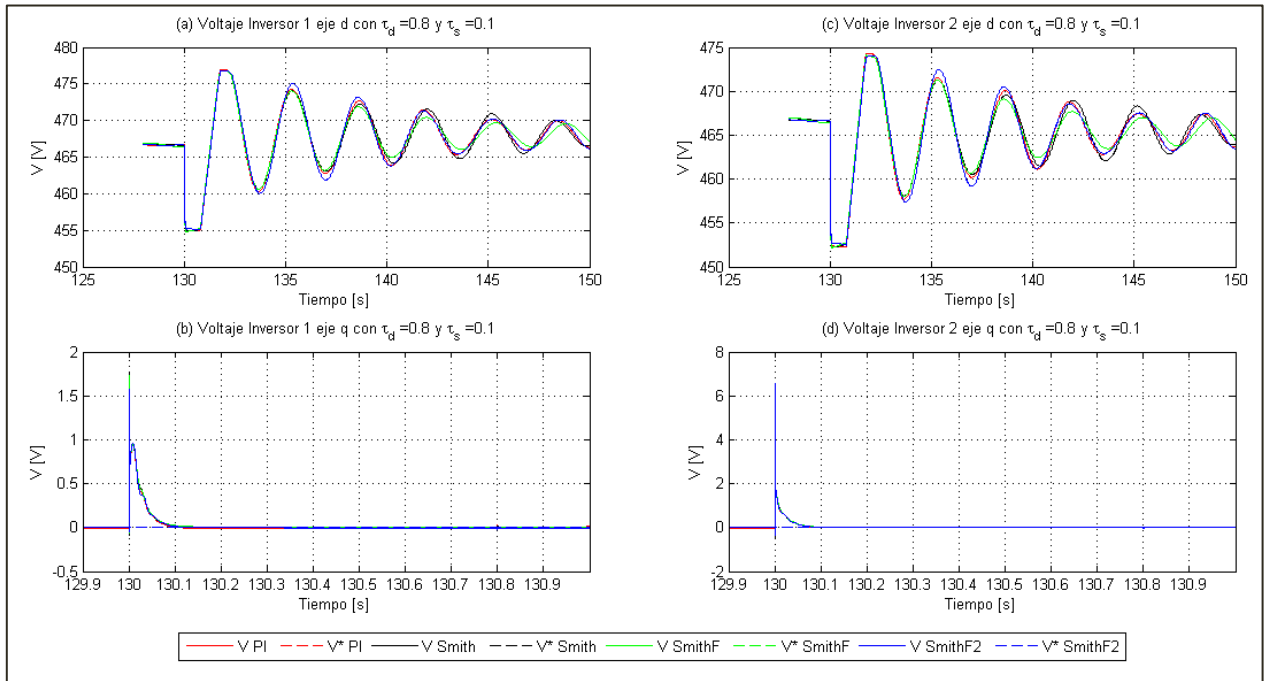


Gráfico 8.23: Voltaje en el sistema de dos inversores con retardo de diseño $L = 0.1[s]$ y nominal $\tau_d = 0.8[s]$.

8.3.2.2 CONTROL SECUNDARIO DE FRECUENCIA

En el caso del control secundario de frecuencia se estudian los seis controladores diseñados, el controlador PI sintonizado para el retardo, controlador PI con predictor de Smith sin filtro, controlador PI con predictor de Smith con filtro1, controlador PI con predictor de Smith con filtro2, controlador predictivo con $T = 0.01[s]$, y controlador predictivo con $T = 0.02[s]$. Estos controladores son estudiados para los casos sintonizados para tener un mismo ancho de banda BW y para tener un mismo tiempo de estabilización t_s . Además el sistema fue comparado con los controladores PI y PI con predictor de Smith operando en tiempo continuo y en tiempo discreto. El segundo caso fue aplicado para que estos controladores fueran más comparables con el controlador predictivo que opera en tiempo discreto.

Luego, se presentan los resultados obtenidos con cada uno de estos controladores operando en el sistema, y se prueba su robustez analizando su operación a medida que el retardo del

sistema τ_d aumenta, manteniendo el retado de diseño L constante. Como se ha visto en secciones anteriores los lazos de control del sistema han sido diseñados con distintos anchos de banda por lo que su funcionamiento no afecta mayormente al control secundario de frecuencia. Los parámetros utilizados para las pruebas son los presentados en la Tabla 8.7 y los controladores los diseñados en la sección 8.1. La Tabla 8.16 muestra los valores de la carga utilizada en términos de potencia.

J_f, J_U y J_T son los valores de la función objetivo en el tiempo de simulación, siendo J_f la asociada a la regulación dada por la ecuación (8.14), J_U la asociada al control del sistema dada por la ecuación (8.15), y J_T el valor total dado por (8.16). El valor de λ utilizado depende del tiempo de muestreo utilizado, por lo que se han calculado estos valores con respecto a los dos controladores predictivos, indicándose el valor de T en la primera fila de la tabla. Luego, debido a que los 5 controladores diseñados tienen características similares, el λ de los controladores predictivos se puede aplicar a los controladores PI, a pesar de que éste no sea un parámetro de ellos. En particular se espera que el J_T del control predictivo sea menor, puesto que este control está diseñado para minimizar esta función.

$$J_f = \frac{1}{T_{sim}} \sum_{k=1}^N (\omega_1(k) - \omega_n)^2 \quad (8.14)$$

$$J_U = \frac{1}{T_{sim}} \sum_{k=1}^N (\omega_s(k) - \omega_s(k-1))^2 \quad (8.15)$$

$$J_T = J_f + \lambda J_U \quad (8.16)$$

Inicialmente el sistema es probado al trabajar con un retardo de diseño o nominal $L = 0.1[s]$ en la comunicación entre control secundario e inversores. La Tabla 8.17 muestra los resultados obtenidos para las distintas pruebas realizadas cuando los controladores PI y PI con predictor de Smith se encuentran en tiempo continuo y los controladores predictivos con tiempos de muestreo $T = 0.01[s]$ y $T = 0.02[s]$ se han diseñado para tener un ancho de banda $BW = 3.25 \left[\frac{rad}{s} \right]$.

En ella PI es el controlador PI sintonizado con retardo; Smith el controlador PI con predictor de Smith convencional; Smith F, el controlador PI con predictor de Smith con Filtro1; Smith F2, el controlador PI con predictor de Smith con Filtro2; MPC1, el controlador predictivo con $T = 0.01[s]$; y MPC2, el controlador predictivo con $T = 0.02[s]$. τ_d corresponde al retardo del sistema; MOV a la sobreoscilación del sistema cuando el control secundario entra en operación; y t_s , al tiempo que tarda la frecuencia en llegar al 99.98% de su valor nominal, es decir en encontrarse en el rango $[49.99, 50.01][Hz]$. El error permanente no se muestra, puesto que éste es 0 para todos los casos, exceptuando cuando el control predictivo con tiempo de muestreo $T = 0.02[s]$ opera con $\tau_d = 1.1[s]$. Con respecto a t_s se debe tener en cuenta que a medida que el retardo era mayor no se alcanzó a llegar al estado estacionario porque el tiempo requerido de simulación era muy alto, y por tanto el tiempo que tardaba la simulación y los datos generados aún mayores. Por esto mismo para $\tau_d = 0.6[s]$ y $\tau_d = 0.7[s]$ el tiempo de estabilización se midió para 99.96% y 99.9% respectivamente.

Tabla 8.17: Resultados en caso continuo sintonizado de acuerdo a un ancho de banda
 $BW = 3.25 \left[\frac{rad}{s} \right]$ para $L = 0.1[s]$.

Tipo	$\tau_d[s]$	$T = 0.01[s]$			$T = 0.02[s]$			MOV [%]	$t_s[s]$
		J_f	J_U	J_T	J_f	J_U	J_T		
PI	0.01	0.8994	0.0054	3.0786	0.1341	0.0048	1.1990	0.14	0.70
Smith		0.4955	0.0012	0.9733	0.1981	0.0015	0.5328	0.08	0.78
Smith F		0.5235	0.0003	0.6249	0.2602	0.0005	0.3681	0.08	0.87
Smith F2		0.3635	0.0013	0.8712	0.1607	0.0021	0.6398	0.08	0.70
MPC1		0.3599	0.0016	1.0168	-	-	-	0.08	0.74
MPC2		-	-	-	0.3896	0.0006	0.5324	0.08	1.34
PI	0.1	0.3757	0.0087	3.8468	0.1934	0.0081	1.9976	0.04	0.56
Smith		0.5959	0.0018	1.3265	0.3517	0.0022	0.8538	0	0.64
Smith F		0.6132	0.0003	0.7314	0.3044	0.0006	0.4311	0	0.72
Smith F2		0.5133	0.0013	1.0395	0.3081	0.0020	0.7642	0.02	0.54
MPC1		0.4478	0.0019	1.2227	-	-	-	0	0.60
MPC2		-	-	-	0.4158	0.0007	0.5675	0	1.18
PI	0.2	0.4839	0.0086	3.9338	0.2475	0.0083	2.0971	0.04	0.47
Smith		0.6604	0.0016	1.3015	0.3590	0.0020	0.8164	0	0.45
Smith F		0.7366	0.0003	0.8767	0.3661	0.0007	0.5173	0	0.54
Smith F2		0.6115	0.0017	1.3058	0.3521	0.0028	0.9824	0	0.37
MPC1		0.5629	0.0020	1.3559	-	-	-	0	0.43
MPC2		-	-	-	0.4707	0.0007	0.6323	0	1.02
PI	0.3	0.6345	0.0087	4.1367	0.3228	0.0085	2.2314	0.04	0.31
Smith		0.7869	0.0017	1.4707	0.4097	0.0022	0.9113	0	0.33
Smith F		0.8960	0.0004	1.0641	0.4459	0.0008	0.6283	0	0.44
Smith F2		0.6790	0.0019	1.4350	0.3432	0.0031	1.0416	0	0.23
MPC1		0.7179	0.0021	1.5502	-	-	-	0	0.29
MPC2		-	-	-	0.5346	0.0008	0.7074	0	0.88
PI	0.4	0.8768	0.0090	4.4662	0.4439	0.0090	2.4499	0.06	0.63
Smith		1.0871	0.0015	1.6795	0.6005	0.0021	1.0629	0.02	0.80
Smith F		1.1140	0.0005	1.3203	0.5548	0.0010	0.7799	0.02	0.42
Smith F2		0.9445	0.0025	1.9414	0.4889	0.0041	1.4122	0.02	0.74
MPC1		0.9455	0.0022	1.8347	-	-	-	0.02	0.82
MPC2		-	-	-	0.6105	0.0008	0.7968	0	0.76
PI	0.5	1.3835	0.0093	5.1180	0.6970	0.0098	2.8813	0.08	2.34
Smith		1.4187	0.0018	2.1455	0.7512	0.0026	1.3426	0.04	1.19
Smith F		1.4431	0.0007	1.7071	0.7194	0.0013	1.0090	0.04	1.42
Smith F2		1.4071	0.0024	2.3808	0.7123	0.0042	1.6552	0.06	1.78
MPC1		1.3450	0.0025	2.3343	-	-	-	0.04	1.88
MPC2		-	-	-	0.7037	0.0009	0.9066	0.01	0.70

PI	0.6	1.8034	0.0059	4.1765	0.9047	0.0072	2.5102	0.10	9.40
Smith		1.1965	0.0009	1.5707	0.6274	0.0015	0.9745	0.06	4.58
Smith F		1.0626	0.0005	1.2546	0.5303	0.0009	0.7420	0.06	2.86
Smith F2		1.7291	0.0019	2.4836	0.8679	0.0035	1.6481	0.08	9.40
MPC1		1.2632	0.0016	1.8936	-	-	-	0.06	6.67
MPC2		-	-	-	0.4119	0.0005	0.5219	0.02	0.66
PI	0.7	Inestable	-	-	-	-	-	-	-
Smith		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
Smith F		1.0927	0.0005	1.2873	0.5459	0.0010	0.7619	0.08	11.4
Smith F2		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
MPC1		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
MPC2		-	-	-	0.2502	0.0003	0.3145	0.04	2.10
PI	0.8	Inestable	-	-	-	-	-	-	-
Smith		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
Smith F		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
Smith F2		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
MPC1		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
MPC2		-	-	-	2.0752	0.0018	2.4756	0.14	3.90
PI	0.9	Inestable	-	-	-	-	-	-	-
Smith		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
Smith F		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
Smith F2		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
MPC1		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
MPC2		-	-	-	3.7732	0.0031	4.4722	0.11	9.80
PI	1.0	Inestable	-	-	-	-	-	-	-
Smith		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
Smith F		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
Smith F2		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
MPC1		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
MPC2		-	-	-	7.6395	0.0062	9.0255	0.20	>19.00
PI	1.1	Inestable	-	-	-	-	-	-	-
Smith		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
Smith F		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
Smith F2		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
MPC1		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
MPC2		-	-	-	-	-	-	0.20	>19.00

De los resultados de la tabla se observa que todos los controladores, menos el controlador PI con predictor de Smith con Filtro1 y el controlador predictivo sintonizado con $T = 0.02[s]$ se vuelven inestables en $\tau_d = 0.7[s]$. Estos valores son cercanos a los de la teoría, obtenidos en la sección 8.2 mediante análisis de estabilidad, pudiendo deberse las diferencias a las

aproximaciones de Padé y de la planta del controlador utilizadas, puesto que como se observa para los controladores discretos los valores son más cercanos. No obstante, se cumple que el controlador PI con predictor de Smith con Filtro1 sea el quinto en perder la estabilidad y el controlador predictivo con $T = 0.02[s]$ se el último.

Además, se observa que el controlador predictivo con $T = 0.02[s]$ sintonizado para el ancho de banda es considerablemente más robusto que los otros controladores puesto que mantiene la estabilidad hasta $\tau_d = 1.1[s]$, lo que corresponde a la teoría que entrega un valor de $\tau_{dmax} = 1.14[s]$. Sin embargo, este controlador tiene un tiempo de estabilización del doble al trabajar con valores nominales. Esto último también comprueba la teoría que arroja un valor de $2.7[s]$ para este controlador y de $1.3[s]$ para los demás. Cabe destacar que el rango de valores no es el mismo, porque en la simulación se midió el tiempo de estabilización al alcanzar un 99.98% de $50[Hz]$ y la teoría fue determina con un valor más cercano. Estas diferencias en la medición se debieron a que por capacidades computacionales no se pudo trabajar con un mayor detalle. No obstante, las mediciones realizadas permiten observar el mismo comportamiento.

Por otro lado, en general el controlador PI sintonizado para el retardo, el controlador PI con predictor de Smith, el controlador PI con predictor de Smith con filtro1, el controlador PI con predictor de Smith con filtro2, y el controlador predictivo con $T = 0.01[s]$ entregan resultados similares, siendo levemente más rápido el controlador PI con predictor de Smith con Filtro2, seguido por el caso del PI, el predictor Smith básico, el control predictivo y finalmente por el predictor de Smith con filtro1. Las menores sobreoscilaciones al aumentar el retardo se dan en el controlador predictivo con $T = 0.02[s]$, seguido por controlador PI con predictor de Smith con filtro1 y el controlador PI con predictor de Smith convencional. Esto se ve reflejado en los valores de J_T , en el que los valores se vuelven considerablemente menores en los controladores mencionados. En particular, el control PI presenta un valor elevado en el caso en que $\tau_d = 0.6[s]$.

Con respecto al valor de J_T , llama la atención que al trabajar con el controlador predictivo con $T = 0.01[s]$, en el caso nominal ($L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.1[s]$) su valor no sea mínimo, sino que para el controlador PI con predictor de Smith. Y que los tres casos de predictor de Smith tengan valores similares a los del control predictivo. Se infiere que esto se debe al hecho que los predictores de Smith también minimizan la diferencia cuadrática entre la referencia y la salida, y para las leyes de control, pues son calculadas previamente y realimentadas. Además, en particular el controlador PI con predictor de Smith con Filtro1 tiene un filtro pasa-bajo en su realimentación que le permite atenuar las altas frecuencias asociadas al control primario, lo que permite que los errores de aproximación en la planta $G_p = 1$, sean atenuados.

Además, como se mencionó en la teoría, el controlador predictivo no fue diseñado de modo de sintonizar λ lo que se ve reflejado en el resultado de J_T obtenido. El resultado obtenido mediante el controlador predictivo con $T = 0.02[s]$ sirve como prueba de ello, puesto que a pesar de ser un controlador más lento, permite obtener un valor de J_T considerablemente mejor, debido a que su optimización de J_U es mejor. Como el control PI no posee características predictivas, su valor de J_T es mayor. Luego, en general, el valor de J_T refleja adecuadamente el comportamiento de cada controlador para los casos en estudio.

En el Gráfico 8.24 se observan los resultados presentados en la Tabla 8.17 para el caso nominal, es decir, $\tau_d = L = 0.1[s]$. Se puede observar que el controlador PI sintonizado para el retardo presenta más oscilaciones que los otros controladores, y que la velocidad de éste controlador junto al controlador PI con predictor de Smith convencional, controlador PI con predictor de Smith con Filtro2 y controlador predictivo con $T = 0.01[s]$ es prácticamente la misma, seguida por el controlador PI con predictor de Smith con Filtro1. El controlador predictivo con $T=0.02[s]$ es considerablemente más lento como indica el diseño de éste. En el caso de trabajar con un controlador PI con predictor de Smith con Filtro1, no se presentan oscilaciones y el tiempo de estabilización es similar, lo que lo convierte en una adecuada solución.

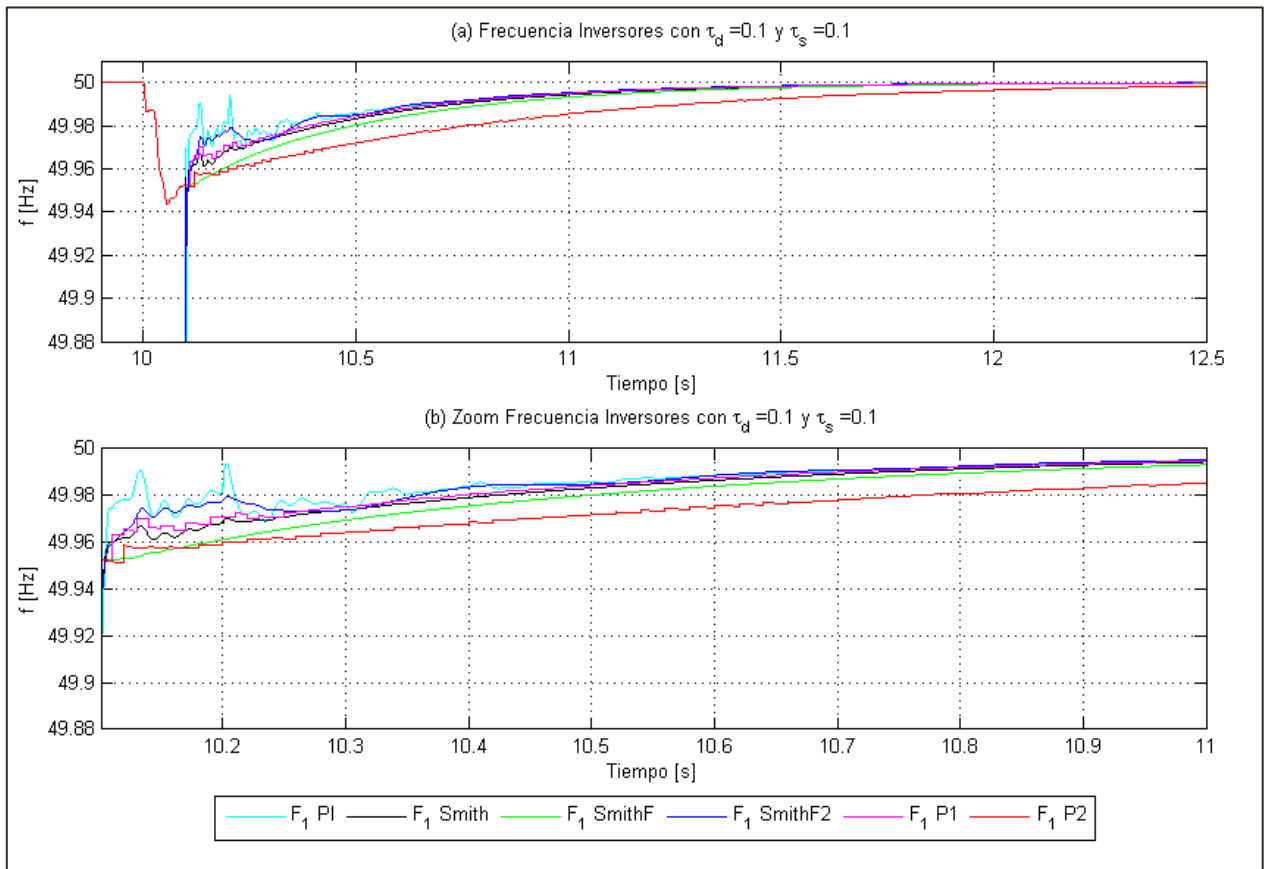


Gráfico 8.24: Frecuencia caso continuo sintonizado para BW con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.1[s]$.

En el Anexo F-1 se encuentran los gráficos obtenidos al trabajar con un retardo de la planta de $0.4[s]$, $0.7[s]$ y $0.8[s]$ respectivamente y $0.1[s]$ de diseño. Como se muestra en la Tabla 8.17, a partir de un retardo de $0.4[s]$, el sistema presenta oscilaciones antes de alcanzar la estabilidad. En particular en el caso de un retardo de $0.6[s]$ se aprecia que el controlador PI con predictor de Smith con Filtro1 y el controlador predictivo con $T = 0.02[s]$ presentan oscilaciones menores, siendo considerablemente menores en el control predictivo. Esta situación se acentúa al aumentar

el retardo llegándose a que al trabajar con un retardo de 0.7[s] y aún más en 1.1[s] donde el resto de los controladores es inestable, es decir un 1000% mayor al retardo de diseño.

Cabe agregar que no se presentan los resultados de voltaje, corriente y potencia, ya que estos fueron presentados en secciones anteriores. En el caso del control primario, los resultados asociados al caso 1 en estudio son los asociados a las pruebas aquí presentadas. Además, como se explicó en esas secciones, el control secundario de frecuencia no influye considerablemente en los lazos del control primario: potencia activa, potencia reactiva, corriente y voltaje; ni en el lazo del control secundario de voltaje. Esto es aplicable para valores de retardo τ_d cercanos al valor de diseño L , puesto que a medida que va aumentando el valor del retardo, y consiguientemente el sistema se vuelve inestable, se obtienen resultados como los presentados en la sección 8.3.2.1, donde se pudo observar que en esos casos los otros lazos de control se ven afectados por el control secundario de frecuencia.

Los resultados obtenidos al sintonizar los mismos controladores de acuerdo al tiempo de estabilización $t_s = 1.3[s]$ se muestran en la Tabla 8.18. Como se aprecia en la Tabla 8.12, el controlador PI sintonizado para el retardo y el controlador predictivo con $T = 0.02[s]$ son los que debieron ser cambiados para adoptar los nuevos requisitos. En el caso del controlador PI las variaciones son bajas, por lo que los resultados obtenidos son prácticamente iguales. En cambio, el controlador predictivo con $T = 0.02[s]$ se vuelve comparable en cuanto a tiempo de estabilización con el resto de los controladores. Esto produce que su robustez disminuya, volviéndose inestable a los 0.7[s] en vez de 1.2[s]. Además, en este caso el valor de J_T no es el menor, sino que el controlador PI con predictor de Smith con Filtro1 presenta el mínimo. En el Anexo F-2 se presentan los gráficos obtenidos para los retardos 0.1[s], 0.4[s], 0.6[s] y 0.7[s].

Tabla 8.18: Resultados en caso continuo sintonizado de acuerdo a un tiempo de estabilización $t_s = 1.3[s]$ para $L = 0.1[s]$.

Tipo	$\tau_d [s]$	$T = 0.01[s]$			$T = 0.02[s]$			MOV [%]	$t_s [s]$
		J_f	J_U	J_T	J_f	J_U	J_T		
PI	0.01	0.6549	0.0034	2.0309	0.1388	0.0033	0.4860	0.10	0.67
Smith		0.4955	0.0012	0.9733	0.1981	0.0015	0.3550	0.08	0.78
Smith F		0.5235	0.0003	0.6249	0.2602	0.0005	0.3108	0.08	0.87
Smith F2		0.3635	0.0013	0.8712	0.1607	0.0021	0.3853	0.08	0.70
MPC1		0.3599	0.0016	1.0168	-	-	-	0.08	0.74
MPC2		-	-	-	0.2174	0.0019	0.4222	0.08	0.80
PI	0.1	0.3808	0.0052	2.4702	0.1951	0.0050	0.7207	0.02	0.54
Smith		0.5959	0.0018	1.3265	0.3517	0.0022	0.5871	0	0.64
Smith F		0.6132	0.0003	0.7314	0.3044	0.0006	0.3638	0	0.72
Smith F2		0.5133	0.0013	1.0395	0.3081	0.0020	0.5219	0.02	0.54
MPC1		0.4478	0.0019	1.2227	-	-	-	0	0.60
MPC2		-	-	-	0.2407	0.0019	0.4403	0	0.62
PI	0.2	0.4921	0.0052	2.5920	0.2508	0.0052	0.7987	0.02	0.41
Smith		0.6604	0.0016	1.3015	0.3590	0.0020	0.5734	0	0.45

Smith F		0.7366	0.0003	0.8767	0.3661	0.0007	0.4370	0	0.54
Smith F2		0.6115	0.0017	1.3058	0.3521	0.0028	0.6476	0	0.37
MPC1		0.5629	0.0020	1.3559	-	-	-	0	0.43
MPC2		-	-	-	0.2994	0.0021	0.5147	0	0.44
PI	0.3	0.6510	0.0054	2.8084	0.3303	0.0055	0.9078	0.02	0.30
Smith		0.7869	0.0017	1.4707	0.4097	0.0022	0.6448	0	0.33
Smith F		0.8960	0.0004	1.0641	0.4459	0.0008	0.5314	0	0.44
Smith F2		0.6790	0.0019	1.4350	0.3432	0.0031	0.6706	0	0.23
MPC1		0.7179	0.0021	1.5502	-	-	-	0	0.29
MPC2		-	-	-	0.3780	0.0022	0.6125	0	0.32
PI	0.4	0.9177	0.0056	3.1715	0.4636	0.0060	1.0914	0.04	0.73
Smith		1.0871	0.0015	1.6795	0.6005	0.0021	0.8172	0.02	0.80
Smith F		1.1140	0.0005	1.3203	0.5548	0.0010	0.6604	0.02	0.42
Smith F2		0.9445	0.0025	1.9414	0.4889	0.0041	0.9217	0.02	0.74
MPC1		0.9455	0.0022	1.8347	-	-	-	0.02	0.82
MPC2		-	-	-	0.4920	0.0025	0.7547	0.02	0.90
PI	0.5	1.5279	0.0061	3.9794	0.7685	0.0070	1.5033	0.08	2.54
Smith		1.4187	0.0018	2.1455	0.7512	0.0026	1.0284	0.04	1.19
Smith F		1.4431	0.0007	1.7071	0.7194	0.0013	0.8552	0.04	1.42
Smith F2		1.4071	0.0024	2.3808	0.7123	0.0042	1.1543	0.06	1.78
MPC1		1.3450	0.0025	2.3343	-	-	-	0.04	1.88
MPC2		-	-	-	0.6869	0.0030	0.9977	0.04	1.24
PI	0.6	2.4087	0.0047	4.2736	1.2060	0.0066	1.8998	0.1	>9.40
Smith		1.1965	0.0009	1.5707	0.6274	0.0015	0.7901	0.06	4.58
Smith F		1.0626	0.0005	1.2546	0.5303	0.0009	0.6295	0.06	2.86
Smith F2		1.7291	0.0019	2.4836	0.8679	0.0035	1.2336	0.08	9.40
MPC1		1.2632	0.0016	1.8936	-	-	-	0.06	6.67
MPC2		-	-	-	0.6158	0.0022	0.8437	0.06	5.74
PI	0.7	Inestable	-	-	-	-	-	-	-
Smith		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
Smith F		1.0927	0.0005	1.2873	0.5459	0.0010	0.6471	0.08	11.4
Smith F2		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
MPC1		Inestable	-	-	-	-	-	-	-
MPC2		Inestable	-	-	-	-	-	-	-

Como se mencionó anteriormente, los controladores en tiempo continuo son discretizados para que la comparación entre controladores sea más semejante. Luego estos controladores deben ser discretizados para un tiempo de muestreo $T = 0.01[s]$ y $T = 0.02[s]$ para compararlos con los controladores predictivos asociados a cada valor. De esta forma se presentan cuatro casos en estudio: controladores con $T = 0.01[s]$ sintonizados de acuerdo al ancho de banda, controladores con $T = 0.01[s]$ sintonizados de acuerdo al tiempo de estabilización, controladores con $T =$

0.02[s] sintonizados de acuerdo al ancho de banda, y controladores con $T = 0.02[s]$ sintonizados de acuerdo al tiempo de estabilización. Los resultados obtenidos al discretizar con $T = 0.01$ son análogos a los presentados anteriormente, por lo que no se analizan a continuación y se encuentran en el Anexo G. Los resultados obtenidos con $T = 0.02[s]$ se encuentran en la Tabla 8.19 y Tabla 8.20.

Lo primero que se debe destacar es que el controlador PI con predictor de Smith con Filtro2 deja de ser comparable con el resto de los controladores ya que presenta error permanente distinto de cero, lo que se prueba al observar los valores considerablemente mayores de J_T . Esto a la vez indica que al discretizar el controlador, el PI perdió sus características, por lo que la discretización realizada no representa de forma correcta a este controlador. Debido a esto las mediciones de este controlador no son presentadas.

El resto de los controladores en general no presentan diferencia con respecto a su operación continua. Solo se debe destacar que el controlador PI sintonizado de acuerdo al tiempo de estabilización mejora su respuesta levemente al discretizar con $T = 0.02[s]$, entregando valores de J_T menores a los de los otros controladores al operar con retardo nominal.

Además, a partir de los casos se observa que se sigue cumpliendo que el controlador predictivo sintonizado de acuerdo al ancho de banda con $T = 0.02[s]$ es el más robusto pero que opera con un tiempo de estabilización mayor al de los demás. Asimismo, se mantiene que el controlador PI con predictor de Smith con Filtro1 si bien es levemente más lento que los otros controladores, presenta menores sobreoscilaciones y mayor robustez. Esto también se debe a que los controladores lentos generalmente son más robustos, dado que el coeficiente de amortiguamiento $\xi \approx 1$ no presenta oscilaciones.

Con respecto a los retardos máximos permitidos los valores obtenidos son similares a los mismos a los obtenidos en el caso continuo exceptuando el caso del controlador PI con predictor de Smith convencional. De esta forma se tiene que en general la operación de los controladores no varía por trabajar en tiempo continuo o discreto.

En los Anexos F-3, F-4, F-5 y F-6 se muestran los gráficos obtenidos al trabajar con $T = 0.01[s]$ y $T = 0.02[s]$.

Tabla 8.19: Caso discreto con $T = 0.02[s]$ sintonizado de acuerdo a un ancho de banda $BW = 3.25 \left[\frac{rad}{s} \right]$ para $L = 0.1[s]$.

Tipo	$\tau_d[s]$	J_f	J_u	J_T	MOV [%]	$t_s[s]$
PI	0.01	0.9443	0.0120	3.6223	0	1.16
Smith		1.3704	0.0036	2.1861	0	1.28
Smith F		1.7815	0.0029	2.4225	0	1.42
Smith F2		22.3237	0.0053	23.5155	-	-
Predictivo		2.3361	0.0023	2.8593	0	2.03
PI	0.1	1.1078	0.0142	4.2839	0	0.92
Smith		1.5561	0.0045	2.5539	0	1.02
Smith F		1.9966	0.0035	2.7746	0	1.14
Smith F2		22.2770	0.0075	23.9480	-	-
Predictivo		2.5115	0.0026	3.0931	0	1.76
PI	0.2	1.5073	0.0156	5.0005	0	0.66
Smith		1.9704	0.0053	3.1653	0	0.70
Smith F		2.4437	0.0042	3.3776	0	0.78
Smith F2		22.6792	0.0081	24.4950	-	-
Predictivo		2.8799	0.0029	3.5267	0	1.50
PI	0.3	2.0885	0.0176	6.0343	0.04	0.55
Smith		2.5316	0.0065	3.9922	0.02	0.44
Smith F		3.0294	0.0051	4.1655	0.02	1.08
Smith F2		23.2519	0.0099	25.4686	-	-
Predictivo		3.3109	0.0032	4.0340	0	1.17
PI	0.4	3.0822	0.0211	7.8050	0.10	2.05
Smith		3.3604	0.0083	5.2134	0.06	1.23
Smith F		3.8469	0.0063	5.2660	0.06	1.49
Smith F2		24.1590	0.0123	26.9185	-	-
Predictivo		3.8266	0.0036	4.6410	0	0.92
PI	0.5	5.3766	0.0291	11.8945	0.16	>4.50
Smith		4.8542	0.0114	7.4162	0.12	3.34
Smith F		5.1855	0.0084	7.0687	0.12	4.46
Smith F2		26.1917	0.0175	30.1107	-	-
Predictivo		4.4640	0.0041	5.3913	0.04	1.84
PI	0.6	6.1091	0.0240	11.4753	0.22	>19.40
Smith		2.2011	0.0050	3.3109	0.18	9.70
Smith F		1.9776	0.0032	2.6848	0.16	6.90
Smith F2		21.4040	0.0101	23.6638	-	-
Predictivo		1.3265	0.0012	1.5956	0.06	2.10
PI	0.7	Inestable	-	-	-	-
Smith		9.9996	0.0215	14.8164	0.24	>19.40
Smith F		4.1335	0.0065	5.5888	0.20	14.80
Smith F2		Inestable	-	-	-	-

Predictivo		1.6241	0.0014	1.9460	0.10	2.10
PI	0.8	Inestable	-	-	-	-
Smith		Inestable	-	-	-	-
Smith F		Inestable	-	-	-	-
Smith F2		Inestable	-	-	-	-
Predictivo		2.0928	0.0018	2.4989	0.14	3.90
PI	0.9	Inestable	-	-	-	-
Smith		Inestable	-	-	-	-
Smith F		Inestable	-	-	-	-
Smith F2		Inestable	-	-	-	-
Predictivo		2.3894	0.0020	2.8421	0.12	9.80
PI	1	Inestable	-	-	-	-
Smith		Inestable	-	-	-	-
Smith F		Inestable	-	-	-	-
Smith F2		Inestable	-	-	-	-
Predictivo		7.6395	0.0062	9.0255	0.20	>19.0
PI	1.1	Inestable	-	-	-	-
Smith		Inestable	-	-	-	-
Smith F		Inestable	-	-	-	-
Smith F2		Inestable	-	-	-	-
Predictivo		8.8271	0.0072	10.4360	0.20	>19.0

Tabla 8.20: Caso discreto con $T = 0.02[s]$ sintonizado de acuerdo a un tiempo de estabilización $t_s = 1.3[s]$ para $L = 0.1[s]$.

Tipo	$\tau_d[s]$	J_f	J_U	J_T	MOV [%]	$t_s[s]$
PI	0.01	0.9695	0.0083	1.8447	0	1.10
Smith		1.3704	0.0036	1.7528	0	1.28
Smith F		1.7815	0.0029	2.0820	0	1.42
Smith F2		22.3237	0.0053	22.8824	-	-
Predictivo		1.2584	0.0048	1.7673	0	1.24
PI	0.1	1.1402	0.0101	2.2008	0	0.86
Smith		1.5561	0.0045	2.0238	0	1.02
Smith F		1.9966	0.0035	2.3613	0	1.14
Smith F2		22.2770	0.0075	23.0603	-	-
Predictivo		1.4355	0.0058	2.0416	0	0.98
PI	0.2	1.5577	0.0116	2.7736	0	0.58
Smith		1.9704	0.0053	2.5305	0	0.70
Smith F		2.4437	0.0042	2.8814	0	0.78
Smith F2		22.6792	0.0081	23.5304	-	-
Predictivo		1.8418	0.0067	2.5494	0	0.68
PI	0.3	2.1866	0.0138	3.6342	0.04	0.68
Smith		2.5316	0.0065	3.2163	0.02	0.44
Smith F		3.0294	0.0051	3.5620	0.02	1.08
Smith F2		23.2519	0.0099	24.2910	-	-
Predictivo		2.4009	0.0081	3.2468	0.02	0.40
PI	0.4	3.3289	0.0178	5.1984	0.10	2.26
Smith		3.3604	0.0083	4.2290	0.06	1.23
Smith F		3.8469	0.0063	4.5121	0.06	1.49
Smith F2		24.1590	0.0123	25.4525	-	-
Predictivo		3.2506	0.0101	4.3069	0.08	1.76
PI	0.5	6.3224	0.0284	9.3028	0.18	>4.50
Smith		4.8542	0.0114	6.0551	0.12	3.34
Smith F		5.1855	0.0084	6.0683	0.12	4.46
Smith F2		26.1917	0.0175	28.0287	-	-
Predictivo		4.8554	0.0139	6.3098	0.14	4.06
PI	0.6	Inestable	-	-	-	-
Smith		2.2011	0.0050	2.7213	0.18	9.70
Smith F		1.9776	0.0032	2.3091	0.16	6.90
Smith F2		21.4040	0.0101	22.4633	-	-
Predictivo		2.4621	0.0064	3.1361	0.18	12.60
PI	0.7	Inestable	-	-	-	-
Smith		9.9996	0.0215	12.2575	0.24	>19.30
Smith F		4.1335	0.0065	4.8157	0.20	14.80
Smith F2		Inestable	-	-	-	-
Predictivo		Inestable	-	-	-	-

La Tabla 8.21 muestra los resultados obtenidos por el controlador PI con retardo sintonizado de acuerdo al tiempo de estabilización, los tres controladores con predictor de Smith y el controlador predictivo con $T = 0.01[s]$ al trabajar con un impacto de carga correspondiente al 60% de la carga disponible, es decir, utilizando el caso 3 presentado en la Tabla 8.13, mientras que los resultados anteriores fueron obtenidos al trabajar con un impacto de carga correspondiente al 85% de la carga del sistema. De los resultados se puede destacar que el comportamiento es equivalente al presentado anteriormente, puesto que los controladores presentan la misma conducta en cuanto a robustez, inicio de las oscilaciones y orden de llegada de los controladores para alcanzar la estabilidad del sistema. Esto muestra que la correlación entre los distintos controladores no depende de la carga.

Tabla 8.21: Resultados con controladores diseñados para $L = 0.1[s]$ con carga al 60%.

Tipo	$\tau_d[s]$	J_f	J_U	J_T	MOV [%]	$t_s [s]$
PI	0.1	1.1509	0.0040	3.6824	0.2807	0.76
Smith		1.5261	0.0013	2.3601	0.1002	0.86
Smith F1		1.9175	0.0008	2.4833	0	0.94
Smith F2		1.4783	0.0016	2.5114	0.1002	0.82
Predictivo		1.5178	0.0017	2.6003	0	0.91
PI	0.4	3.1847	0.0059	6.8709	0.2607	1.43
Smith		3.3963	0.0026	5.0213	0.1002	1.1
Smith F1		3.7955	0.0017	4.881	0	1.32
Smith F2		3.3964	0.0028	5.184	0.1002	1
Predictivo		3.2343	0.0026	4.8908	0	1.08
PI	0.3	1.6212	0.0047	4.5927	0.2807	0.64
Smith		1.8785	0.0019	3.0908	0.1203	0.47
Smith F1		2.2916	0.0011	2.9632	0	0.47
Smith F2		1.738	0.0021	3.0299	0.1203	0.47
Predictivo		1.9088	0.002	3.1386	0	0.57

Por otra parte, la Tabla 8.22 muestra resultados al trabajar con los mismos cinco controladores secundarios de frecuencia, con $L = \tau_d = 0.1[s]$ y los casos 2-5 presentados en la Tabla 8.13. En ella se aprecia que si bien la forma en la que se relacionan los distintos controladores entre sí no varía, los tiempos de estabilidad de todos ellos se ven afectados por el valor del impacto de carga aplicado. Esto indica que la carga afecta al control secundario, por lo que el control primario del sistema si influye en el desempeño del control secundario y por tanto la aproximación de la planta del control secundario a 1 puede ser mejorada. Una posible solución a este problema es la implementación de un análisis en variables de estado mediante el uso de pequeña señal para todo el sistema y no solo para el control primario. Este análisis no fue realizado porque no permitiría analizar los distintos lazos de control de forma independiente.

Tabla 8.22: Resultados con controladores diseñados para $L = 0.1[s]$ con $\tau_d = 0.1[s]$ y distintas cargas.

Caso	Controlador	$\tau_d[s]$	MOV [%]	$t_s[s]$
Caso 2	PI	0.1	0.5424	1.08
	Smith		0.1806	1.11
	Smith F1		0	1.2
	Smith F2		0.1806	1.07
	Predictivo		0	1.11
Caso 3	PI	0.1	0.3210	0.81
	Smith		0.1203	0.85
	Smith F1		0	0.94
	Smith F2		0.1203	0.82
	Predictivo		0	0.85
Caso 4	PI	0.1	0.1202	0.77
	Smith		0.0401	0.82
	Smith F1		0	0.90
	Smith F2		0.0401	0.82
	Predictivo		0	0.78
Caso 5	PI	0.1	0.1805	0.85
	Smith		0.0601	0.89
	Smith F1		0	0.98
	Smith F2		0.0601	0.85
	Predictivo		0	0.89
Caso6	PI	0.1	0.0801	0.71
	Smith		0.0200	0.76
	Smith F1		0	0.84
	Smith F2		0.0200	0.72
	Predictivo		0	0.76

Un resumen de los resultados obtenidos es presentado en la sección siguiente.

8.4 DISCUSIÓN

Se han presentado los resultados obtenidos al estudiar el control primario y secundario del sistema. Con respecto al control primario se ha visto que éste efectivamente comparte carga en el sistema y cumple independiente de la repartición de ésta con respecto a los inversores. Es decir, el sistema funciona cuando las cargas mayores se encuentran cercanas al inversor con menor potencia y viceversa. Además se comprobó que el sistema se encuentra estable en el punto de operación como había sido indicado por el análisis de estabilidad realizado en la sección 8.2.1.

Con respecto al control secundario, se estudiaron diversas estrategias de control para minimizar el efecto del retardo en la comunicación. Estas estrategias fueron estudiadas en condiciones iguales, diseñadas para operar a un mismo ancho de banda $BW = 3.25 \left[\frac{rad}{s} \right]$, o un mismo tiempo de estabilización $t_s = 1.3[s]$. Luego, se presentaron resultados en que los controladores en tiempo continuo fueron discretizados de modo que su funcionamiento estuviera en las mismas condiciones de los otros controladores.

Para cada caso se estudió la robustez del sistema, probando las simulaciones al aumentar el retardo de la planta τ_d y manteniendo el retardo de diseño $L = 0.1[s]$. La Tabla 8.23 presenta un resumen de los retardos máximos obtenidos al trabajar en tiempo continuo y discreto con respecto a sus valores teóricos, donde $\tau_{dmax\ teo}$ es el retardo máximo obtenido teóricamente mediante análisis de estabilidad; $\tau_{dmax\ con}$ es el retardo máximo obtenido mediante simulación con los controladores sin discretizar; y $\tau_{dmax\ dis}$ es el retardo máximo obtenido mediante simulación trabajando con los controladores discretizados. Además, $Error\ \tau_{dmax\ c}$ es el error relativo del valor obtenido mediante simulación de los controladores continuos con respecto a los valores teóricos, y $Error\ \tau_{dmax\ d}$ es el error relativo de los controladores discretos.

Se observa que los controladores predictivos, diseñados en tiempo discreto, obtienen un error relativo mucho menor que el de los otros controladores. Esto se debe a que la ecuación característica con la que se calcula su retardo es la ecuación característica exacta del controlador, mientras que en el caso de los otros controladores, estos fueron diseñados con un retardo sin aproximar y en sus funciones de transferencia su valor es aproximado mediante Padé de orden 1.

Además, para todos los casos se debe considerar que hay un error de modelamiento en la planta del sistema, puesto que se asume que es completamente independiente del control primario y control secundario de frecuencia y en la práctica no es así. La relación entre estos lazos de control se deja planteado como trabajo futuro.

Tabla 8.23: Resumen retardos máximos teóricos y obtenidos.

Controlador	Sintonización	$\tau_{dmax\ teo} [s]$	$\tau_{dmax\ con} [s]$	Error $\tau_{dmax\ c} [\%]$	$\tau_{dmax\ dis} [s]$	Error $\tau_{dmax\ d} [\%]$
PI	BW	0.83	0.7	15.66	0.7	15.66
PI	t_s	0.77	0.7	9.09	0.7	9.09
Smith	BW y t_s	0.83	0.7	15.66	0.8	3.61
Smith F1	BW y t_s	0.88	0.8	9.09	0.8	9.09
Smith F2	BW y t_s	0.79	0.7	11.39	0.7	11.39
MPC1	BW y t_s	0.65	0.7	7.69	0.7	7.69
MPC2	BW	1.14	1.2	5.26	1.2	5.26
MPC2	t_s	0.68	0.7	2.94	0.7	2.94

Por último, tras el análisis realizado a las distintas estrategias de control se puede observar que el controlador PI con predictor de Smith con Filtro1 es la mejor solución, puesto que su tiempo de estabilización es prácticamente igual al de los controladores PI, PI con predictor de Smith convencional, PI con predictor de Smith con Filtro2 y predictivo sintonizado para el retardo y es más robusto que los demás controladores. El controlador predictivo con $T = 0.02[s]$ sintonizado de acuerdo al ancho de banda presenta un tiempo de estabilización considerablemente mayor, por lo que no permite llegar al estado estacionario en un tiempo deseado.

9 CONCLUSIONES

Se ha presentado un estado del arte en el que se presenta el concepto de microrred como una solución de generación distribuida para la creciente demanda energética. Para controlar una microrred se han presentado distintas soluciones, siendo las más aceptadas el uso de curvas de estatismo como control primario, un control secundario para restablecer la frecuencia y voltaje a sus valores nominales y un EMS como control terciario del sistema. En particular en esta tesis se ha implementado un control primario de frecuencia y voltaje distribuido mediante curvas de estatismo, y un control secundario, también de frecuencia y voltaje, centralizado para el cual se proponen distintos métodos para minimizar el efecto del retardo en la comunicación en el sistema. Para ambos niveles de control se han desarrollado análisis de estabilidad que han permitido determinar las características de los controladores utilizados y rangos de operación de los controladores que aseguran que la estabilidad se mantenga.

Para el estudio de estabilidad en el caso del control primario se ha diseñado un análisis de pequeña señal para el sistema en variables de estado basado en el trabajo presentado en [1]. Mientras que en el caso del control secundario se han estudiado los polos de las ecuaciones características de cada controlador implementado.

Tanto el estudio del control primario como secundario, han permitido comprobar que los controladores diseñados efectivamente cumplen con los parámetros de diseño. Para ello, en el caso del control primario se ha introducido el análisis mediante matriz de participación que permite relacionar cada polo con su correspondiente estado, mientras que en el control secundario al tratarse de un sistema SISO el análisis ha sido directo. Al cumplirse los valores de diseño de los controladores, se ha cumplido la teoría y se presenta el análisis de estabilidad como un buen estimador del desempeño del sistema.

La determinación de los rangos de operación ha permitido encontrar rangos de valores que pueden tomar las pendientes de estatismo en el caso del control primario, y los retardos máximos aceptados por cada estrategia de control en el control secundario. En particular, los retardos máximos obtenidos fueron comprobados mediante simulación, comprobándose la teoría.

La simulación de la microrred ha permitido comprobar que ésta es capaz de mantener la frecuencia y el voltaje dentro de rangos establecidos por normas internacionales como las presentadas en [89], tras la conexión, desconexión y variación de cargas. El control primario ha permitido llevar los valores de frecuencia y voltaje a operar dentro de los rangos, mientras que el control secundario los restablece a su valor nominal en el caso de la frecuencia y a un valor más cercano al nominal en el caso del voltaje.

Además se ha obtenido que ésta efectivamente comparte potencia activa y reactiva de modo que la alimentación de las cargas es llevada a cabo mediante ambos inversores independiente del valor de la carga conectada y de la potencia máxima suministrada por cada uno. En particular se comprobó la teoría en cuanto a la proporción en que cada inversor comparte potencia activa y reactiva. Por lo que fijando el valor de la pendiente de estatismo y conociendo el valor de las cargas del sistema se puede conocer la potencia que generará cada fuente.

En cuanto al estudio del control secundario, ya se mencionó que se comprobó que en el caso del control secundario de frecuencia efectivamente el valor de ésta es restablecido a su valor nominal, mientras que en el caso del control secundario de voltaje, se obtuvo que se cumplió que el promedio de los voltajes de salida de los inversores V_{0i} den el valor nominal del voltaje del sistema.

Mediante el estudio de distintos tipos de control secundario de frecuencia se determinó que un controlador PI con predictor de Smith con filtro pasa-bajo en la realimentación es la mejor alternativa para minimizar el efecto del retardo en la red y mantener la robustez de éste frente a incertezas en el valor del retardo de comunicación, debido a que entrega resultados con menores valores del indicador de desempeño J_T utilizado. Esta solución se recomienda a pesar de que al trabajar con un retardo de simulación igual al retardo de diseño el control PI con predictor de Smith con filtro pasa bajo (o filtro1) sea el que entrega una solución más lenta, después del control predictivo con $T = 0.02[s]$ sintonizado de acuerdo al ancho de banda. Esto se debe a que el tiempo extra que tarda el controlador no es considerable al considerar que es el que responde mejor frente a retardos mayores. Luego, también se ha comprobado lo presentado en [74], es decir, que un aumento de la robustez al conectar un filtro pasa-bajo genera una disminución en el desempeño.

Otra de las ventajas del predictor de Smith frente a los otros controladores es que la sintonización de éste no requiere del uso del retardo, por lo que el mismo controlador sirve para operar con distintos valores de τ_d , previo ajuste de éste en el modelo del sistema. Con respecto al control predictivo, el control PI con predictor de Smith presenta la ventaja agregada de ser más intuitivo para la sintonización. Además, para obtener mejores resultados, se puede utilizar un controlador PID junto con el predictor de Smith como se propone en [77].

En resumen, se ha comprobado la teoría puesto que se han obtenido los mismos valores de retardo máximo mediante simulación y análisis de estabilidad. Además, se ha comprobado que los lazos de control efectivamente trabajan a velocidades distintas, lo que ha sido comprobado al observar los tiempos de estabilización obtenidos mediante simulación. Luego el sistema efectivamente no ha presentado acoplamiento. Por último, se ha establecido el controlador PI con predictor de Smith con filtro pasa-bajo como la mejor estrategia para minimizar el efecto del retardo en la comunicación.

Entre las mejoras del sistema, se propone con respecto al estudio del control secundario de frecuencia, agregar restricciones al controlador predictivo para mejorar el funcionamiento del sistema. Además, se puede modelar las plantas del controlador secundario de voltaje y frecuencia considerando las relaciones entre los distintos lazos de control.

Con respecto al control secundario de voltaje se debe probar el resultado utilizando el control PI con predictor de Smith con filtro pasa bajos (filtro 1) de modo de comprobar que para este lazo de control también es una solución mejor al control PI.

Finalmente, en general se pudo comprobar, tanto mediante estudio de estabilidad y mediante simulación, que se cumplieron los parámetros de diseño del sistema, lo que permite observar que la teoría fue comprobada.

9.1 TRABAJOS FUTUROS

Los trabajos futuros que nacen de esta tesis son múltiples y tienen un amplio rango de aplicación:

Trabajando en el control secundario, se puede mejorar la aproximación de la planta éste o desarrollar un sistema en variables de estado en conjunto con el control primario, de modo de predecir el efecto de las distintas cargas en las velocidades de respuesta del control secundario.

Para mejorar el rango de aplicaciones de la simulación y dar mayor relación con la realidad se proponen los siguientes trabajos:

- Integrar el uso de una impedancia virtual u otra estrategia de control para trabajar en microrredes cuya impedancia es resistiva, lo que sucede en la gran mayoría de los casos. A la vez se debe estudiar la posibilidad de trabajar con cargas no lineales y estudiar el derivado efecto de los armónicos en el sistema.
- Conectar más inversores a la microrred e implementar la capacidad de conexión y desconexión de estos durante la operación.
- Incluir la electrónica de potencia de los inversores en los modelos de éstos realizados.

Para completar el sistema de control de la microrred se tiene que conectar el sistema diseñado con un EMS para que opere como control terciario. Esto permitirá relacionar cada inversor con fuentes de generación reales y ajustar las restricciones del sistema a problemas posibles.

El estudio de estabilidad desarrollado también se debe conectar con éste de modo de poder variar el valor de las pendientes de los inversores de acuerdo a lo deseado.

Con respecto al estudio de estabilidad también se pueden analizar los estados más influyentes de modo de hacer simplificaciones para que la conexión y desconexión de nuevas unidades no haga crecer de forma excesiva las matrices de estados.

Finalmente, se propone implementar la simulación diseñada en una microrred real.

9.2 PRODUCTOS DE LA TESIS

La presente tesis ha permitido tener los siguientes productos:

- Publicación:

Ahumada, Cárdenas R., C., Sáez, D., Guerrero, J., “Predictive strategies for frequency regulation of a microgrid assuming communication delay”, IEEE Transactions on Smartgrids. (En escritura)

- Estadía de investigación:

De mayo a julio, 2013, se desarrolló una estadía de investigación bajo el proyecto proyecto CONICYT REDENERG-0002 “Aplicaciones Eficientes de Baterías de Litio en Almacenamiento de Energía, Tracción y Energías Renovables” en la Universidad de Nottingham con el grupo “Power Electronic, Machines, and Control” (PEMC) en el que se trabajó con el profesor Greg Asher.

10 BIBLIOGRAFÍA

- [1] Nagaraju Pogaku, Milan Prodanovic y Timothy C. Green, «Modeling, analysis and testing of autonomous operation of an inverter based microgrid,» *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 22, nº 2, pp. 613 - 625, March 2007.
- [2] P. Li, W. Wang, X. Yang, S. Wang, H. Cui y C. Gao, «A Droop Control Method of Microsources Based on Divided Self-adjusting Slope Coefficient,» *2010 International Conference on Power System Technology*, 2010.
- [3] Jong-Yul Kim, June Ho Park y Heung-Jae Lee, «Coordinated Control Strategy for Microgrid in Grid-Connected and Islanded Operation,» *IFAC World Congress*, 2011.
- [4] M. A. Pedrasa y T. Spooner, «A Survey of Techniques Used to Control Microgrid Generation and Storage during Island Operation,» 2006.
- [5] J. A. Peças Lopes, C. L. Moreira y A. G. Madureira, «Defining Control Strategies for MicroGrids Islanded Operation,» *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 21, nº 2, pp. 916 - 924, 2006.
- [6] Guerrero, J.M., Vasquez, J.C., Matas, J., de Vicuña, L.G. y Castilla, M., «Hierarchical Control of droop Controlled AC and DC Microgrids - A General Approach Toward Standardization,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, nº 1, pp. 158-172, January 2011.
- [7] Juan Carlos Vasquez, Josep M. Guerrero, Mehdi Savaghebi, Joaquin Eloy-Garcia y Remus Teodorescu, «Modeling, analysis, and design of stationary reference frame droop controlled parallel three-phase voltage source inverters,» *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 60, nº 4, pp. 1271 - 1280, 2013.
- [8] D. Georgakis, S. A. Papathanassiou, N. D. Hatziargyriou, Engler, Alfred y Hardt, Ch, «Operation of a prototype microgrid system based on micro-sources quipped with fast-acting power electronics interfaces,» de *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, Germany, 2004.
- [9] Zhangjie, Wupeng y Hongjie, «Control strategy of microgrid inverter operation in grid connected and grid disconnected modes,» de *2011 International conference on electric information and control engineering (ICEICE)*, Wuhan, 2011.
- [10] R. H. Lasseter, «Microgrids,» de *IEEE Power engineering society winter meeting*, 2002.
- [11] Nikkhajoei, Hassan y Lasseter, Robert H., «Microgrid protection,» de *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Tampa, USA, 2007.
- [12] Jia Yaoqin, Liu Dingkun y Pan Shengkui, «Improved droop control of parallel inverter system in standalone microgrid,» de *8th International conference on power electronics - ECCE Asia*, The Shilla Jeju, Korea, 2011.
- [13] IEEE Standards, «IEEE Standard for interconnecting distributed resources with electric power systems,» The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York, USA, 2003.
- [14] C. C. Marnay, A. S. Siddiqui y F. Robio, «Shape of the microgrid,» de *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, Columbus, USA, 2001.
- [15] Hatziargyriou, Nicholas D., Asano, Hiroshi, Iravani, Reza M. y Marnay, Chris, «Microgrids,» *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 5, nº 4, pp. 78 - 94, 2007.
- [16] Farhangi, Hassan , «The path of the smart grid,» *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 8, nº 1, pp. 18 - 28, 2010.
- [17] T.C. Green y M. Prodanovic, «Control of inverter-based micro-grids,» *Electric power systems research*, vol. 77, nº 9, pp. 1204 - 1213, 2007.

- [18] Barnes, Mike, Kondoh, Junji, Asano, Hiroshi, Oyarzabal, José, Ventakaramanan, Giri, Lasseter, Robert H., Hatziaegyriou, Nicholas D. y Green, Timothy C., «Real-world microgrids - An overview,» de *IEEE International Conference on System of Systems Engineering*, San Antonio, USA, 2007.
- [19] Harry Vollkommer y Dave Klapp, «CERTS Microgrid test bed,» Dolan Technology Center, [En línea]. Available: <http://certs.aeptechlab.com/>. [Último acceso: 27 March 2013].
- [20] Lasseter, Robert H., Eto, Joseph H., Schenkman, Benjamin L., Stevens, John W., Vollkommer, Harry T., Jr., Klapp, David David, Linton, E., Hurtado, Hector y Roy, J., «CERTS microgrid laboratory test bed,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, n° 1, pp. 325 - 332, 2011.
- [21] Nikkhajoei, Hassan y Lasseter, Robert H., «Distributed generation interface to the CERTS microgrid,» *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, n° 3, pp. 1598 - 1608 , 2009.
- [22] Palma-Behnke, R., Benavides, C., Lanás, F., Severino, B., Reyes, L., Llanos, J. y Saez, D., «A microgrid energy management system based on the rolling horizon strategy,» *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. pp, n° 99, pp. 1-11, 2013.
- [23] Palma-Behnke, Rodrigo E., Ortiz, D., Reyes, L., Jiménez-Estévez, Guillermo A. y Garrido, N., «A social SCADA approach for a renewable based microgrid — The Huatacondo project,» de *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, San Diego, USA, 2011.
- [24] A. Tuladhar, H. Jin, T. Unger y K. Mauch, «Control of parallel inverters in distributed AC power systems with consideration of line impedance effect,» *IEEE Transactions on industrial applications*, vol. 36, n° 1, pp. 131 - 138, 2000.
- [25] F. Luo, Y.M. Lai, Chi K. Tse y K. H. Loo, «A triple-droop control scheme for inverter-based microgrids,» de *IECON 2012 - 38th Annual conference on IEEE industrial electronics society*, Montreal, QC, 2012.
- [26] Mukul C. Chandorkar, Deepakraj M. Divan y Rambabu Adapa, «Control of parallel connected inverters in standalone ac supply systems,» *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 29, n° 1, pp. 136 - 143, 1993.
- [27] Hadzi-Kostova, B., Krebs, Rainer E. y Styczynski, Z., «New protection concepts for distribution systems with dispersed generation,» de *IEEE Power Tech*, St. Petersburg, Russia, 2005.
- [28] White, Robert V., «Fault tolerance in distributed power systems,» de *IV IEEE International Power Electronics Congress*, San Luis Potosi, 1995.
- [29] IEEE, «IEEE 100 The Authoritative Dictionary of IEEE Standards Terms Seventh Edition,» Standards Information Network IEEE Press, USA, 2000.
- [30] MIT OpenCourseWare, «6.334 Power Electronics,» Spring 2007. [En línea]. Available: <http://ocw.mit.edu/courses/electrical-engineering-and-computer-science/6-334-power-electronics-spring-2007/lecture-notes/ch9.pdf>. [Último acceso: 24 08 2013].
- [31] S. K. Asuri, Modelling and control of sparse converter fed induction motor drives, USA: Tennessee Tech University.
- [32] R.K Boel, D. De Schutter, G. Nijssse, J.M. Schumacher y J.H. van Schuppen, «Approaches to modelling, analysis, and control of hybrid systems,» *Journal A*, vol. 40, n° 4, pp. 16-27, Dec. 1999.
- [33] Y. A.-R. I. Mohamed y E. F. El-Saadany, «Adaptive decentralized droop controller to preserve power sharing stability of paralleled inverters in distributed generation microgrids,» *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 23, n° 6, pp. 2806 - 2816, 2008.
- [34] A. Engler, «Control of parallel operating battery inverters,» de *The PV hybrid power systems conference*, Aix en Provence, France, 2000.
- [35] Guerrero, Josep María, Vásquez, Juan Carlos, Matas, José, Castilla, Miguel y de Vicuña, Luis García, «Control strategy for flexible microgrid based on parallel line-interactive UPS systems,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, n° 3, pp. 726 - 736, 2009.

- [36] Chen, Jiann-Fuh E. y Chu, Ching-Lung L., «Combination voltage-controlled and current-controlled PWM inverters for UPS parallel operation,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, nº 5, pp. 547 - 558, 1995.
- [37] Van Der Broeck, Heinz Willi y Boeke, Ulrich, «A simple method for parallel operation of inverters,» de *Twentieth International Telecommunications Energy Conference*, San Francisco, USA, 1998.
- [38] Guerrero, Josep María, Matas, José, De Vicuña, Luís García, Berbel, Néstor y Sosa, Jorge L., «Wireless-control strategy for parallel operation of distributed generation inverters,» de *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Dubrovnik, Croatia, 2005.
- [39] A. R. Bergen, *Power System Analysis*, Englewoog Cliffs: NJ: Prentice-Hall, 1986.
- [40] Guerrero, J.M., Garcia De Vicuna, L., Matas, J., Castilla, M. y Miret, J., «Output impedance design of parallel-connected ups inverters with wireless load-sharing control,» *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 52, nº 4, pp. 1126 - 1135, 2005.
- [41] Estefanía Planas, Asier Gil-de-Muro, Jon Andreu, Inigo Kortabarria y Inigo Martínez de Alegría, «Stability analysis and design of droop control method in dq frame for connection in parallel of distributed energy resources,» de *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Montreal, Canada, 2012.
- [42] A. Engler, «Applicability of droops in low voltsge grids,» *Der Journal*, vol. 1, nº 1, pp. 1 - 5, 2005.
- [43] A. Tuladhar, H. Jin, T. Unger y K. Mauch, «Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections,» de *Applied power electronics conference and exposition, IEEE APEC'97*, Atlanta, GA, 1997.
- [44] Ernane Antônio Alves Coelho, Porfírio Cabaleiro Cortizo y Pedro Francisco Donoso Garcia, «Small-signal stability for parallel-connected inverters in stand-alone AC supply systems,» *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 38, nº 2, pp. 533 - 542, 2002.
- [45] Kim, Jung-Won Won, Choi, Hang-Seok Seok y Cho, Bo Hyung, «A novel droop method for converter parallel operation,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, nº 1, pp. 25 - 32, 2002.
- [46] Yu Zhang, Zhenhua Jiang y Xunwei Yu, «Small signal modeling and analysis of parallel connected voltage source inverters,» de *IEEE 6th International power electronics and motion control conference*, Wuhan, 2009.
- [47] Josep M. Guerrero, Luis García de Vicuña, José Matas, Miguel Castilla y Jaume Miret, «A wireless controller to enhance dynamic performance of parallel inverters in distributed generation systems,» *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 19, nº 5, pp. 1205 - 1213, 2004.
- [48] Lin Xinchun, Feng Feng, Duan Shanxu, Kang Yong y Chen Jian, «Modeling and stability for two paralleled UPS with no control interconnection,» de *IEEE International electric machines and drives conference*, 2003.
- [49] Jaehong Kim, Josep M. Guerrero, Pedro Rodriguez, Remus Teodorescu y Kwanghee Nam, «Mode adaptive droop control with virtual output impedances for an inverter-based flexible AC microgrid,» *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 26, nº 3, pp. 689 - 701, 2011.
- [50] A. Engler y N. Sultanis, «Droop control in LV-grids,» de *2005 International conference on future power systems*, Amsterdam, 2005.
- [51] Zhong, Qing-Chang, «Robust droop controller for accurate proportional load sharing among inverters operated in parallel,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, nº 4, pp. 1281 - 1290, 2013.
- [52] C. Hua, K. A. Liao y J. R. Lin, «Parallel operation of inverters for distributed photovoltaic power supply system,» de *IEEE 33rd Annual power electronics specialists conference*, Cairns, Qld, 2002.
- [53] Rizo, Mario, Huerta, Francisco, Bueno, Emilio y Liserre, Marcos, «A synchronization technique for

- microgrid reclosing after islanding operation,» de *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Montreal - Canada, 2012.
- [54] A. Madureira, C. Moreira y J. Peças Lopes, «Secondary load-frequency control for microgrids in islanded operation,» de *Proc. ICREPQ*, Frankfurt, Germany, 2005.
- [55] Shafiee, Qobad, Vasquez, Juan C. y Guerrero, Josep María, «Distributed secondary control for islanded MicroGrids - A networked control systems approach,» de *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Montreal, Canada, 2012.
- [56] R. Cárdenas Dobson, «Capítulo XI - Control vectorial del convertidor conectado a la red,» Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas, Universidad de Chile, Santiago, Chile, 2012.
- [57] Kaura, Vikram y Blasko, Vladimir, «Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, n° 1, pp. 58 - 63, 1997.
- [58] R. Teodorescu, M. Liserre y P. Rodríguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*, New Delhi, India: Jhon Wiley and Sons, 2011.
- [59] Da Silva, Sergio Augusto Oliveira y Coelho, Ernane Antônio Alves, «Analysis and design of a three-phase PLL structure for utility connected systems under distorted utility conditions,» de *9th IEEE International Power Electronics Congress*, Celaya, Mexico, 2004.
- [60] Barklund, E., Pogaku, Nagaraju, Prodanović, Milan, Hernandez-Aramburo, Carlos A. y Green, Timothy C., «Energy management system with stability constraints for stand-alone autonomous microgrid,» de *IEEE International Conference on System of Systems Engineering*, San Antonio, USA, 2007.
- [61] Li, Jinwei, Su, Jianhui, Yang, Xiangzhen y Zhao, Tao, «Study on microgrid operation control and black start,» de *4th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT)*, Weihai, China, 2011.
- [62] J. A. Peças Lopes, C. L. Moreira, F. O. Resende y Rua Dr. Roberto Frias, «Microgrids black start and islanded operation,» de *15th PSCC*, Liège, Belgium, 2005.
- [63] Tan, Sicong, Xu, Jianxin y Panda, Sanjib Kumar, «Optimization of distribution network incorporating microgrid using vaccine-AIS,» de *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Montreal, Canada, 2012.
- [64] D. G. Colomé, «Estabilidad en sistemas eléctricos de potencia - Estabilidad de pequeña señal,» IEE-UNSJ, Argentina.
- [65] D. Saéz H, *EL42D - Control de Sistemas, Unidad 1: principios de control de sistemas*, Santiago, Chile: Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas, Universidad de Chile, 2009.
- [66] MathWorks, «MathWorks - Documentation Center,» [En línea]. Available: <http://www.mathworks.com/help/control/ref/bandwidth.html>. [Último acceso: 25 08 2013].
- [67] Bill Messner y Dawn Tilbury, «Carnegie Mellon University,» the National Science Foundation, 1998. [En línea]. Available: <http://www.library.cmu.edu/ctms/ctms/freq/wbw.htm>. [Último acceso: 22 Marzo 2013].
- [68] P. Kundur, *Power system stability and control*, McGraw-Hill Education, 19994.
- [69] Song Ci, Junjie Qian, Dalei Wu y Ali Keyhani, «Impact of wireless communication delay on load sharing among distributed generation systems through smart microgrids,» *IEEE Wireless Communications*, vol. 19, n° 3, pp. 24 - 29, 2012.
- [70] A. T. Bahill, «A simple adaptive Smith predictor for controlling time-delay systems,» *IEEE Control systems magazine*, vol. 3, n° 2, pp. 16 - 22, 1983.
- [71] Zi-Qin Wang y Sigurd Skogestad, «Robust control of time delay systems using the Smith predictor,» *Int. J. Control*, vol. 57, n° 6, pp. 1405 - 1420, 1993.

- [72] Rolf Ergon, «Modified Smith-predictor multirate control utilizing secondary process measurements,» Norsk forening for automatisering, 2007. [En línea]. Available: <http://hdl.handle.net/2282/399>.
- [73] José Luis Guzmán, Pedro García, Tore Hägglund, Sebastián Dormido, Pedro Albertos y Manuel Berenguel, «Interactive tool for analysis of time-delay systems with dead-time compensators,» *Control Engineering Practice*, vol. 6, n° 7, pp. 824 - 835, 2008.
- [74] A. Ingimundarson, «Robust tuning procedures of dead-time compensating controllers,» *Control engineering practice*, vol. 9, n° 11, p. 1195 – 1208, 2000.
- [75] Keiji Watanabe y Masami Ito, «A process-model control for linear systems with delay,» *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 26, n° 6, pp. 1261 - 1269, 1981.
- [76] Guang Geng y G M Geary, «The application of PI control and Smith predictors in an air-handling plant,» de *Second IEEE Conference on control applications*, 1993, 1993.
- [77] K. J. Astrom, C. C. Hang y B. C. Lim, «A new Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead time,» *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 39, n° 2, pp. 343 - 345, 1994.
- [78] Xiang Lu, Young-Sheng Yang, Qing-Guo Wang y Wei-Xing Zheng, «A double two degree of freedom control scheme for improved control of unstable delay processes,» *Journal of process control*, vol. 15, n° 5, pp. 605 - 614, 2005.
- [79] Pauline Sourdille y Aidan O'Dwyer, «A new modified Smith Predictor design,» de *School of Electrical Engineering Systems*, Dublin, 2003.
- [80] Veronesi Massimiliano, «Performance improvement of Smith predictor through automatic computation of dead time,» *Yokogawa Technical Report English Edition*, n° 35, pp. 25 - 30, 2003.
- [81] Hsiao-Ping Huang, Cheng-Liang Chen, Yung-Cheng Chao y Pei-Lin Chen, «A modified Smith predictor with an approximate inverse of dead time,» *AIChE Journal*, vol. 36, n° 7, pp. 1025 - 1031, 1990.
- [82] S. Majhi y Derek P. Atherton, «Automatic tuning of the modified Smith predictor controllers,» de *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control*, Sydney, Australia, 2000.
- [83] Kennel R., Linder A. y Linke M., «Generalized Predictive Control (GPC) – Ready for Use in Drive Applications ?,» de *IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference*, Vancouver, BC, 2001.
- [84] D. W. Clarke, C. Mohtadi y P. Tuffs, «Generalized predictive control - Part I. The basic algorithm,» *Automatica*, vol. 23, n° 2, pp. 137 - 148, 1987.
- [85] E.F. Camacho y C. Bordons, *Model Predictive Control*, Great Britain: Springer, 1999.
- [86] A. Ingimundarson y T. Hägglund, «Robust Tuning Procedures of Dead-Time Compensating Controllers,» *Control Engineering Practice*, vol. 9, pp. 1195-1208, 2001.
- [87] H.-P. Huang, C.-L. Chen, Y.-C. Chao y P.-L. Chen, «A Modified Smith Predictor with an Approximate Inverse of Dead Time,» *AIChE Journal*, vol. 36, n° 7, pp. 1025-1031, 1990.
- [88] Fernando Lanás, *Desarrollo y validación de un modelo de optimización energética para una microrred*, Santiago, Chile: Universidad de Chile, 2011.
- [89] Henryk Markiewicz y Antoni Klajn, «Voltage disturbances standard EN50160,» *Power quality application guide*, Wroclaw University of Technology, 2004.
- [90] F. M. Gonzalez-Longatt, *Entendiendo la transformación de Park*, Caracas, Venezuela: Universidad Nacional Experimental Politécnica de la Fuerza Armada Nacional, 2004.
- [91] R. Cárdenas Dobson, «Control Vectorial de Máquinas de Inducción Jaula de Ardilla,» *Departamento de Ingeniería Eléctrica*, Universidad de Chile, Santiago, Chile, 2011.
- [92] M. Pietzsch García, *Convertidores CC/CA para la conexión directa a la red de sistemas*

- fotovoltaicos, Barcelona, España: Universitat Politècnica de Catalunya, 2004.
- [93] M. Vajta, «Some remarks on Padé approximations,» de *3rd TEMPUS-INTCOM symposium*, Veszprém, 2000.
- [94] P. S. Kundur, *Power system stability and control*, New York: McGraw Hill, 1994.
- [95] A. Bemporad y M. Morari, «Robust model predictive control: A survey,» *Robustness in identification and control*, vol. 245, pp. 207 - 226, 1999.
- [96] D. Sáez H., «Apuntes I: Control Predictivo basado en Modelos,» Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas, Universidad de Chile, Santiago, Chile, Marzo 2007.
- [97] Prodanovic, M, Green, T.C y Mansir, H, «A survey of control methods for three-phase inverters in parallel connection,» de *Eighth international conference on power electronics and variable speed drives*, London, 2000.

Para simplificar el estudio de sistemas de potencia se utilizan las transformadas $\alpha\beta$ y dq , que permiten cambiar de un sistema de tres ejes, como el sistema trifásico, a uno de dos. Luego, la principal ventaja de estos métodos es que permiten desacoplar sistemas cíclicos como motores de inducción y máquinas sincrónicas de rotor cilíndrico [90]. Luego, para pasar a los sistemas coordenados se utilizan las transformaciones de Clarke y Park.

- Transformación de abc a $\alpha\beta$ [91]

La transformación $abc - \alpha\beta$ permite pasar de un sistema de tres coordenadas a uno de dos. Las ecuaciones usadas para pasar de un sistema de tres coordenadas a uno de dos son las siguientes:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{A- 1})$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A- 2})$$

- Transformación de $\alpha\beta$ a dq [91]

La transformación $\alpha\beta$ a dq , permite pasar de un sistema de ortogonal fijo a uno que gira con velocidad $\dot{\theta}$, siendo θ el ángulo del sistema, como se muestra en la Figura A- 1. Esto permite observar a las variables sinusoidales como un valor fijo.

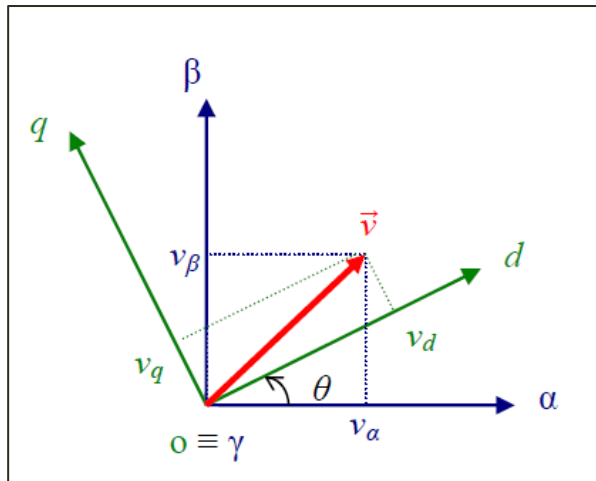


FIGURA A- 1: RELACIÓN ENTRE COORDENADAS $\alpha\beta$ Y dq . [92]

Las ecuaciones utilizadas para pasar de un sistema coordenado a otro son:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A- 3})$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{A- 4})$$

Luego, las ecuaciones para pasar de abc a dq y viceversa son:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\phi) & \cos\left(\phi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\phi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\phi) & -\sin\left(\phi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\phi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{A- 5})$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos(\phi) & -\sin(\phi) \\ \cos\left(\phi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\phi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\phi + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\phi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{A- 6})$$

ANEXO B: DETALLE CÁLCULOS VARIABLES DE ESTADO

Para obtener el modelo de pequeña señal de un inversor presentando en la ecuación (7.37), en primer lugar se debe reemplazar la ecuación (7.9), de ΔI_{idq}^* en las ecuaciones (7.17) y (7.18) de $\Delta \dot{\gamma}_{idq}$ y ΔV_{invidq} , con lo que se obtienen las ecuaciones:

$$[\Delta \dot{\gamma}_{idq}] = A_C [\Delta \gamma_{idq}] + B_{C1} \left(C_V [\Delta \phi_{idq}] + D_{V1} [\Delta V_{idq}^*] + D_{V2} \begin{bmatrix} \Delta I_{cidq} \\ \Delta I_{invidq} \\ \Delta V_{oidq} \\ \Delta I_{oidq} \end{bmatrix} \right) + B_{C2} \begin{bmatrix} \Delta I_{cidq} \\ \Delta I_{invidq} \\ \Delta V_{oidq} \\ \Delta I_{oidq} \end{bmatrix}$$

$$[\Delta V_{invidq}] = C_C [\Delta \gamma_{idq}] + D_{C1} \left(C_V [\Delta \phi_{idq}] + D_{V1} [\Delta V_{idq}^*] + D_{V2} \begin{bmatrix} \Delta I_{cidq} \\ \Delta I_{invidq} \\ \Delta V_{oidq} \\ \Delta I_{oidq} \end{bmatrix} \right) + D_{C2} \begin{bmatrix} \Delta I_{cidq} \\ \Delta I_{invidq} \\ \Delta V_{oidq} \\ \Delta I_{oidq} \end{bmatrix}$$

Ordenando se llega a:

$$[\Delta \dot{\gamma}_{idq}] = A_C [\Delta \gamma_{idq}] + B_{C1} C_V [\Delta \phi_{idq}] + B_{C1} D_{V1} [\Delta V_{idq}^*] + (B_{C1} D_{V2} + B_{C2}) \begin{bmatrix} \Delta I_{cidq} \\ \Delta I_{invidq} \\ \Delta V_{oidq} \\ \Delta I_{oidq} \end{bmatrix} \quad (\text{B- 1})$$

$$[\Delta V_{invidq}] = C_C [\Delta \gamma_{idq}] + D_{C1} C_V [\Delta \phi_{idq}] + D_{C1} D_{V1} [\Delta V_{idq}^*] + (D_{C1} D_{V2} + D_{C2}) \begin{bmatrix} \Delta I_{cidq} \\ \Delta I_{invidq} \\ \Delta V_{oidq} \\ \Delta I_{oidq} \end{bmatrix} \quad (\text{B- 2})$$

Luego, reemplazando $[\Delta V_{invidq}]$ de la ecuación (B- 2) en la ecuación (7.28) se llega a:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{I}_{cidq} \\ \Delta \dot{I}_{invidq} \\ \Delta \dot{V}_{oidq} \\ \Delta \dot{I}_{oidq} \end{bmatrix} = (A_{LCL} + B_{LCL1} (D_{C1} D_{V2} + D_{C2})) \begin{bmatrix} \Delta I_{cidq} \\ \Delta I_{invidq} \\ \Delta V_{oidq} \\ \Delta I_{oidq} \end{bmatrix} + B_{LCL1} C_C [\Delta \gamma_{idq}] + B_{LCL1} D_{C1} C_V [\Delta \phi_{idq}] + B_{LCL1} D_{C1} D_{V1} [\Delta V_{idq}^*] + B_{LCL2} T_S^{-1} [\Delta V_{oidq}] + B_{LCL2} T_V^{-1} [\Delta \delta_0] + B_{LCL3} [\Delta \omega_1] \quad (\text{B- 3})$$

Juntando las ecuaciones (7.8), (B- 1) y (B- 3) se llega al sistema de un inversor sin conectar el control de estatismo.

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} \Delta \dot{\phi}_{idq} \\ \Delta \dot{\gamma}_{idq} \\ \Delta \dot{I}_{cidq} \\ \Delta \dot{I}_{invidq} \\ \Delta \dot{V}_{0idq} \\ \Delta \dot{I}_{0idq} \end{bmatrix} \\
& = \begin{pmatrix} A_V & 0 & B_{V2} \\ B_{C1}C_V & A_C & B_{C1}D_{V2} + B_{C2} \\ B_{LCL1}D_{C1}C_V & B_{LCL1}C_C & A_{LCL} + B_{LCL1}(D_{C1}D_{V2} + D_{C2}) \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \phi_{idq} \\ \Delta \gamma_{idq} \\ \Delta I_{cidq} \\ \Delta I_{invidq} \\ \Delta V_{0idq} \\ \Delta I_{0idq} \end{bmatrix} \\
& + \begin{pmatrix} B_{V1} & 0 & 0 & 0 \\ B_{C1}D_{V1} & 0 & 0 & 0 \\ B_{LCL1}D_{C1}D_{V1} & B_{LCL2}T_S^{-1} & B_{LCL2}T_V^{-1} & B_{LCL3} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{1dq}^* \\ \Delta V_{0jdq2} \\ \Delta \delta_i \\ \Delta \omega_1 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{B- 4}$$

Para obtener las ecuaciones del sistema de un inversor con el control de estatismo, se debe reemplazar el valor de $[\Delta V_{1dq}^*]$ y de $[\Delta \omega_1]$ de la ecuación (7.33) en la ecuación (B- 4) con lo que se llega a la ecuación:

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} \Delta \dot{\phi}_{idq} \\ \Delta \dot{\gamma}_{idq} \\ \Delta \dot{I}_{cidq} \\ \Delta \dot{I}_{invidq} \\ \Delta \dot{V}_{0idq} \\ \Delta \dot{I}_{0idq} \end{bmatrix} \\
& = \begin{pmatrix} A_V & 0 & B_{V2} \\ B_{C1}C_V & A_C & B_{C1}D_{V2} + B_{C2} \\ B_{LCL1}D_{C1}C_V & B_{LCL1}C_C & A_{LCL} + B_{LCL1}(D_{C1}D_{V2} + D_{C2}) \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \phi_{idq} \\ \Delta \gamma_{idq} \\ \Delta I_{cidq} \\ \Delta I_{invidq} \\ \Delta V_{0idq} \\ \Delta I_{0idq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{V1} \\ B_{C1}D_{V1} \\ B_{LCL1}D_{C1}D_{V1} \end{bmatrix} C_{PV} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} \\
& + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ B_{LCL2}T_S^{-1} \end{bmatrix} [\Delta V_{0jdq}] + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ B_{LCL2}T_V^{-1} \end{bmatrix} [\Delta \delta] + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ B_{LCL3} \end{bmatrix} C_{PW} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Ordenando queda:

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} \Delta\phi_{idq} \\ \Delta\gamma_{idq} \\ \Delta I_{cidq} \\ \Delta I_{invidq} \\ \Delta V_{oidq} \\ \Delta I_{oidq} \end{bmatrix} \\
 & = \begin{pmatrix} A_V & 0 & B_{V2} \\ B_{C1}C_V & A_C & B_{C1}D_{V2} + B_{C2} \\ B_{LCL1}D_{C1}C_V & B_{LCL1}C_C & A_{LCL} + B_{LCL1}(D_{C1}D_{V2} + D_{C2}) \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\phi_{idq} \\ \Delta\gamma_{idq} \\ \Delta I_{cidq} \\ \Delta I_{invidq} \\ \Delta V_{oidq} \\ \Delta I_{oidq} \end{bmatrix} \\
 & + \begin{bmatrix} B_{V1}C_{PV} \\ B_{C1}D_{V1}C_{PV} \\ B_{LCL1}D_{C1}D_{V1}C_{PV} + B_{LCL3}C_{PW} + B_{LCL2}T_V^{-1}[1 \ 0 \ 0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ B_{LCL2}T_S^{-1} \end{bmatrix} [\Delta V_{ojdq}]
 \end{aligned} \tag{B- 5}$$

Luego, uniendo las ecuaciones (7.32) y (B- 5) se tiene el sistema de ecuaciones (B- 6) que describe a un inversor con control de estatismo.

$$\begin{aligned}
 \dot{X}_i & = A_{INVi}X_i + B_{INVi} \begin{bmatrix} \Delta V_{ojd} \\ \Delta V_{ojq} \end{bmatrix} + B_{INVcomi}[\Delta\omega_1] \\
 Y_{INVi} & = C_{INVi}X_{INVi}
 \end{aligned} \tag{B- 6}$$

Con los siguientes estados y matrices:

$$X_i = \begin{bmatrix} \Delta\delta_i \\ \Delta P_i \\ \Delta Q_i \\ \Delta\phi_{id} \\ \Delta\phi_{iq} \\ \Delta\gamma_{id} \\ \Delta\gamma_{iq} \\ \Delta I_{cid} \\ \Delta I_{ciq} \\ \Delta I_{invid} \\ \Delta I_{inviq} \\ \Delta V_{oid} \\ \Delta V_{oiq} \\ \Delta I_{oid} \\ \Delta I_{oiq} \end{bmatrix} \quad Y_i = [\Delta\omega_i]$$

$$A_{INVi} = \begin{bmatrix} A_P & 0_{3 \times 2} & 0_{3 \times 2} & B_P \\ B_{V1}C_{P_V} & A_V & 0_{2 \times 2} & B_{V2} \\ B_{C1}D_{V1}C_{P_V} & B_{C1}C_V & A_C & B_{C1}D_{V2} + B_{C2} \\ B_{LCL1}D_{C1}D_{V1}C_{P_V} + B_{LCL}C_{P_W} + T_V^{-1}B_{LCL2} & [1 \ 0 \ 0] & B_{LCL1}D_{C1}C_V & B_{LCL1}C_C \ A_{LCL} + B_{LCL1}(D_{C1}D_{V2} + D_{C2}) \end{bmatrix}$$

$$B_{INVi} = \begin{bmatrix} 0_{2 \times 3} \\ 0_{2 \times 3} \\ 0_{2 \times 3} \\ B_{LCL2}T_S^{-1} \end{bmatrix}$$

$$B_{INVcomi} = \begin{bmatrix} B_{P_{COM}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_{INVi} = [C_{P_W} \ 0_{1,12}]$$

Para obtener el sistema completo, compuesto por dos inversores se tiene:

$$[\dot{X}_1] = A_{INV1}[X_{INV1}] + B_{INV1}[\Delta V_{02dq}] + B_{INVcom1}[\Delta\omega_1]$$

$$[\dot{X}_2] = A_{INV2}[X_{INV2}] + B_{INV2}[\Delta V_{01dq}] + B_{INVcom2}[\Delta\omega_1]$$

Reemplazando el valor de $\Delta\omega_1$ a partir de la salida de (B- 6), se tiene:

$$[\dot{X}_1] = A_{INV1}[X_{INV1}] + B_{INV1}[\Delta V_{02dq}] + B_{INVcom1}C_{INV1}[\Delta X_{INV1}] \quad (\text{B- 7})$$

$$[\dot{X}_2] = A_{INV2}[X_{INV2}] + B_{INV2}[\Delta V_{01dq}] + B_{INVcom2}C_{INV1}[\Delta X_{INV1}] \quad (\text{B- 8})$$

Definiendo:

$$B_i = \begin{bmatrix} 0_{15,11} \\ B_{INVi} \\ 0_{15,2} \end{bmatrix}$$

Y reemplazando en (B- 7) y (B- 8) se obtiene

$$[\dot{X}_1] = A_{INV1}[X_{INV1}] + B_1[X_2] + B_{INVcom1}C_{INV1}[\Delta X_{INV1}]$$

$$[\dot{X}_2] = A_{INV2}[X_{INV2}] + B_2[X_1] + B_{INVcom2}C_{INV1}[\Delta X_{INV1}]$$

Juntando estas ecuaciones se llega al sistema

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{INV1} + B_{INVcom1}C_{INV1} & B_1 \\ B_{INVcom2}C_{INV1} + B_2 & A_{INV2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} \quad (\text{B- 9})$$

ANEXO C: CÁLCULO TEÓRICO DEL VALOR DE LOS ESTADOS DEL SISTEMA EN RÉGIMEN PERMANENTE

A continuación se presentan las ecuaciones utilizadas para calcular teóricamente el valor de los estados en régimen permanente.

- Voltaje de salida del inversor (después del filtro) V_{oidq} :

Se aproxima el valor de salida al valor nominal.

$$V_{oid} = V_n \quad (C- 1)$$

$$V_{oiq} = 0 \quad (C- 2)$$

- Corriente de carga I_{cidq} :

$$I_{cid} = \text{real} \left(\frac{V_{oid}}{R_i + j\omega_n L_i} \right) \quad (C- 3)$$

$$I_{ciq} = \text{imag} \left(\frac{V_{oid}}{R_i + j\omega_n L_i} \right) \quad (C- 4)$$

- Ángulo de desfase δ_i :

La corriente en la línea de transmisión en el eje d I_{lid} :

$$I_{lid} = \frac{\frac{2}{3} V_{0(i+1)d} I_{c(i+1)d} - \frac{2}{3} V_{oid} I_{cid}}{\frac{2}{3} V_{0(i+1)d} + \frac{2}{3} V_{oid}}$$

$$I_{l(i+1)d} = -I_{lid}$$

La potencia consumida por la carga P_{ci} es:

$$P_{ci} = \text{real} \left(\frac{\frac{2}{3} V_{oid}^2}{R_i - j\omega_n L_i} \right)$$

Y la potencia entregada por cada inversor P_i es:

$$P_i = \frac{2}{3} (V_{oid} I_{ci} + V_{oid} I_{lid})$$

La diferencia entre la potencia entregada por el inversor asociado a la carga y la potencia consumida por ésta es P_{di} :

$$P_{di} = P_i - P_{ci}$$

A partir de este valor se encuentra el ángulo de desfase δ_i :

$$\delta_{(i+1)} = \frac{P_{di}\omega_n L_l}{3V_{0id}V_{0(i+1)d}} \quad (C- 5)$$

$$\delta_i = -\delta_{(i+1)} \quad (C- 6)$$

- La corriente de salida del inversor (después del filtro) I_{0idq} :

Se debe calcular el valor de la corriente en la línea en el eje q :

$$I_{liq} = \text{imag} \left(\frac{V_{0id} - V_{0(i+1)d} \cos(\delta_{i+1}) - jV_{0(i+1)d} \delta_{(i+1)}}{R_l + j\omega_n L_l} \right)$$

$$I_{l(i+1)q} = -I_{liq}$$

Se tiene finalmente:

$$I_{0id} = I_{cid} + I_{lid} \quad (C- 7)$$

$$I_{0iq} = I_{ciq} + I_{liq} \quad (C- 8)$$

- La corriente de salida del inversor (previa al filtro) I_{invidq} :

Se debe calcular la corriente en el condensador del filtro del inversor I_{cfidq} :

$$I_{cfid} = \text{real}(jV_{0id}\omega_n C_{fi})$$

$$I_{cfiq} = \text{imag}(jV_{0id}\omega_n C_{fi})$$

Luego, se tiene:

$$I_{invid} = I_{cfid} + I_{0id} \quad (C- 9)$$

$$I_{inviq} = I_{cfiq} + I_{0iq} \quad (C- 10)$$

ANEXO D: APROXIMACIONES RETARDO

Para aproximar el retardo de un sistema [70] entrega los siguientes métodos:

- Matemáticamente mediante series de Taylor:

$$e^{-s\theta} = 1 - s\theta + \frac{(s\theta)^2}{2!} - \frac{(s\theta)^3}{3!} + \dots \quad (\text{D- 1})$$

- Utilizando la ecuación de Padé:

La ecuación de Padé es una aproximación de $e^{-s\theta}$ que según el orden de ella utilizado entrega mayor o menor exactitud. La Tabla D- 1 presenta los resultados de la ecuación para los primeros 5 órdenes. [93]

Tabla D- 1: Aproximaciones de Padé para distintos órdenes.

Orden n	$R_{n,n}(s)$
1	$\frac{2 - s\theta}{2 + s\theta}$
2	$\frac{12 - 6s\theta + (s\theta)^2}{12 + 6s\theta + (s\theta)^2}$
3	$\frac{120 - 60s\theta + 12(s\theta)^2 - (s\theta)^3}{120 + 60s\theta + 12(s\theta)^2 + (s\theta)^3}$
4	$\frac{1680 - 840s\theta + 180(s\theta)^2 - 20(s\theta)^3 + (s\theta)^4}{1680 + 840s\theta + 180(s\theta)^2 + 20(s\theta)^3 + (s\theta)^4}$
5	$\frac{30240 - 15120s\theta + 3360(s\theta)^2 - 420(s\theta)^3 + 30(s\theta)^4 - (s\theta)^5}{30240 + 15120s\theta + 3360(s\theta)^2 + 420(s\theta)^3 + 30(s\theta)^4 + (s\theta)^5}$

- Mediante la transformada Z:

$$e^{-s\theta} = z^{-nh} \quad (\text{D- 2})$$

Donde:

- h : muestreo
- n : integer

Y:

$$nh = \theta \quad (\text{D- 3})$$

ANEXO E: RESULTADOS FACTOR DE PARTICIPACIÓN

A continuación se presentan los resultados del factor de participación de la sección 8.2.1. Las columnas se encuentran asociadas a un polo, mientras que las filas a cada estado del sistema.

Tabla E- 1: Factor de participación del sistema en estudio – parte 1.

	p_1	p_2	p_3	p_4	p_5	p_6
$\Delta\delta_1$	0	0	0	0	0	0
ΔP_1	2.09e-08 + 1.59e-08i	2.09e-08 - 1.59e-08i	1.01e-08 - 1.37e-08i	1.01e-08 + 1.37e-08i	5.31e-09 + 1.60e-08i	5.31e-09 - 1.60e-08i
ΔQ_1	2.48e-05 + 1.04e-05i	2.48e-05 - 1.04e-05i	-2.15e-05 - 1.15e-05i	-2.15e-05 + 1.15e-05i	2.09e-05 - 1.00e-05i	2.09e-05 + 1.00e-05i
$\Delta\phi_{1d}$	-9.01e-07 - 1.99e-04i	-9.01e-07 + 1.99e-04i	-2.46e-06 - 2.02e-04i	-2.46e-06 + 2.02e-04i	9.34e-07 - 1.96e-04i	9.34e-07 + 1.96e-04i
$\Delta\phi_{1q}$	2.36e-06 + 1.99e-04i	2.36e-06 - 1.99e-04i	1.50e-06 + 2.01e-04i	1.50e-06 - 2.01e-04i	-1.86e-06 + 1.96e-04i	-1.86e-06 - 1.96e-04i
$\Delta\gamma_{1d}$	6.88e-04 - 1.82e-03i	6.88e-04 + 1.82e-03i	6.79e-04 - 1.85e-03i	6.79e-04 + 1.85e-03i	7.01e-04 - 1.79e-03i	7.01e-04 + 1.79e-03i
$\Delta\gamma_{1q}$	-6.76e-04 + 1.83e-03i	-6.76e-04 - 1.83e-03i	-6.86e-04 + 1.84e-03i	-6.86e-04 - 1.84e-03i	-7.10e-04 + 1.78e-03i	-7.10e-04 - 1.78e-03i
ΔI_{c1d}	-7.39e-07 + 2.03e-06i	-7.39e-07 - 2.03e-06i	-6.89e-07 + 1.92e-06i	-6.89e-07 - 1.92e-06i	-7.54e-07 + 1.99e-06i	-7.54e-07 - 1.99e-06i
ΔI_{c1q}	7.07e-07 - 2.04e-06i	7.07e-07 + 2.04e-06i	7.17e-07 - 1.90e-06i	7.17e-07 + 1.90e-06i	7.43e-07 - 1.99e-06i	7.43e-07 + 1.99e-06i
ΔI_{inv1d}	-0.12 - 0.02i	-1.25e-01 + 2.04e-02i	-1.24e-01 - 1.85e-02i	-1.24e-01 + 1.85e-02i	-1.22e-01 - 2.09e-02i	-1.22e-01 + 2.09e-02i
ΔI_{inv1q}	0.12 + 0.01i	1.25e-01 - 1.95e-02i	1.24e-01 + 1.91e-02i	1.24e-01 - 1.91e-02i	1.22e-01 + 2.15e-02i	1.22e-01 - 2.15e-02i
ΔV_{01d}	0.12 + 0.02i	1.28e-01 - 2.25e-02i	1.22e-01 + 2.09e-02i	1.22e-01 - 2.09e-02i	1.23e-01 + 2.27e-02i	1.23e-01 - 2.27e-02i
ΔV_{01q}	-0.12 - 0.02i	-1.28e-01 + 2.16e-02i	-1.21e-01 - 2.14e-02i	-1.21e-01 + 2.14e-02i	-1.23e-01 - 2.32e-02i	-1.23e-01 + 2.32e-02i
ΔI_{01d}	-2.13e-03 - 3.78e-04i	-2.15e-03 + 3.78e-04i	-5.76e-05 - 8.42e-06i	-5.76e-05 + 8.42e-06i	-6.10e-05 - 1.18e-05i	-6.10e-05 + 1.18e-05i
ΔI_{01q}	2.17e-03 + 3.43e-04i	2.17e-03 - 3.43e-04i	5.72e-05 + 1.08e-05i	5.72e-05 - 1.08e-05i	5.77e-05 + 8.57e-06i	5.77e-05 - 8.57e-06i
$\Delta\delta_2$	3.75e-10 + 2.60e-10i	3.75e-10 - 2.60e-10i	4.54e-11 + 6.07e-12i	4.54e-11 - 6.07e-12i	4.36e-11 + 1.03e-11i	4.36e-11 - 1.03e-11i
ΔP_2	2.51e-08 + 1.60e-08i	2.51e-08 - 1.60e-08i	1.57e-08 - 1.31e-08i	1.57e-08 + 1.31e-08i	1.07e-08 + 1.73e-08i	1.07e-08 - 1.73e-08i
ΔQ_2	2.39e-05 + 2.97e-06i	2.39e-05 - 2.97e-06i	-2.23e-05 - 1.96e-05i	-2.23e-05 + 1.96e-05i	2.16e-05 - 1.78e-05i	2.16e-05 + 1.78e-05i
$\Delta\phi_{2d}$	-1.24e-06 - 1.92e-04i	-1.24e-06 + 1.92e-04i	-2.17e-06 - 2.09e-04i	-2.17e-06 + 2.09e-04i	5.77e-07 - 2.03e-04i	5.77e-07 + 2.03e-04i
$\Delta\phi_{2q}$	2.64e-06 + 1.92e-04i	2.64e-06 - 1.92e-04i	1.16e-06 + 2.08e-04i	1.16e-06 - 2.08e-04i	-1.54e-06 + 2.04e-04i	-1.54e-06 - 2.04e-04i
$\Delta\gamma_{2d}$	6.60e-04 - 1.75e-03i	6.60e-04 + 1.75e-03i	7.08e-04 - 1.91e-03i	7.08e-04 + 1.91e-03i	7.21e-04 - 1.85e-03i	7.21e-04 + 1.85e-03i
$\Delta\gamma_{2q}$	-6.49e-04 + 1.76e-03i	-6.49e-04 - 1.76e-03i	-7.14e-04 + 1.90e-03i	-7.14e-04 - 1.90e-03i	-7.35e-04 + 1.86e-03i	-7.35e-04 - 1.86e-03i
ΔI_{c2d}	-1.51e-07 +	-1.51e-07 -	-1.52e-07 +	-1.52e-07 -	-1.65e-07 +	-1.65e-07 -

	4.17e-07i	4.17e-07i	4.23e-07i	4.23e-07i	4.38e-07i	4.38e-07i
ΔI_{c2q}	1.44e-07 - 4.20e-07i	1.44e-07 + 4.20e-07i	1.59e-07 - 4.19e-07i	1.59e-07 + 4.19e-07i	1.63e-07 - 4.42e-07i	1.63e-07 + 4.42e-07i
ΔI_{inv2d}	-1.20e-01 - 1.94e-02i	-1.20e-01 + 1.94e-02i	-1.29e-01 - 1.95e-02i	-1.29e-01 + 1.95e-02i	-1.26e-01 - 2.14e-02i	-1.26e-01 + 2.14e-02i
ΔI_{inv2q}	1.21e-01 + 1.86e-02i	1.21e-01 - 1.86e-02i	1.28e-01 + 2.00e-02i	1.28e-01 - 2.00e-02i	1.27e-01 + 2.21e-02i	1.27e-01 - 2.21e-02i
ΔV_{02d}	1.23e-01 + 2.14e-02i	1.23e-01 - 2.14e-02i	1.26e-01 + 2.19e-02i	1.26e-01 - 2.19e-02i	1.27e-01 + 2.32e-02i	1.27e-01 - 2.32e-02i
ΔV_{02q}	-1.24e-01 - 2.06e-02i	-1.24e-01 + 2.06e-02i	-1.26e-01 - 2.24e-02i	-1.26e-01 + 2.24e-02i	-1.28e-01 - 2.39e-02i	-1.28e-01 + 2.39e-02i
ΔI_{02d}	-2.08e-03 - 3.65e-04i	-2.08e-03 + 3.65e-04i	-5.83e-05 - 1.40e-05i	-5.83e-05 + 1.40e-05i	-5.83e-05 - 1.26e-05i	-5.83e-05 + 1.26e-05i
ΔI_{02q}	2.09e-03 + 3.29e-04i	2.09e-03 - 3.29e-04i	5.80e-05 + 1.33e-05i	5.80e-05 - 1.33e-05i	6.22e-05 + 1.53e-05i	6.22e-05 - 1.53e-05i

Tabla E- 2: Factor de participación del sistema en estudio – parte 2.

	p_7	p_8	p_9	p_{10}	p_{11}	p_{12}
$\Delta \delta_1$	0	0	0	0	0	0
ΔP_1	-5.56e-09 - 1.40e-08i	-5.56e-09 + 1.40e-08i	-1.02e-04 - 2.05e-05i	-1.02e-04 + 2.05e-05i	-8.00e-03 + 7.77e-05i	-8.00e-03 - 7.77e-05i
ΔQ_1	-2.58e-05 - 3.26e-05i	-2.58e-05 + 3.26e-05i	-4.89e-03 - 3.11e-03i	-4.89e-03 + 3.11e-03i	-2.84e-02 - 1.85e-01i	-2.84e-02 + 1.85e-01i
$\Delta \phi_{1d}$	-2.87e-06 - 2.04e-04i	-2.87e-06 + 2.04e-04i	-1.20e-04 + 2.06e-04i	-1.20e-04 - 2.06e-04i	-1.23e-02 + 5.75e-03i	-1.23e-02 - 5.75e-03i
$\Delta \phi_{1q}$	4.38e-06 + 2.04e-04i	4.38e-06 - 2.04e-04i	1.10e-04 - 1.94e-04i	1.10e-04 + 1.94e-04i	1.34e-02 + 3.10e-03i	1.34e-02 - 3.10e-03i
$\Delta \gamma_{1d}$	6.79e-04 - 1.87e-03i	6.79e-04 + 1.87e-03i	4.00e-04 - 5.68e-04i	4.00e-04 + 5.68e-04i	-2.90e-03 - 2.00e-03i	-2.90e-03 + 2.00e-03i
$\Delta \gamma_{1q}$	-6.65e-04 + 1.88e-03i	-6.65e-04 - 1.88e-03i	-1.64e-04 + 8.33e-04i	-1.64e-04 - 8.33e-04i	-1.97e-03 + 1.70e-03i	-1.97e-03 - 1.70e-03i
ΔI_{c1d}	-6.90e-07 + 1.94e-06i	-6.90e-07 - 1.94e-06i	-2.54e-01 + 4.26e-01i	-2.54e-01 - 4.26e-01i	1.13e-03 - 3.81e-04i	1.13e-03 + 3.81e-04i
ΔI_{c1q}	6.97e-07 - 1.94e-06i	6.97e-07 + 1.94e-06i	2.62e-01 - 4.26e-01i	2.62e-01 + 4.26e-01i	1.52e-03 - 6.41e-04i	1.52e-03 + 6.41e-04i
ΔI_{inv1d}	-1.26e-01 - 1.89e-02i	-1.26e-01 + 1.89e-02i	-1.25e-04 + 6.82e-04i	-1.25e-04 - 6.82e-04i	-1.28e-04 + 2.60e-03i	-1.28e-04 - 2.60e-03i
ΔI_{inv1q}	1.27e-01 + 1.79e-02i	1.27e-01 - 1.79e-02i	7.75e-05 - 6.81e-04i	7.75e-05 + 6.81e-04i	1.80e-03 - 1.97e-03i	1.80e-03 + 1.97e-03i
ΔV_{01d}	1.26e-01 + 2.16e-02i	1.26e-01 - 2.16e-02i	5.12e-05 + 9.02e-06i	5.12e-05 - 9.02e-06i	-4.38e-04 - 9.26e-05i	-4.38e-04 + 9.26e-05i
ΔV_{01q}	-1.27e-01 - 2.07e-02i	-1.27e-01 + 2.07e-02i	-1.94e-05 + 3.47e-05i	-1.94e-05 - 3.47e-05i	-5.32e-04 - 1.13e-04i	-5.32e-04 + 1.13e-04i
ΔI_{01d}	-2.09e-03 - 3.58e-04i	-2.09e-03 + 3.58e-04i	-1.34e-03 + 5.29e-03i	-1.34e-03 - 5.29e-03i	-2.07e-01 + 1.12e-01i	-2.07e-01 - 1.12e-01i
ΔI_{01q}	2.09e-03 + 3.61e-04i	2.09e-03 - 3.61e-04i	-2.21e-03 - 2.96e-03i	-2.19e-03 + 2.96e-03i	2.32e-01 + 4.73e-02i	2.32e-01 - 4.73e-02i
$\Delta \delta_2$	-4.24e-11 - 2.14e-10i	-4.24e-11 + 2.14e-10i	-6.31e-07 + 1.36e-06i	-6.31e-07 - 1.36e-06i	1.41e-02 + 1.33e-03i	1.41e-02 - 1.33e-03i
ΔP_2	-1.90e-10 - 1.27e-08i	-1.90e-10 + 1.27e-08i	-1.36e-07 + 1.14e-07i	-1.36e-07 - 1.14e-07i	-6.05e-03 - 6.81e-04i	-6.05e-03 + 6.81e-04i
ΔQ_2	-2.49e-05 -	-2.49e-05 +	-9.66e-05 -	-9.66e-05 +	1.63e-02 -	1.63e-02 +

	3.89e-05i	3.89e-05i	6.14e-05i	6.14e-05i	1.39e-01i	1.39e-01i
$\Delta\phi_{2d}$	-2.42e-06 - 1.98e-04i	-2.42e-06 + 1.98e-04i	-2.89e-06 + 6.04e-07i	-2.89e-06 - 6.04e-07i	-9.86e-03 + 3.36e-03i	-9.86e-03 - 3.36e-03i
$\Delta\phi_{2q}$	3.85e-06 + 1.96e-04i	3.85e-06 - 1.96e-04i	-1.14e-06 - 2.69e-06i	-1.14e-06 + 2.69e-06i	9.06e-03 + 4.95e-03i	9.06e-03 - 4.95e-03i
$\Delta\gamma_{2d}$	6.60e-04 - 1.81e-03i	6.60e-04 + 1.81e-03i	1.39e-05 + 7.12e-07i	1.39e-05 - 7.12e-07i	-1.98e-03 - 2.17e-03i	-1.98e-03 + 2.17e-03i
$\Delta\gamma_{2q}$	-6.43e-04 + 1.80e-03i	-6.43e-04 - 1.80e-03i	7.36e-06 + 8.29e-06i	7.36e-06 - 8.29e-06i	-1.76e-03 + 8.27e-04i	-1.76e-03 - 8.27e-04i
ΔI_{c2d}	-1.43e-07 + 4.01e-07i	-1.43e-07 - 4.01e-07i	-4.13e-07 + 1.36e-07i	-4.13e-07 - 1.36e-07i	4.42e-04 + 1.17e-04i	4.42e-04 - 1.17e-04i
ΔI_{c2q}	1.43e-07 - 3.98e-07i	1.43e-07 + 3.98e-07i	-1.62e-09 - 3.00e-07i	-1.62e-09 + 3.00e-07i	1.02e-03 - 6.44e-04i	1.02e-03 + 6.44e-04i
ΔI_{inv2d}	-1.22e-01 - 1.85e-02i	-1.22e-01 + 1.85e-02i	-8.15e-06 + 4.25e-06i	-8.15e-06 - 4.25e-06i	-3.08e-04 + 1.97e-03i	-3.08e-04 - 1.97e-03i
ΔI_{inv2q}	1.22e-01 + 1.74e-02i	1.22e-01 - 1.74e-02i	-6.47e-06 - 6.18e-06i	-6.47e-06 + 6.18e-06i	1.69e-03 - 1.05e-03i	1.69e-03 + 1.05e-03i
ΔV_{02d}	1.22e-01 + 2.12e-02i	1.22e-01 - 2.12e-02i	1.10e-06 + 7.95e-07i	1.10e-06 - 7.95e-07i	-3.10e-04 - 2.19e-04i	-3.10e-04 + 2.19e-04i
ΔV_{02q}	-1.22e-01 - 2.01e-02i	-1.22e-01 + 2.01e-02i	2.07e-07 + 4.77e-07i	2.07e-07 - 4.77e-07i	-3.60e-04 - 1.89e-04i	-3.60e-04 + 1.89e-04i
ΔI_{02d}	-2.02e-03 - 3.51e-04i	-2.02e-03 + 3.51e-04i	-6.22e-05 + 4.25e-05i	-6.22e-05 - 4.25e-05i	-1.70e-04 + 6.46e-02i	-1.70e-04 - 6.46e-02i
ΔI_{02q}	2.01e-03 + 3.57e-04i	2.02e-03 - 3.57e-04i	-9.00e-05 - 2.43e-05i	-9.00e-05 + 2.43e-05i	1.60e-01 + 8.47e-02i	1.60e-01 - 8.47e-02i

Tabla E- 3: Factor de participación del sistema en estudio – parte 3.

	p_{13}	p_{14}	p_{15}	p_{16}	p_{17}	p_{18}
$\Delta\delta_1$	0	0	0	0	0	0
ΔP_1	9.65e-03 - 2.63e-03i	9.65e-03 + 2.63e-03i	-1.31e-06 + 1.78e-06i	-1.31e-06 - 1.78e-06i	7.30 e-04- 1.45 e-04i	7.30 e-04 + 1.45 e-04i
ΔQ_1	1.08e-02 + 3.87e-02i	1.08 e-02 - 3.87 e-02i	-4.17 e-04 + 4.35 e-04i	-4.17 e-04 - 4.35 e-04i	1.34 e-01 + 2.24 e-02i	1.34 e-01 - 2.24 e-02i
$\Delta\phi_{1d}$	2.35e-03 - 5.90e-04i	2.35 e-03 + 5.90 e-04i	-5.10e-06 + 1.07e-05i	-5.10e-06 - 1.07e-05i	4.93 e-03 - 3.15 e-03i	4.93 e-03 + 3.15 e-03i
$\Delta\phi_{1q}$	-3.36e-03 - 1.52e-04i	-3.36 e-03 + 1.52 e-04i	-5.42e-06 + 6.58e-06i	-5.42e-06 - 6.58e-06i	3.44 e-03 - 8.83 e-04i	3.44 e-03 + 8.83 e-04i
$\Delta\gamma_{1d}$	5.41e-04 + 1.76e-04i	5.41 e-04 - 1.76 e-04i	3.22e-05 - 1.05e-05i	3.22e-05 + 1.05e-05i	-1.88 e-01 - 1.41 e-02i	-1.88 e-01 + 1.41 e-02i
$\Delta\gamma_{1q}$	3.26e-04 - 3.90e-04i	3.26 e-04+ 3.90 e-04i	1.60e-06 - 9.16e-06i	1.60e-06 + 9.16e-06i	-5.76 e-02 + 1.05 e-02i	-5.76 e-02 - 1.05 e-02i
ΔI_{c1d}	1.20e-03 - 1.29e-03i	1.20 e-03 + 1.29 e-03i	6.03e-06 + 9.21e-06i	6.03e-06 - 9.21e-06i	2.16 e-03- 9.41 e-04i	2.16 e-03 + 9.41 e-04i
ΔI_{c1q}	5.71e-04 - 1.39e-03i	5.71 e-04 + 1.39 e-03i	5.99e-07 - 2.28e-06i	5.99e-07 + 2.28e-06i	-2.90 e-03 + 3.39 e-04i	-2.90 e-03 - 3.39 e-04i
ΔI_{inv1d}	7.21e-05 - 3.53e-04i	7.21e-05 + 3.53 e-04i	3.01e-06 + 5.31e-06i	3.01e-06 - 5.31e-06i	-6.41 e-04 - 5.87 e-03i	-6.41 e-04 + 5.87 e-03i
ΔI_{inv1q}	-2.56e-04 + 4.42e-04i	-2.56 e-04 - 4.42 e-04i	2.22e-06 + 4.46e-06i	2.22e-06 - 4.46e-06i	-1.05 e-03 - 5.46 e-03i	-1.05 e-03 + 5.46 e-03i
ΔV_{01d}	1.02e-04 - 2.17e-05i	1.02 e-04 + 2.17e-05i	3.76e-06 - 3.78e-07i	3.76e-06 + 3.78e-07i	-9.19 e-04 - 2.52 e-04i	-9.19 e-04 + 2.52 e-04i

ΔV_{01q}	1.12e-04 + 3.49e-06i	1.12 e-04 - 3.49e-06i	3.34e-07 - 3.95e-07i	3.34e-07 + 3.95e-07i	-1.90 e-04 + 1.41e-05i	-1.90 e-04 - 1.41e-05i
ΔI_{01d}	-2.02e-01 + 8.49e-02i	-2.02 e-01 - 8.49 e-02i	1.05 e-04 + 1.21 e-04i	1.05 e-04 - 1.21 e-04i	5.19 e-02 + 5.58 e-04i	5.19 e-02 - 5.58 e-04i
ΔI_{01q}	1.84e-01 - 9.29e-02i	1.84 e-01 + 9.29 e-02i	1.20 e-04 + 3.28 e-04i	1.20 e-04 - 3.28 e-04i	5.51 e-02 - 3.68 e-03i	5.51 e-02 + 3.68 e-03i
$\Delta \delta_2$	-2.28e-04 + 1.61e-04i	-2.28 e-04 - 1.61 e-04i	1.13e-05 + 1.51e-05i	1.13e-05 - 1.51e-05i	1.27 e-03 + 2.41 e-04i	1.27 e-03 - 2.41 e-04i
ΔP_2	-9.44e-03 + 2.43e-03i	-9.44 e-03 - 2.43 e-03i	5.10e-05 + 2.79 e-04i	5.10e-05 - 2.79 e-04i	8.82 e-04 - 1.69 e-04i	8.82 e-04 + 1.69 e-04i
ΔQ_2	-1.07e-02 - 3.81e-02i	-1.07 e-02 + 3.81 e-02i	-5.91 e-03 + 6.60 e-03i	-5.91 e-03 - 6.60 e-03i	1.42 e-01 + 2.46 e-02i	1.42 e-01 - 2.46 e-02i
$\Delta \phi_{2d}$	-2.30e-03 + 5.69e-04i	-2.30 e-03 - 5.69 e-04i	3.57 e-04 + 1.85 e-04i	3.57 e-04 - 1.85 e-04i	5.27 e-03 - 3.49 e-03i	5.27 e-03 + 3.49 e-03i
$\Delta \phi_{2q}$	3.29e-03 + 1.67e-04i	3.29 e-03 - 1.67 e-04i	-2.17 e-04 - 3.01 e-04i	-2.17 e-04 + 3.01 e-04i	3.85 e-03 - 8.56 e-04i	3.85 e-03 + 8.56 e-04i
$\Delta \gamma_{2d}$	-5.32e-04 - 1.70e-04i	-5.32 e-04 + 1.70 e-03i	4.69e-05 + 3.65e-05i	4.69e-05 - 3.65e-05i	-2.00 e-01 - 1.32 e-02i	-2.00 e-01 + 1.32 e-02i
$\Delta \gamma_{2q}$	-3.22e-04 + 3.81e-04i	-3.22 e-04 - 3.81 e-04i	3.68 e-04 + 1.69 e-04i	3.68 e-04 - 1.69 e-04i	-6.42 e-02 + 9.68 e-03i	-6.42 e-02 - 9.68 e-03i
ΔI_{c2d}	8.12e-04 - 1.55e-03i	8.12 e-04 + 1.55 e-03i	3.85 e-01 + 3.18 e-01i	3.85 e-01 - 3.18 e-01i	-2.32 e-04 - 2.93 e-04i	-2.32 e-04 + 2.93 e-04i
ΔI_{c2q}	-4.54e-05 - 1.49e-03i	-4.54e-05 + 1.49 e-03i	-3.84 e-01 - 3.25 e-01i	-3.84 e-01 + 3.25 e-01i	-2.58 e-03 + 8.70 e-04i	-2.58 e-03 - 8.70 e-04i
ΔI_{inv2d}	-7.17e-05 + 3.45e-04i	-7.17e-05 - 3.45 e-04i	1.63 e-04 - 1.46 e-04i	1.63 e-04 + 1.46 e-04i	-9.22 e-04 - 6.28 e-03i	-9.22 e-04 + 6.28 e-03i
ΔI_{inv2q}	2.54e-04 - 4.32e-04i	2.54 e-04 + 4.32 e-04i	-2.13 e-04 + 4.38e-05i	-2.13 e-04 - 4.38e-05i	-9.72 e-04 - 6.08 e-03i	-9.72 e-04 + 6.08 e-03i
ΔV_{02d}	-1.01e-04 + 2.20e-05i	-1.01 e-04 - 2.20e-05i	2.92e-05 - 9.23e-06i	2.92e-05 + 9.23e-06i	-9.76 e-04 - 2.63 e-04i	-9.76 e-04 + 2.63 e-04i
ΔV_{02q}	-1.10e-04 - 4.03e-06i	-1.10 e-04 + 4.03e-06i	1.29e-05 + 1.84e-05i	1.29e-05 - 1.84e-05i	-2.11 e-04 + 8.99e-06i	-2.11 e-04 - 8.99e-06i
ΔI_{02d}	-2.64e-01 + 1.01e-01i	-2.64 e-012 - 1.01 e-01i	4.23 e-03 - 2.46 e-03i	4.23 e-03 + 2.46 e-03i	5.62 e-02 - 1.32 e-03i	5.62 e-02 + 1.32 e-03i
ΔI_{02q}	2.79e-01 - 8.79e-02i	2.79 e-01 + 8.79 e-02i	-3.79 e-04 + 1.59 e-03i	-3.79 e-04 - 1.59 e-03i	5.88 e-02 - 2.81 e-03i	5.88 e-02 + 2.81 e-03i

Tabla E- 4: Factor de participación del sistema en estudio – parte 4.

	p_{19}	p_{20}	p_{21}	p_{22}	p_{23}	p_{24}
$\Delta \delta_1$	0	0	0	0	0	0
ΔP_1	1.67e-04 - 3.99e-16i	-7.08e-06 - 1.36e-17i	1.23e-06 + 1.34e-17i	1.87 e-03 - 2.57 e-02i	1.87e-03 + 2.57 e-02i	1.21 e-01 - 1.01e-15i
ΔQ_1	8.01 e-03 + 2.73e-16i	3.76 e-04 + 1.13e-17i	-1.09 e-03 - 1.60e-17i	-5.84e-03 - 1.19 e-02i	-5.84 e-03 + 1.19 e-02i	4.32 e-01 + 3.90e-16i
$\Delta \phi_{1d}$	-1.40 e-03 - 4.28e-17i	8.13e-04 + 1.43e-16i	-3.17 e-03 - 1.19e-16i	-1.03 e-03 - 1.37 e-03i	-1.03 e-03 + 1.37 e-03i	9.38e-05 + 2.02e-19i
$\Delta \phi_{1q}$	-3.11 e-03 - 5.85e-16i	-3.05 e-03 - 3.96e-16i	7.68 e-04 + 1.92e-16i	1.16 e-02 - 4.10 e-03i	1.16 e-02 + 4.10 e-03i	5.66 e-03 - 3.18e-17i
$\Delta \gamma_{1d}$	1.17 e-01 -	-1.87 e-01 -	7.02 e-01 +	-7.54e-05 +	-7.54e-05 -	-8.65 e-04 -

	8.70e-18i	1.20e-16i	8.27e-17i	6.15e-05i	6.15e-05i	7.88e-19i
$\Delta\gamma_{1q}$	3.69 e-01 + 8.85e-16i	6.82 e-01 + 1.07e-15i	-1.66 e-01 - 4.64e-16i	-8.01e-05 + 3.32e-05i	-8.01e-05 - 3.32e-05i	-1.20 e-04 + 6.96e-19i
ΔI_{c1d}	2.21 e-04 + 2.25e-18i	6.98 e-04 + 7.70e-18i	-1.09 e-03 - 9.00e-18i	7.59e-05 - 1.50 e-04i	7.59e-05 + 1.50 e-04i	6.26 e-03 + 9.69e-18i
ΔI_{c1q}	-1.38 e-04 - 1.59e-17i	-9.19e-05 - 8.85e-18i	2.35 e-04 - 3.95e-18i	4.29e-05 - 1.17 e-04i	4.29e-05 + 1.17 e-04i	-3.56 e-03+ 4.59e-18i
ΔI_{inv1d}	3.57 e-03 - 3.29e-18i	7.57e-05 - 9.08e-22i	1.67e-05 - 1.22e-21i	7.83e-07 + 1.65e-06i	7.83e-07 - 1.65e-06i	1.28e-06 + 2.10e-20i
ΔI_{inv1q}	3.81 e-03 + 9.48e-19i	1.38 e-04 - 9.14e-22i	-7.82e-05 + 7.70e-21i	-1.34e-05 + 1.86e-06i	-1.34e-05 - 1.86e-06i	-3.34e-06 + 1.16e-20i
ΔV_{01d}	5.26e-05 - 1.13e-18i	-9.05e-05 - 1.89e-18i	3.45 e-04 + 4.04e-18i	-1.14e-05 + 9.61e-06i	-1.14e-05 - 9.61e-06i	-1.00 e-04 + 1.59e-20i
ΔV_{01q}	2.66 e-04 + 1.00e-17i	3.25 e-04 + 9.65e-18i	-8.10e-05 - 4.79e-18i	-1.41e-05 + 4.99e-06i	-1.41e-05 - 4.99e-06i	-1.33e-05 + 8.98e-20i
ΔI_{01d}	-3.24 e-03 + 4.28e-17i	-1.530 e-04 + 1.23e-18i	4.67 e-04 + 1.10e-18i	-5.77 e-04 - 3.74 e-04i	-5.77 e-04 + 3.74 e-04i	-9.71 e-03 - 6.10e-18i
ΔI_{01q}	-3.70 e-03 - 2.61e-16i	-1.58e-05 - 1.00e-18i	3.71e-05 + 9.21e-18i	3.71 e-03 - 1.36 e-03i	3.71 e-03 + 1.36 e-03i	2.95 e-03 - 1.15e-17i
$\Delta\delta_2$	2.53 e-04 + 1.82e-16i	-1.07e-06 + 5.50e-19i	-1.08e-07 + 1.51e-19i	-4.95 e-01 + 4.05 e-01i	-4.95 e-01 - 4.05 e-01i	6.06 e-04 + 1.61e-17i
ΔP_2	1.68 e-04 - 4.01e-16i	6.58e-06 + 1.24e-17i	-2.17e-06 - 1.23e-17i	4.71 e-01 - 3.85 e-01i	4.71 e-01 + 3.85 e-01i	-1.06 e-01 + 5.30e-16i
ΔQ_2	9.01 e-03 + 2.79e-16i	3.95e-04 - 1.31e-17i	-1.23 e-03+ 1.42e-17i	5.20 e-02 + 2.01 e-02i	5.20 e-02 - 2.01 e-02i	5.67 e-01- 9.05e-17i
$\Delta\phi_{2d}$	-1.47 e-03 - 5.08e-17i	7.20e-04- 6.81e-17i	-2.95 e-03 + 5.91e-17i	3.05 e-04 - 4.14 e-02i	3.05 e-04 + 4.14 e-02i	2.04 e-04 + 5.85e-21i
$\Delta\phi_{2q}$	-3.24 e-03 - 5.71e-16i	-3.01 e-03 + 5.59e-16i	8.63 e-04- 2.83e-16i	-2.94 e-02 + 4.44 e-02i	-2.94 e-02 - 4.44 e-02i	-3.83 e-03 + 2.16e-17i
$\Delta\gamma_{2d}$	1.18 e-01 - 1.47e-18i	-1.66 e-01 + 5.09e-17i	6.56 e-01 - 2.96e-17i	1.21 e-04 - 1.05 e-04i	1.21 e-04 + 1.05 e-04i	-1.13 e-03 - 1.90e-19i
$\Delta\gamma_{2q}$	3.84 e-01 + 8.85e-16i	6.73 e-01 - 1.22e-15i	-1.86 e-01+ 5.60e-16i	1.89 e-04 - 3.15 e-04i	1.89 e-04 + 3.15 e-04i	8.19e-05 - 4.71e-19i
ΔI_{c2d}	1.36 e-04 + 5.86e-18i	1.62 e-04 - 6.00e-18i	2.78e-05 + 1.14e-18i	2.00 e-04 - 7.10e-06i	2.00 e-04 + 7.10e-06i	1.97 e-03 + 1.19e-18i
ΔI_{c2q}	5.09e-08 - 2.22e-21i	-1.18 e-04 - 5.62e-18i	4.96 e-04 + 6.76e-18i	-7.15e-05 + 1.48 e-04i	-7.15e-05 - 1.48 e-04i	-4.79 e-03 - 6.90e-18i
ΔI_{inv2d}	3.88e-03 - 2.09e-18i	9.06e-05 + 1.85e-20i	-7.25e-05 - 1.44e-20i	-1.11e-05 + 4.30e-05i	-1.11e-05 - 4.30e-05i	1.53e-06 - 2.00e-20i
ΔI_{inv2q}	3.97 e-03 + 1.41e-19i	1.39 e-04 - 3.42e-20i	-9.04e-05 + 4.93e-20i	4.25e-05 - 3.91e-05i	4.25e-05 + 3.91e-05i	-2.29e-07 + 9.55e-22i
ΔV_{02d}	4.96e-05 + 5.00e-19i	-8.08e-05 - 2.35e-19i	3.24 e-04 - 1.01e-18i	1.60e-05 - 1.01e-05i	1.60e-05 + 1.01e-05i	-1.31 e-04 - 1.80e-18i
ΔV_{02q}	2.77 e-04 + 9.97e-18i	3.21 e-04 - 7.27e-18i	-9.10e-05 + 3.87e-18i	3.58e-05 - 5.41e-05i	3.58e-05 + 5.41e-05i	9.05e-06 - 5.71e-20i
ΔI_{02d}	-4.12 e-03 + 3.21e-17i	-1.44 e-04 - 1.68e-18i	5.89 e-04 + 3.17e-18i	1.36 e-04 - 1.25 e-02i	1.36 e-04 + 1.25 e-02i	-8.84 e-03 - 8.96e-18i
ΔI_{02q}	-3.74 e-03 - 2.64e-16i	-1.31e-05 + 7.77e-19i	4.70e-05 - 7.78e-18i	-9.07 e-03 + 1.40 e-02i	-9.07 e-03 - 1.40 e-02i	1.72 e-04 + 3.93e-18i

Tabla E- 5: Factor de participación del sistema en estudio – parte 5.

	p_{25}	p_{26}	p_{27}	p_{28}	p_{29}	p_{30}
$\Delta\delta_1$	0	0	0	0	0	1
ΔP_1	8.37 e-01 - 1.5e-15i	8.63 e-02+ 7.99e-16i	-8.33 e-02 + 5.08e-16i	-7.68 e-03 - 4.42 e-03i	-7.68 e-03 + 4.42 e-03i	0
ΔQ_1	7.07 e-03 - 1.46e-17i	-5.34 e-03 + 3.76e-17i	4.49 e-02 - 1.89e-16i	-5.73 e-04 + 2.75 e-04i	-5.73 e-04 - 2.75 e-04i	0
$\Delta\phi_{1d}$	4.72e-07 + 4.12e-19i	-3.85 e-01+ 2.75e-16i	-3.68 e-01- 4.54e-16i	7.04 e-01 + 5.45 e-01i	7.04 e-01 - 5.45 e-01i	0
$\Delta\phi_{1q}$	-1.28 e-03 + 4.00e-18i	7.40 e-02 - 2.03e-16i	3.10 e-01 - 6.56e-16i	-2.16 e-01 - 2.45 e-01i	-2.16 e-01 + 2.45 e-01i	0
$\Delta\gamma_{1d}$	2.52e-07 - 2.17e-20i	1.42 e-03 - 5.77e-19i	3.33 e-03 + 2.14e-18i	-2.56 e-03 - 2.03 e-03i	-2.56 e-03 + 2.03 e-03i	0
$\Delta\gamma_{1q}$	8.55e-06 - 3.04e-20i	-2.43 e-04 + 1.39e-18i	-1.70 e-03 + 5.82e-18i	9.40 e-04 + 1.06 e-03i	9.40 e-04- 1.06 e-03i	0
ΔI_{c1d}	4.82 e-04 - 2.64e-19i	1.99 e-04 + 1.35e-18i	7.80e-05 - 2.14e-18i	-1.25 e-04 + 1.56 e-04i	-1.25 e-04 - 1.56i	0
ΔI_{c1q}	-6.21e-05 + 1.58e-19i	6.23e-05 + 1.83e-18i	2.54 e-04 - 4.05e-18i	1.72 e-04 - 2.80 e-04i	1.72 e-04 + 2.80 e-04i	0
ΔI_{inv1d}	-9.52e-10 + 3.15e-21i	-1.83e-05 + 1.31e-19i	2.36e-05 - 5.23e-20i	2.53e-06 + 1.45e-07i	2.53e-06 - 1.45e-07i	0
ΔI_{inv1q}	1.45e-06 - 3.25e-21i	5.49e-06 - 1.06e-20i	-2.64e-05 + 3.46e-20i	-6.29e-07 - 7.62e-07i	-6.29e-07 + 7.62e-07i	0
ΔV_{01d}	3.02e-08 + 1.82e-20i	2.11 e-04 - 8.80e-20i	4.72 e-04 - 3.22e-19i	-3.71 e-04 - 2.94 e-04i	-3.71 e-04 + 2.94 e-04i	0
ΔV_{01q}	2.49e-06 - 1.14e-20i	-3.63e-05 + 1.92e-19i	-2.41 e-04 + 9.82e-19i	1.36 e-04+ 1.54 e-04i	1.36 e-04 - 1.54 e-04i	0
ΔI_{01d}	-2.57 e-04 - 5.52e-20i	-1.67 e-03 + 8.51e-18i	-6.16 e-04 + 5.26e-19i	1.37 e-04 - 5.61e-05i	1.37 e-04 + 5.61e-05i	0
ΔI_{01q}	3.98e-05 - 6.04e-20i	2.92 e-04 + 6.89e-18i	8.74 e-04 - 1.64e-17i	-2.77 e-04 + 1. e-04i	-2.77 e-04 - 1.75 e-04i	0
$\Delta\delta_2$	6.47e-06 + 9.80e-18i	1.12 e-01 + 2.80e-15i	-7.85 e-02 + 1.62e-15i	-9.97 e-04 + 1.58 e-03i	-9.97 e-04 - 1.58 e-03i	0
ΔP_2	1.53 e-01 + 1.15e-15i	-1.99 e-01 - 1.95e-15i	2.20 e-01- 1.22e-15i	9.05 e-03 + 2.33 e-03i	9.05 e-03 - 2.33 e-03i	0
ΔQ_2	2.24 + 1.18e- 17i	-5.33 e-02 + 3.88e-16i	3.73 e-02 - 1.42e-16i	2.98 e-04 - 1.61 e-04i	2.98 e-04 + 1.61 e-04i	0
$\Delta\phi_{2d}$	1.71e-07 - 3.59e-19i	9.04 e-01 - 7.85e-16i	8.07 e-01 + 7.74e-16i	-3.22 e-01 - 2.16 e-01i	-3.22 e-01 + 2.16 e-01i	0
$\Delta\phi_{2q}$	1.20 e-03 - 3.88e-18i	4.63 e-01 - 1.38e-15i	0.1.08 e-01 - 2.34e-16i	-1.65 e-01 - 8.34e-02i	-1.65 e-01 + 8.34 e-02i	0
$\Delta\gamma_{2d}$	7.83e-08 + 3.25e-20i	-1.52 e-03 + 1.08e-18i	-3.34 e-03 - 1.47e-18i	1.12 e-03 + 7.76 e-04i	1.12 e-03 - 7.76 e-04i	0
$\Delta\gamma_{2q}$	-7.43e-06 + 2.70e-20i	-1.54 e-03 + 9.31e-18i	-6.05 e-04 + 2.10e-18i	7.18 e-04 + 3.62 e-04i	7.18 e-04 - 3.62 e-04i	0
ΔI_{c2d}	2.85 e-04 + 7.69e-19i	-1.23 e-04 - 1.44e-18i	-1.02 e-04 + 1.61e-18i	-1.15 e-04 + 1.92 e-04i	-1.15 e-04 - 1.92 e-04i	0
ΔI_{c2q}	-1.12 e-04 + 3.63e-19i	-6.08e-05 - 3.51e-18i	-2 e-04 + 3.61e-18i	7.83e-05 - 1.31 e-04i	7.83e-05 + 1.31 e-04i	0
ΔI_{inv2d}	-3.27e-10 - 3.08e-21i	4.27e-05 - 7.94e-19i	-5.49e-05 - 2.87e-20i	-1.07e-06 - 8.83e-09i	-1.07e-06 + 8.83e-09i	0
ΔI_{inv2q}	-1.36e-06 + 3.64e-21i	1.99e-05 - 4.40e-20i	-1.39e-06 + 2.69e-21i	-4.88e-07 - 2.70e-07i	-4.88e-07 + 2.70e-07i	0

ΔV_{02d}	9.56e-09 - 1.89e-20i	-2.23 e-04 - 4.26e-19i	-4.73 e-04 - 7.44e-19i	1.63 e-04 + 1.12 e-04i	1.63 e-04 - 1.12 e-04i	0
ΔV_{02q}	-2.34e-06 + 1.00e-20i	-2.27 e-04 + 1.39e-18i	-8.41e-05 + 3.27e-19i	1.04 e-04 + 5.24e-05i	1.04 e-04 - 5.24e-05i	0
ΔI_{02d}	-2.55 e-04 - 4.35e-20i	4.32 e-03 - 2.45e-17i	3.14 e-03 - 2.45e-17i	1.21 e-04 - 7.71e-05i	1.21 e-04 + 7.71e-05i	0
ΔI_{02q}	1.24e-07 + 2.02e-19i	1.70 e-03 + 3.87e-17i	4.06 e-04 - 6.71e-18i	-2.87 e-04 + 1.82 e-04i	-2.87 e-04 - 1.82 e-04i	0

ANEXO F: GRÁFICOS DE LOS DISTINTOS CASOS APLICADOS AL CONTROL SECUNDARIO DE FRECUENCIA

En el presente anexo se presentan los gráficos obtenidos en las pruebas del control secundario de frecuencia para los casos continuo y discreto, sintonizados de acuerdo al ancho de banda y de acuerdo al tiempo de estabilización.

ANEXO F-1: CASO CONTINUO SINTONIZADO PARA EL ANCHO DE BANDA

Los siguientes gráficos fueron obtenidos al trabajar con el controlador PI sintonizado para el retardo y las variaciones de controlador PI con predictor de Smith en tiempo continuo, y con los controladores predictivos con tiempo de muestreo $T = 0.01[s]$ y $T = 0.02[s]$ en tiempo discreto. Todos estos controladores fueron sintonizados de acuerdo al ancho de banda $BW = 3.25 \left[\frac{rad}{s} \right]$.

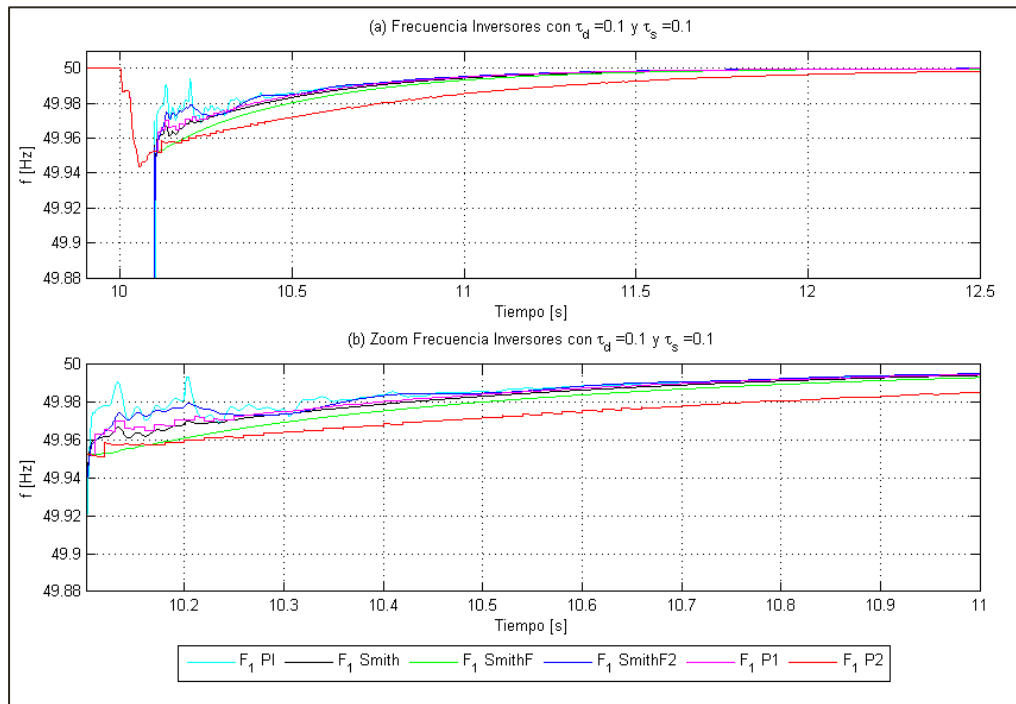


Gráfico F- 1: Frecuencia caso continuo sintonizado para BW con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.1[s]$.

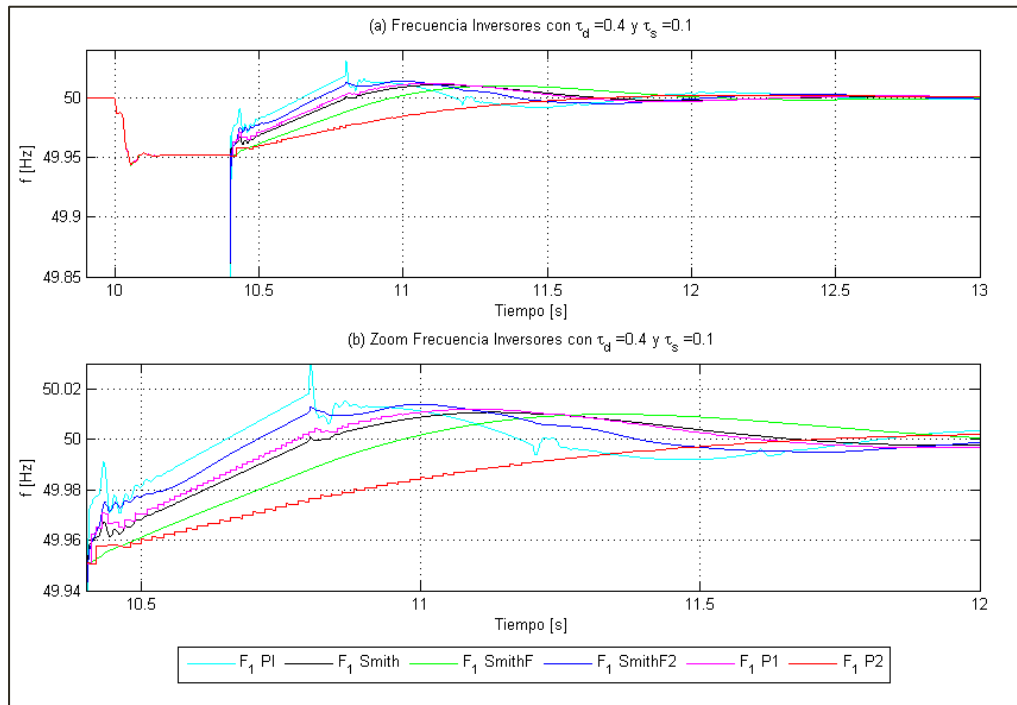


Gráfico F- 2: Frecuencia caso continuo sintonizado para BW con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.4[s]$.

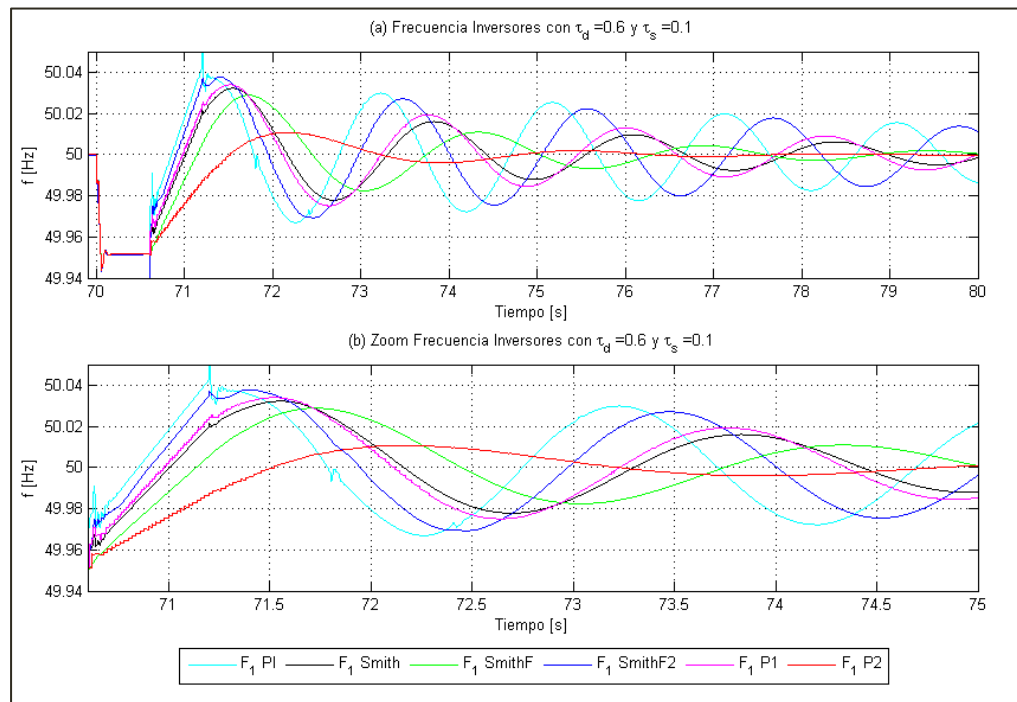


Gráfico F- 3: Frecuencia caso continuo sintonizado para BW con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.6[s]$.

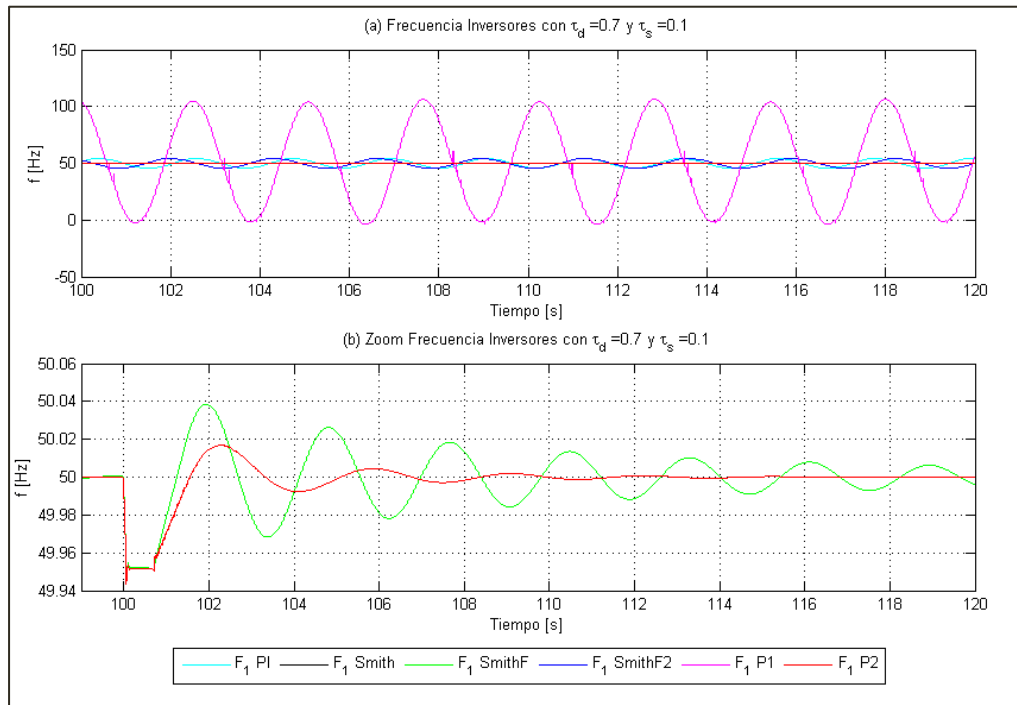


Gráfico F- 4: Frecuencia caso continuo sintonizado para BW con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.7[s]$.

ANEXO F-2: CASO CONTINUO SINTONIZADO PARA EL TIEMPO DE ESTABILIZACIÓN

Los siguientes gráficos fueron obtenidos al trabajar con el controlador PI sintonizado para el retardo y las variaciones de controlador PI con predictor de Smith en tiempo continuo. y con los controladores predictivos con tiempo de muestreo $T = 0.01[s]$ y $T = 0.02[s]$ en tiempo discreto. Todos estos controladores fueron sintonizados de acuerdo al tiempo de estabilización $t_s = 1.3[s]$.

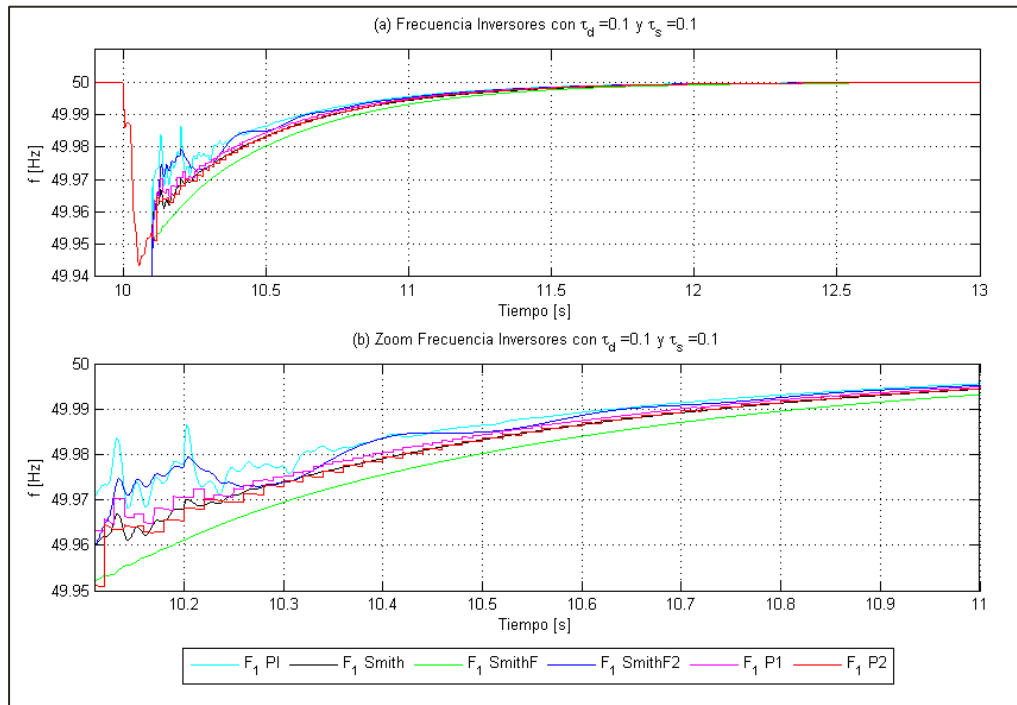


Gráfico F- 5: Frecuencia caso continuo sintonizado para t_s con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.1[s]$.

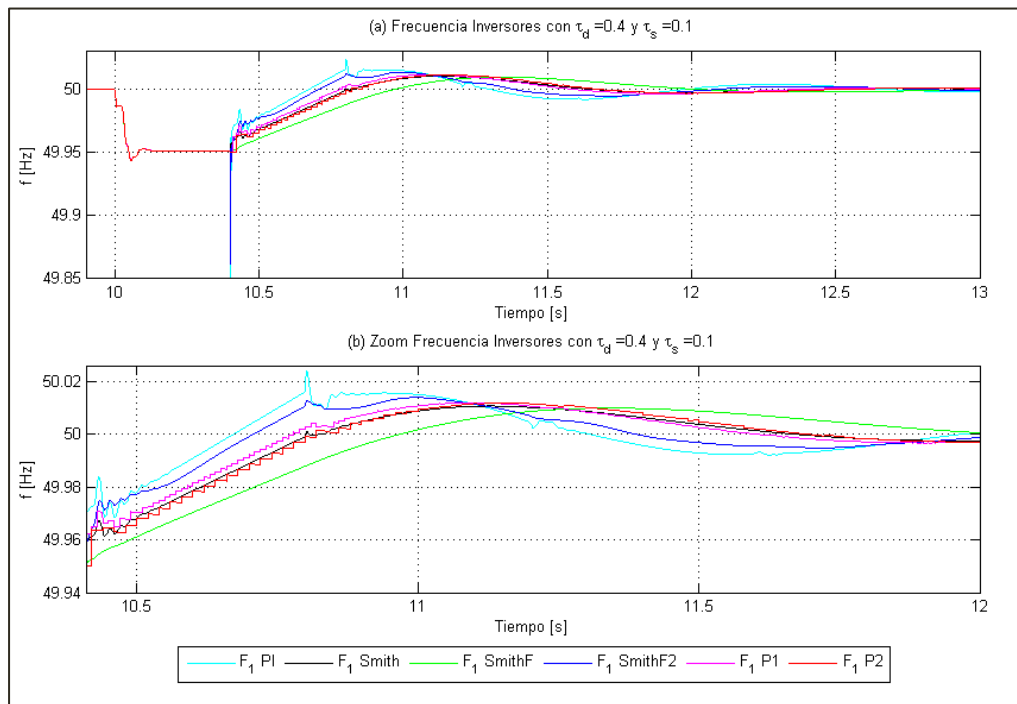


Gráfico F- 6: Frecuencia caso continuo sintonizado para t_s con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.4[s]$.

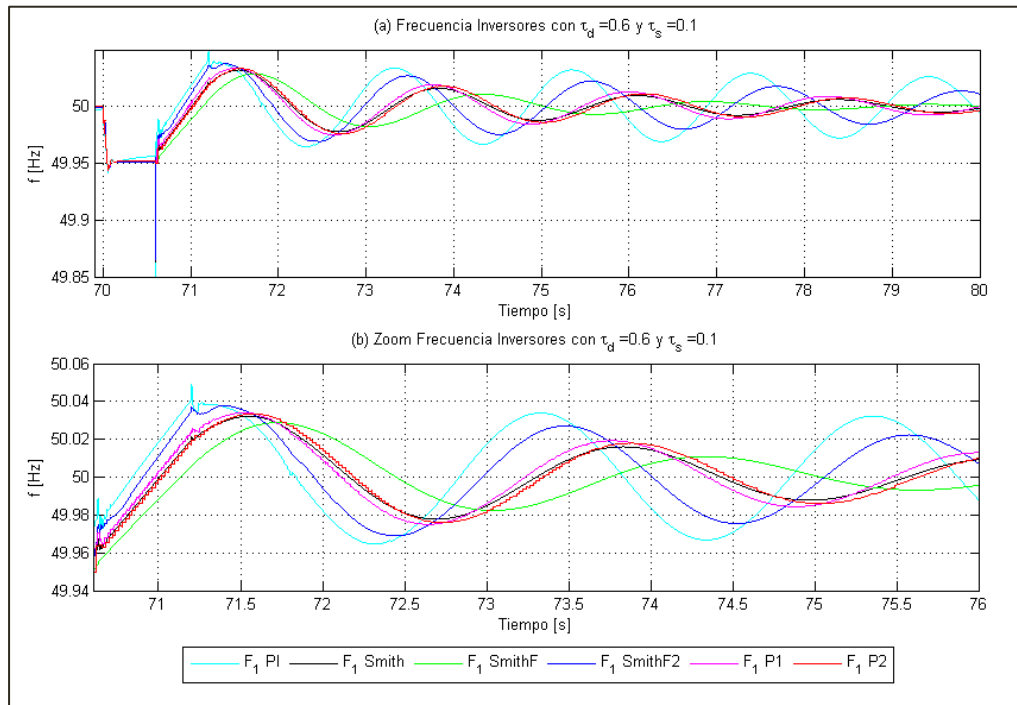


Gráfico F- 7: Frecuencia caso continuo sintonizado para t_s con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.6[s]$.

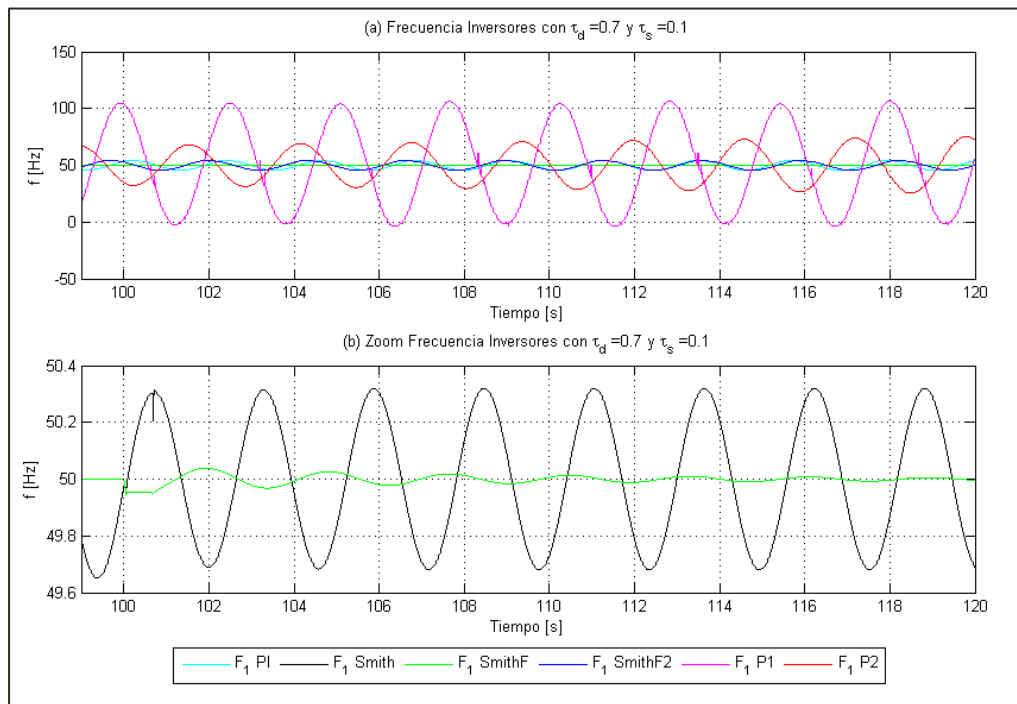


Gráfico F- 8: Frecuencia caso continuo sintonizado para t_s con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.7[s]$.

**ANEXO F-3: CASO DISCRETO SINTONIZADO PARA EL ANCHO DE BANDA
CON $T = 0.01[s]$**

Los siguientes gráficos fueron obtenidos al trabajar con el controlador PI sintonizado para el retardo, las variaciones de controlador PI con predictor de Smith y el controlador predictivo en tiempo discreto con tiempo de muestreo $T = 0.01[s]$. Todos estos controladores fueron sintonizados de acuerdo al ancho de banda $BW = 3.25 \left[\frac{rad}{s} \right]$.

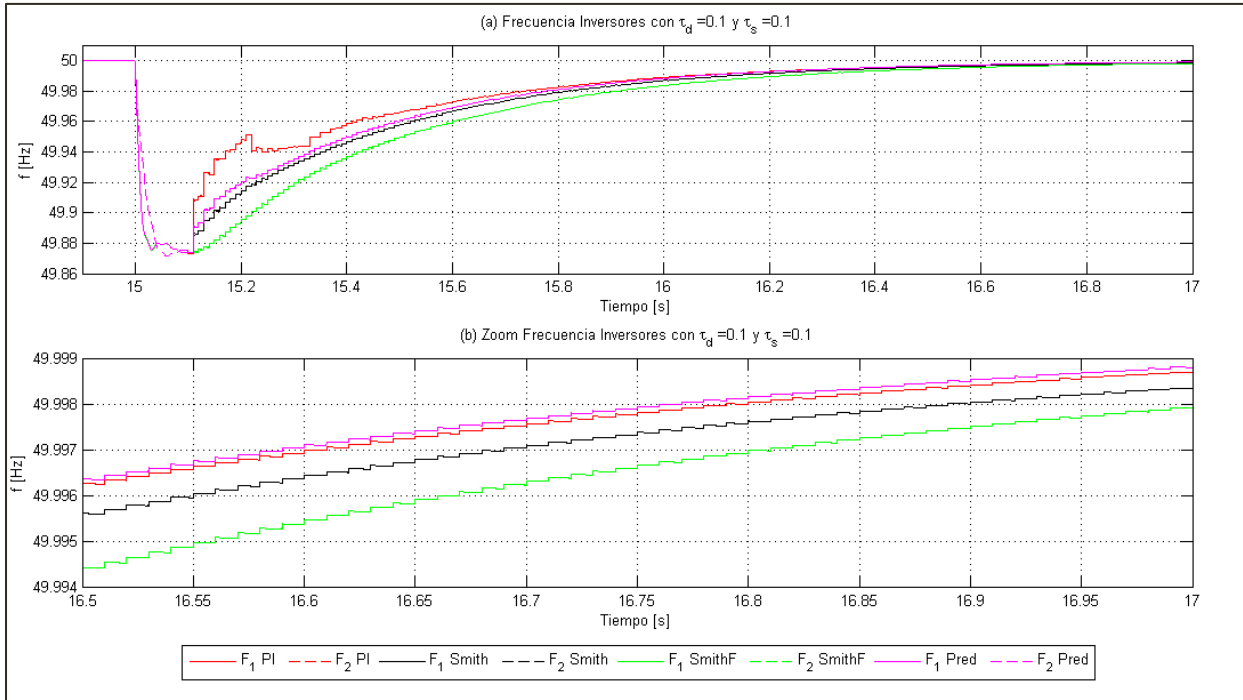


Gráfico F- 9: Frecuencia caso discreto sintonizado para BW con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.1[s]$ con $T = 0.01[s]$.

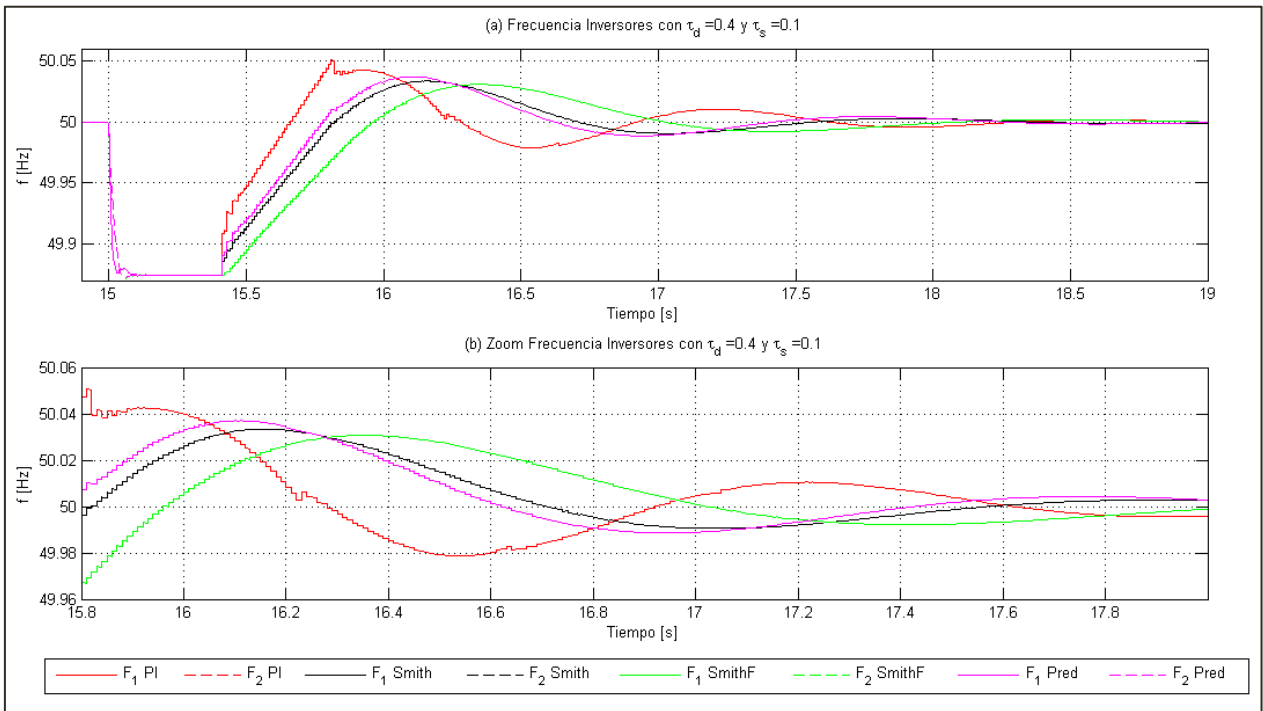


Gráfico F- 10: Frecuencia caso discreto sintonizado para BW con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.4[s]$ con $T = 0.01[s]$.

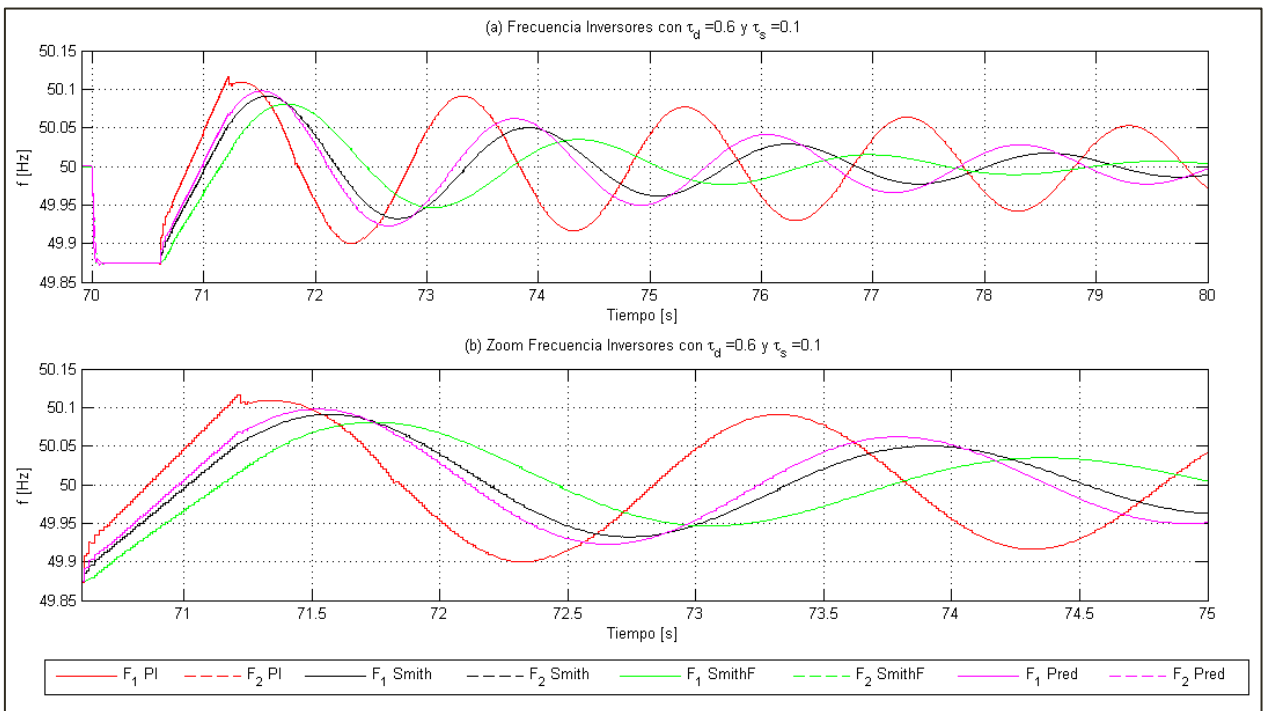


Gráfico F- 11: Frecuencia caso discreto sintonizado para BW con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.6[s]$ con $T = 0.01[s]$.

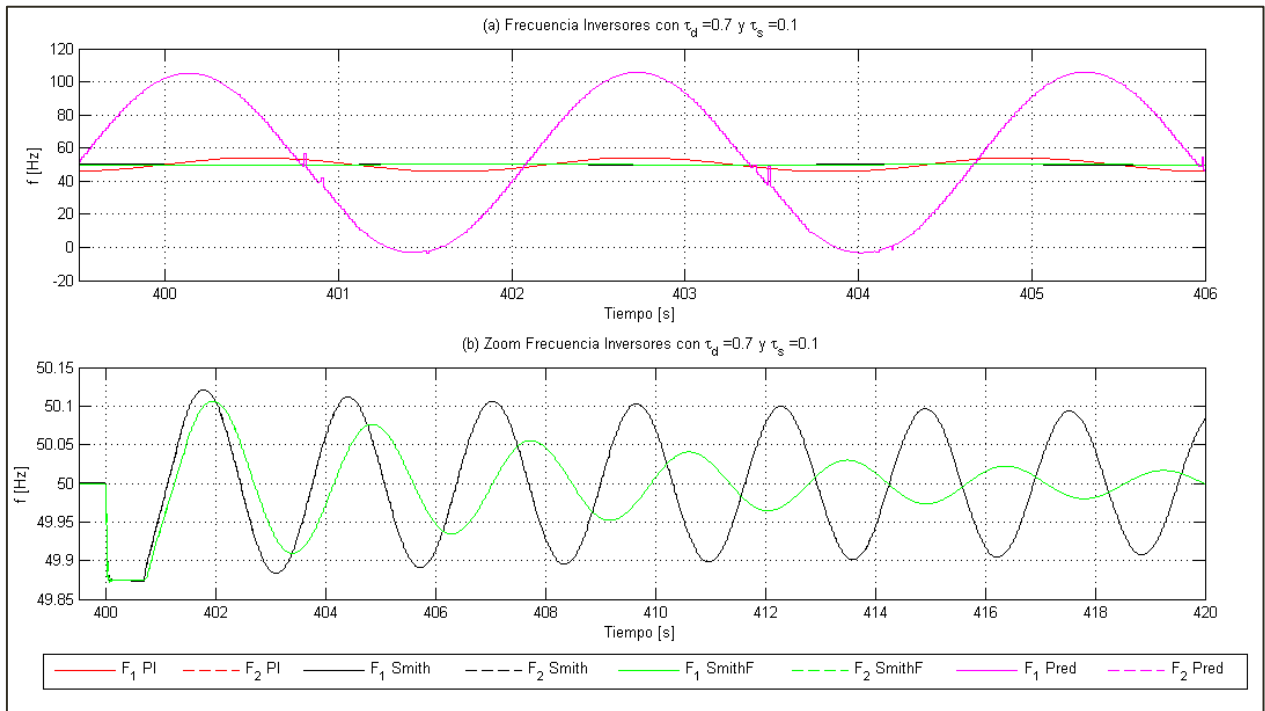


Gráfico F- 12: Frecuencia caso discreto sintonizado para BW con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.7[s]$ con $T = 0.01[s]$.

ANEXO F-4: CASO DISCRETO SINTONIZADO PARA EL TIEMPO DE ESTABILIZACIÓN CON $T = 0.01[s]$

Los siguientes gráficos fueron obtenidos al trabajar con el controlador PI sintonizado para el retardo. las variaciones de controlador PI con predictor de Smith y el controlador predictivo en tiempo discreto con tiempo de muestreo $T = 0.01[s]$. Todos estos controladores fueron sintonizados de acuerdo al tiempo de estabilización $t_s = 1.3[s]$.

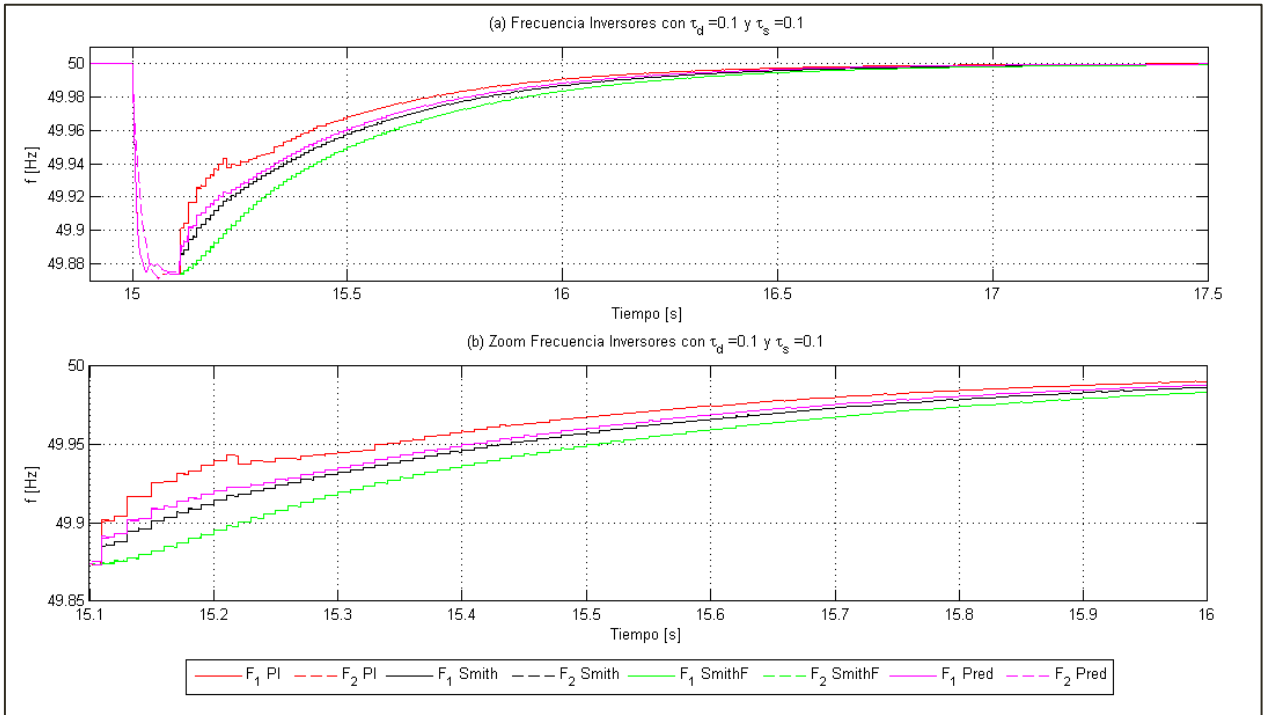


Gráfico F- 13: Frecuencia caso discreto sintonizado para t_s con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.1[s]$ con $T = 0.01[s]$.

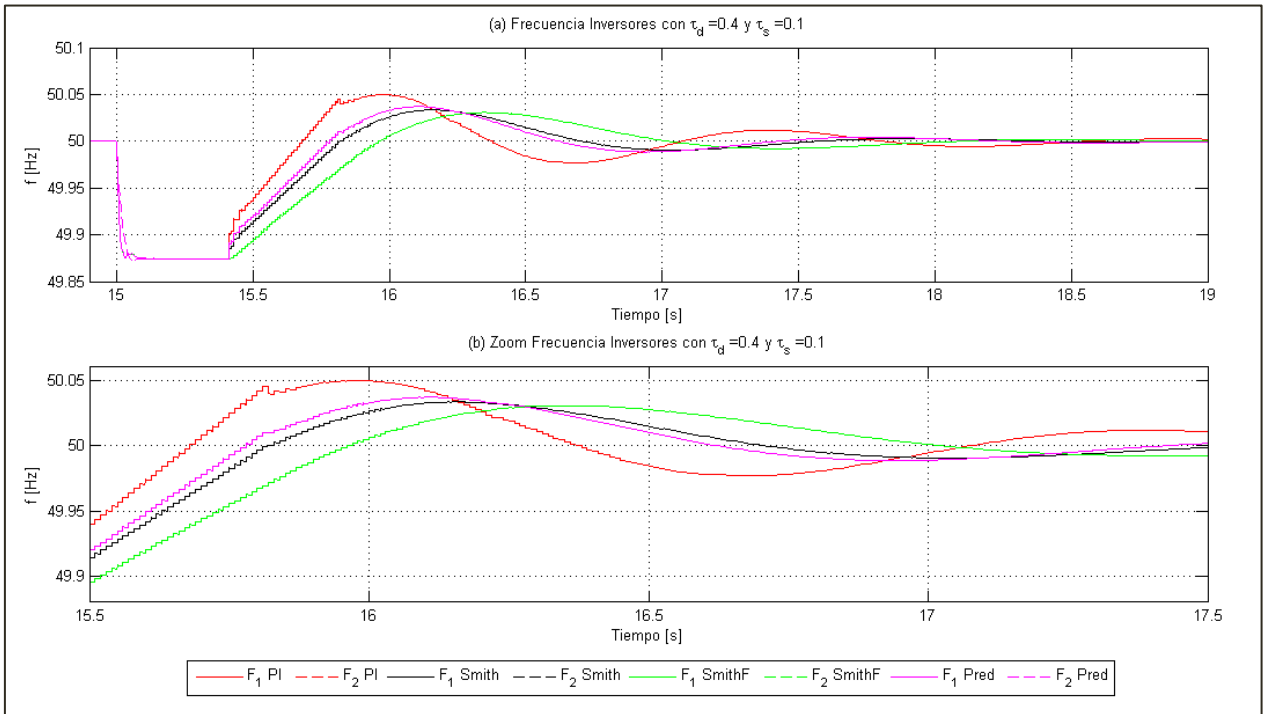


Gráfico F- 14: Frecuencia caso discreto sintonizado para t_s con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.4[s]$ con $T = 0.01[s]$.

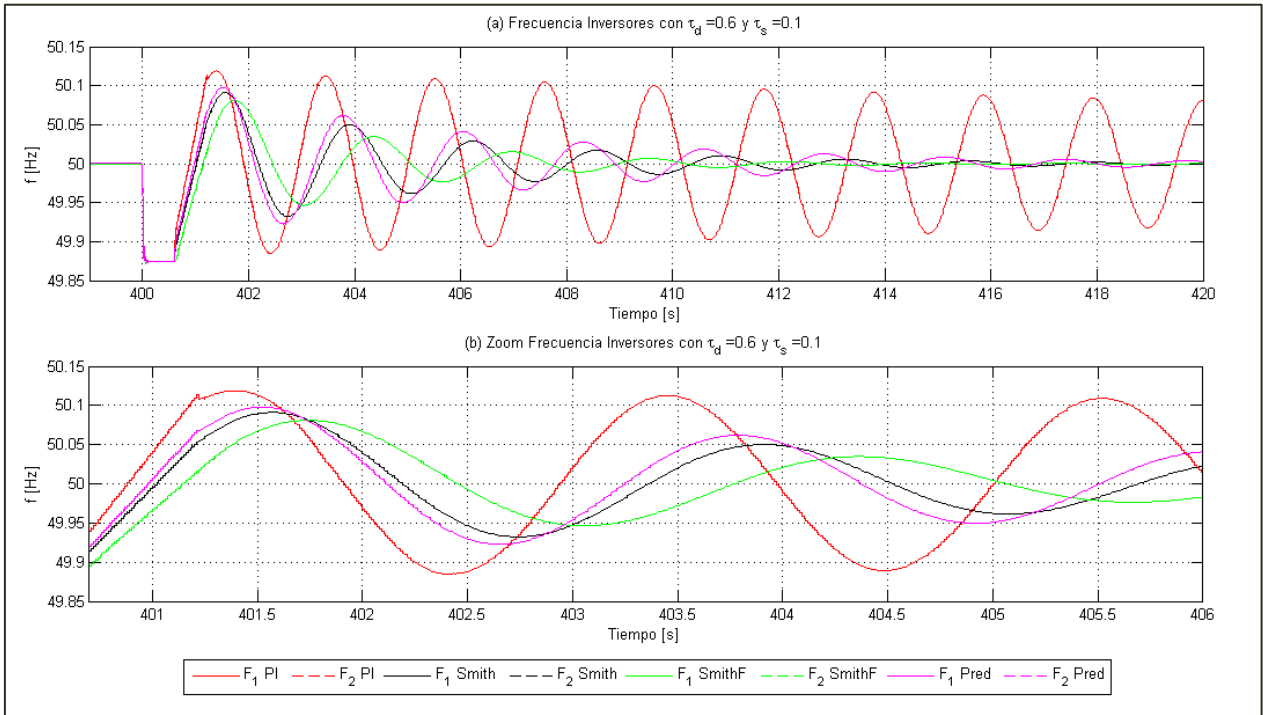


Gráfico F- 15: Frecuencia caso discreto sintonizado para t_s con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.6[s]$ con $T = 0.01[s]$.

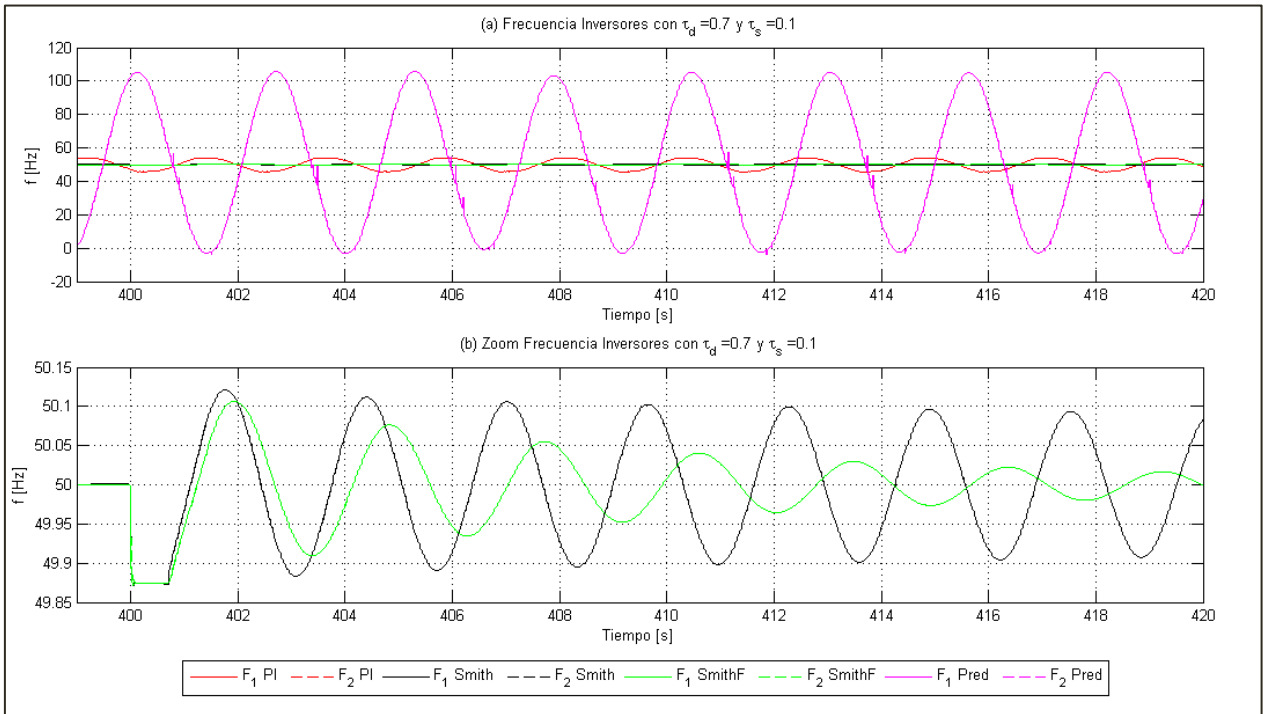


Gráfico F- 16: Frecuencia caso discreto sintonizado para t_s con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.7[s]$ con $T = 0.01[s]$.

ANEXO F-5: CASO DISCRETO SINTONIZADO PARA EL ANCHO DE BANDA
CON $T = 0.02[s]$

Los siguientes gráficos fueron obtenidos al trabajar con el controlador PI sintonizado para el retardo. Las variaciones de controlador PI con predictor de Smith y el controlador predictivo en tiempo discreto con tiempo de muestreo $T = 0.02[s]$. Todos estos controladores fueron sintonizados de acuerdo al ancho de banda $BW = 3.25 \left[\frac{rad}{s} \right]$.

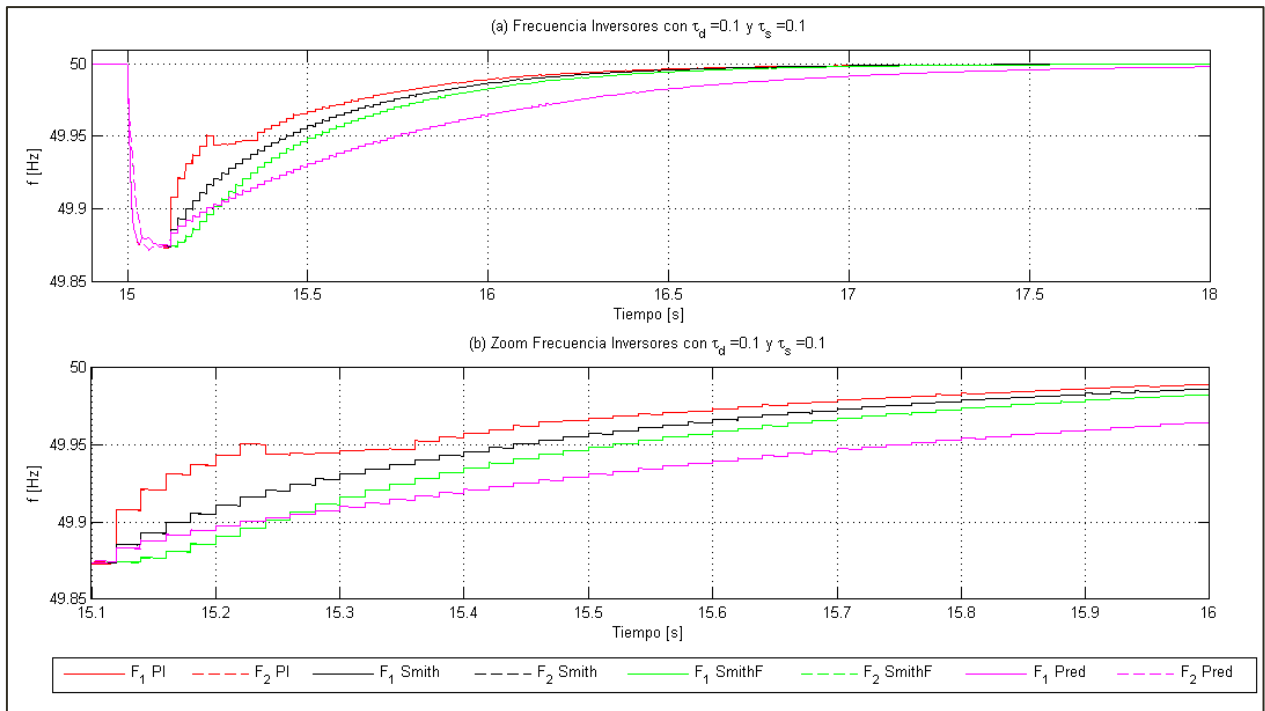


Gráfico F- 17: Frecuencia caso discreto sintonizado para BW con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.1[s]$ con $T = 0.02[s]$.

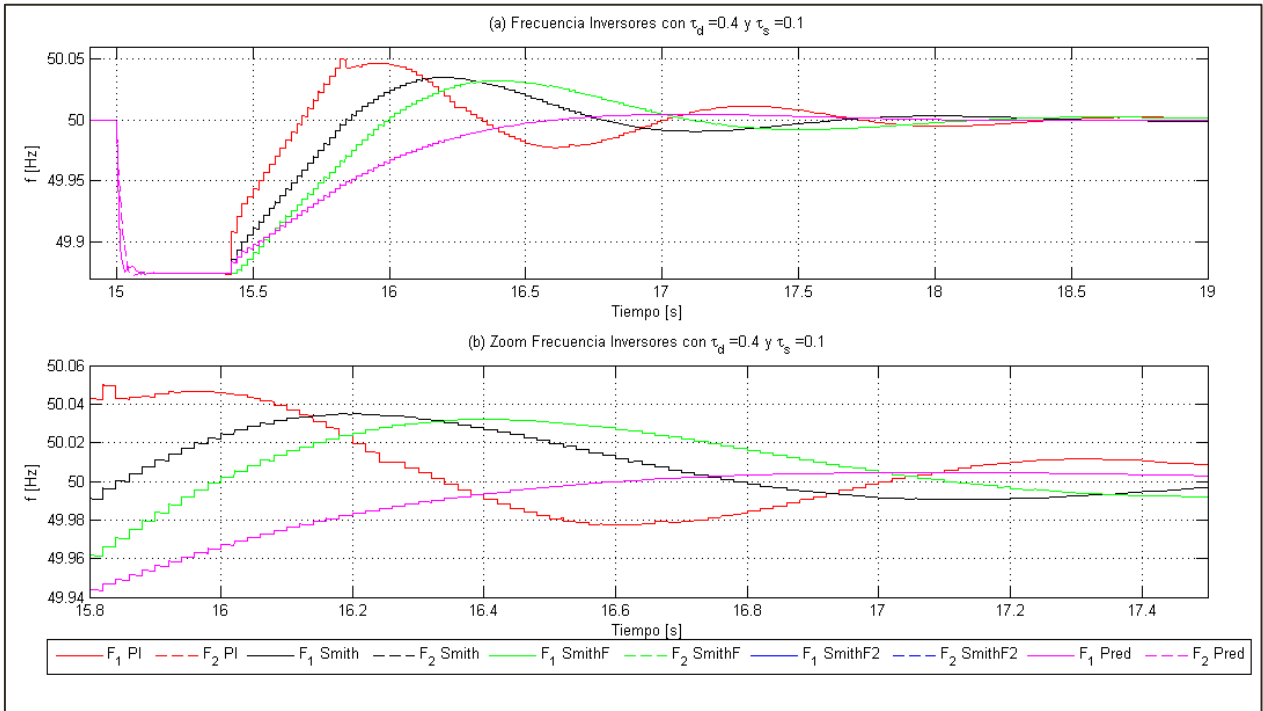


Gráfico F- 18: Frecuencia caso discreto sintonizado para BW con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.4[s]$ con $T = 0.02[s]$.

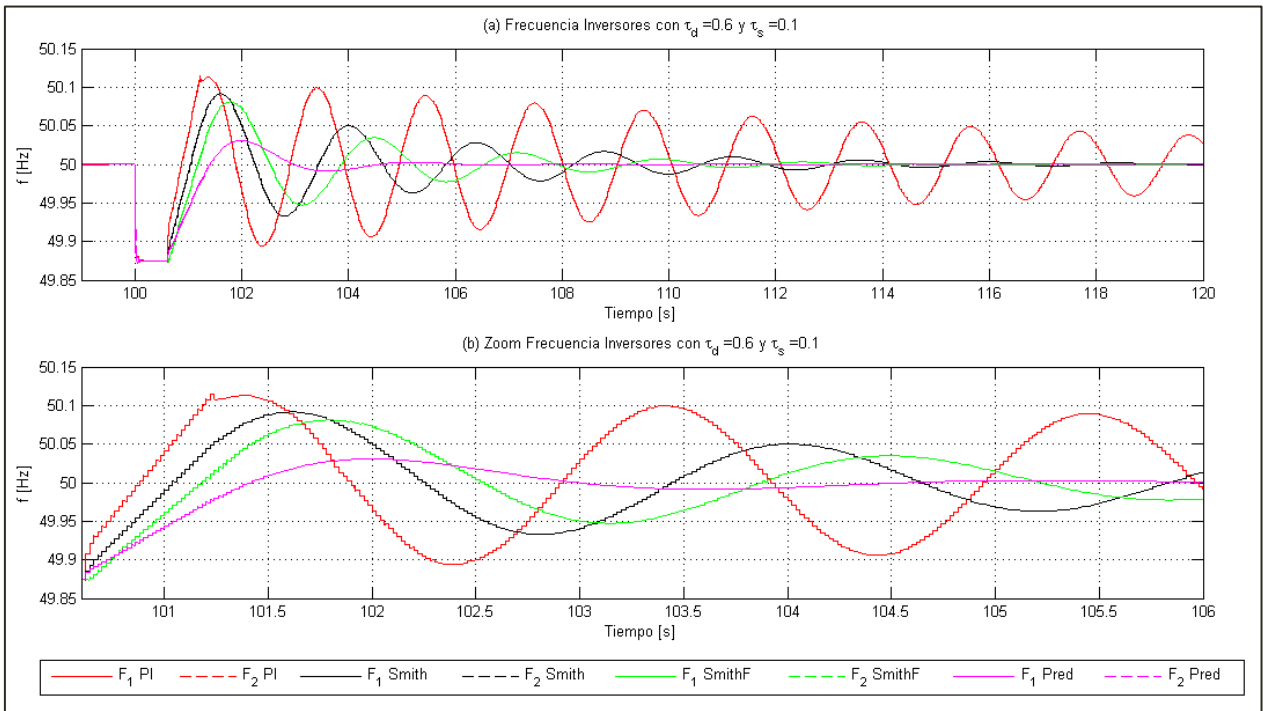


Gráfico F- 19: Frecuencia caso discreto sintonizado para BW con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.6[s]$ con $T = 0.02[s]$.

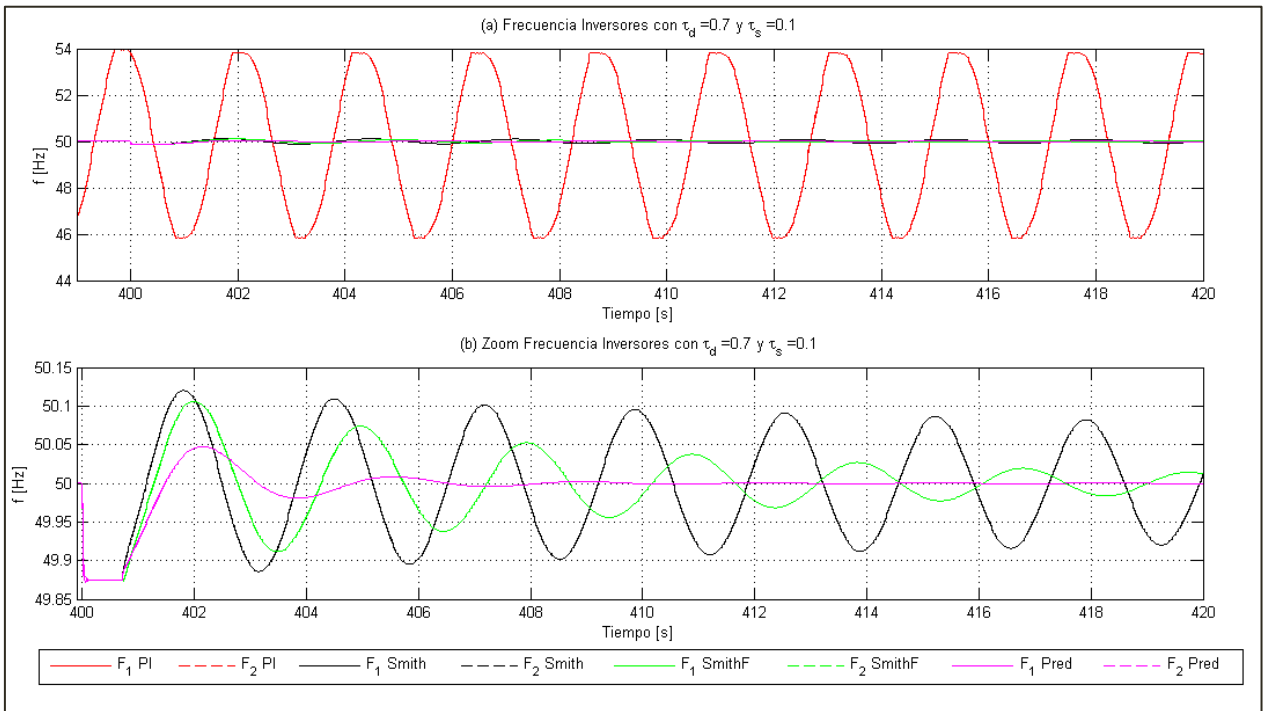


Gráfico F- 20: Frecuencia caso discreto sintonizado para BW con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.7[s]$ con $T = 0.02[s]$.

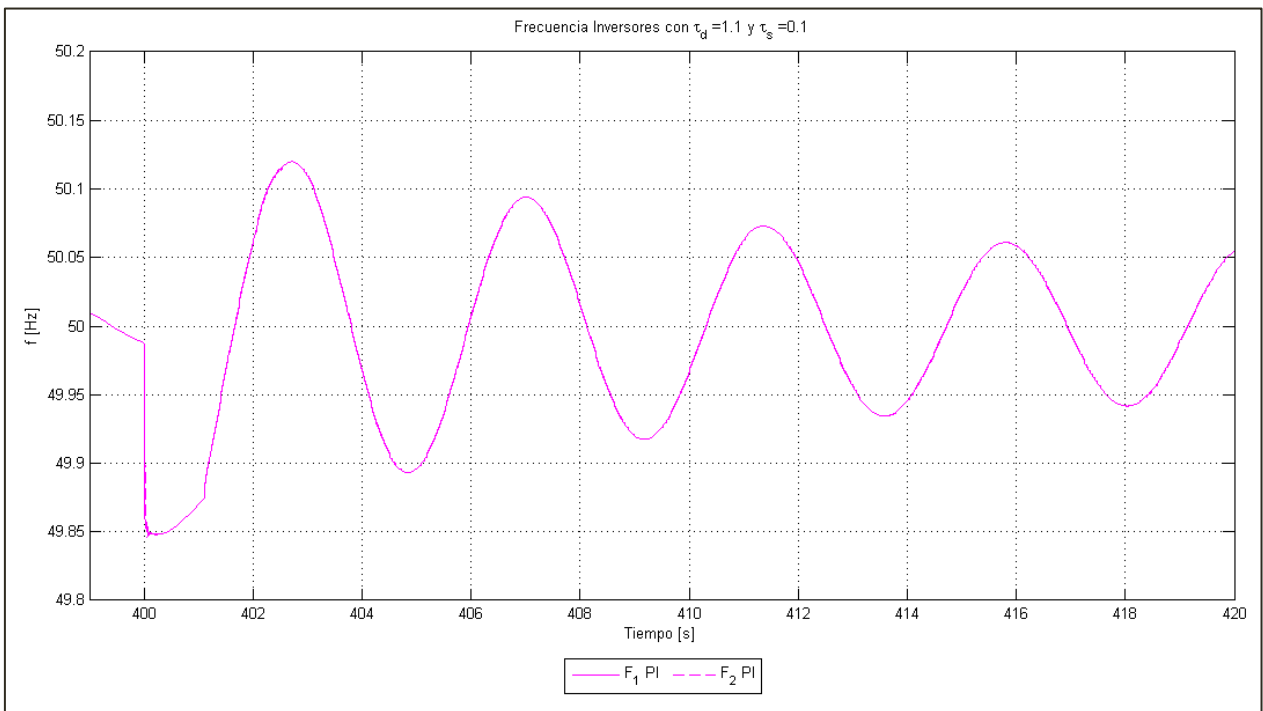


Gráfico F- 21: Frecuencia caso discreto sintonizado para BW con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 1.1[s]$ con $T = 0.02[s]$.

ANEXO F-6: CASO DISCRETO SINTONIZADO PARA EL TIEMPO DE ESTABILIZACIÓN CON $T = 0.02[s]$

Los siguientes gráficos fueron obtenidos al trabajar con el controlador PI sintonizado para el retardo. Las variaciones de controlador PI con predictor de Smith y el controlador predictivo en tiempo discreto con tiempo de muestreo $T = 0.02[s]$. Todos estos controladores fueron sintonizados de acuerdo al tiempo de estabilización $t_s = 1.3[s]$.

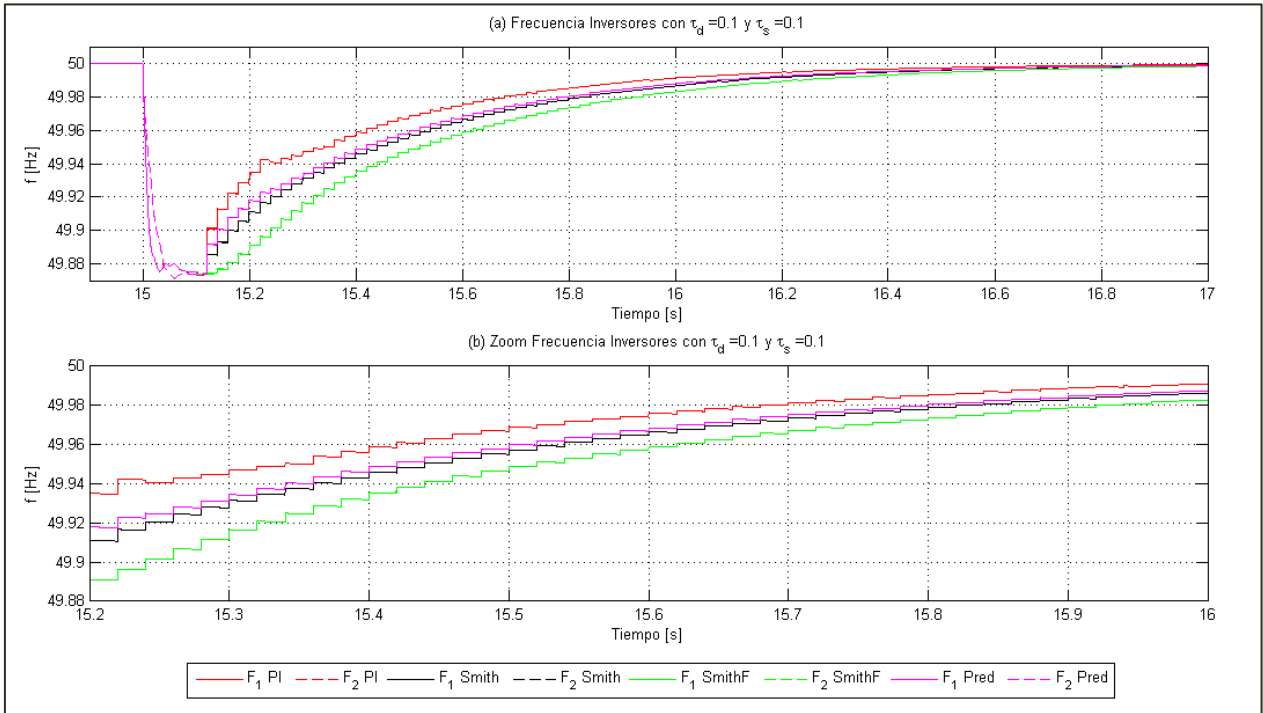


Gráfico F- 22: Frecuencia caso discreto sintonizado para t_s con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.1[s]$ con $T = 0.02[s]$.

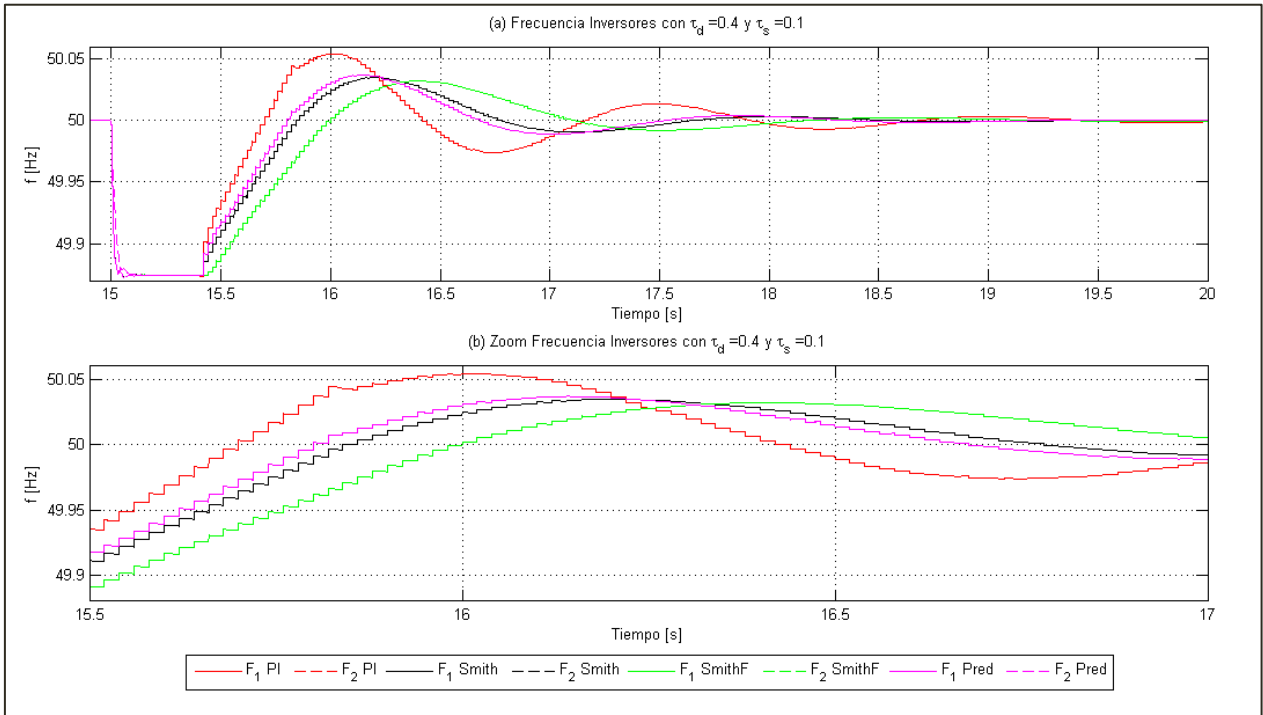


Gráfico F- 23: Frecuencia caso discreto sintonizado para t_s con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.4[s]$ con $T = 0.02[s]$.

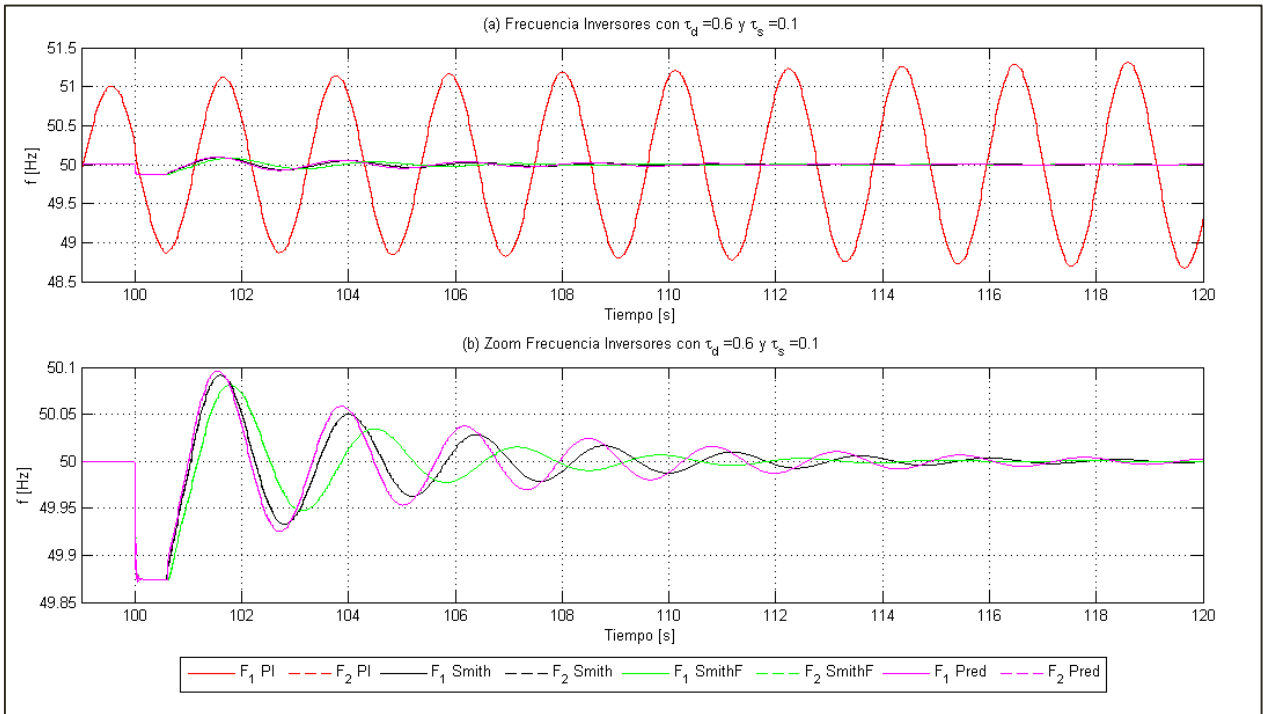


Gráfico F- 24: Frecuencia caso discreto sintonizado para t_s con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.6[s]$ con $T = 0.02[s]$.

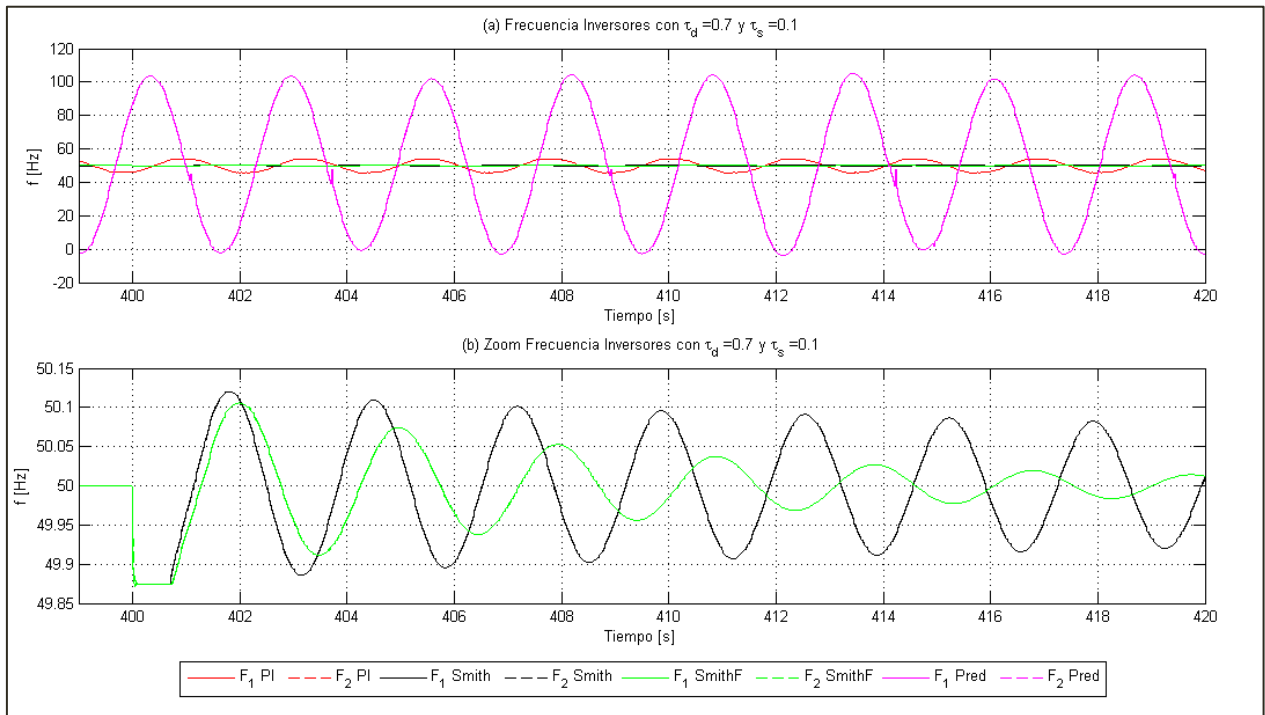


Gráfico F- 25: Frecuencia caso discreto sintonizado para t_s con $L = 0.1[s]$ y $\tau_d = 0.7[s]$ con $T = 0.02[s]$.

ANEXO G: TABLAS DE LOS DISTINTOS CASOS APLICADOS AL CONTROL SECUNDARIO DE FRECUENCIA

En el presente anexo se presentan las tablas de los resultados del control secundario de frecuencia obtenidos al trabajar con controladores sintonizados de acuerdo al ancho de banda BW o al tiempo de estabilización t_s cuando han sido discretizados para $T = 0.01[s]$.

Tabla G- 1: Caso discreto con $T = 0.01[s]$ sintonizado de acuerdo a un ancho de banda $BW = 3.25 \left[\frac{rad}{s} \right]$ para $L = 0.1[s]$.

Tipo	$\tau_d[s]$	J_f	J_U	J_T	MOV [%]	$t_s[s]$
PI	0.01	1.6628	0.0108	6.0022	0	1.16
Smith		2.4442	0.0024	3.4260	0	1.26
Smith F		3.1961	0.0015	3.7804	0	1.38
Smith F2		190.0712	0.0034	191.4414	-	-
Predictivo		2.2187	0.0036	3.6484	0	1.20
PI	0.1	2.1669	0.0144	7.9543	0.02	0.96
Smith		3.0044	0.0029	4.1632	0	1.03
Smith F		3.8237	0.0017	4.5195	0	1.13
Smith F2		190.6178	0.0048	192.5480	-	-
Predictivo		2.7632	0.0042	4.4481	0	0.97
PI	0.2	2.9346	0.0151	8.9853	0.02	0.70
Smith		3.8074	0.0034	5.1518	0	0.72
Smith F		4.6884	0.0021	5.5288	0	0.78
Smith F2		191.3897	0.0049	193.3728	-	-
Predictivo		3.5579	0.0047	5.4469	0	0.67
PI	0.3	4.0373	0.0161	10.4821	0.04	0.32
Smith		4.8953	0.0039	6.4783	0.02	0.43
Smith F		5.8237	0.0026	6.8514	0.02	0.56
Smith F2		192.4893	0.0059	194.8519	-	-
Predictivo		4.6578	0.0054	6.8223	0.02	0.38
PI	0.4	5.8811	0.0177	12.9801	0.10	1.87
Smith		6.5100	0.0049	8.4581	0.06	1.16
Smith F		7.4141	0.0032	8.7043	0.06	1.42
Smith F2		194.2863	0.0072	197.1742	-	-
Predictivo		6.3503	0.0065	8.9516	0.08	1.67
PI	0.5	9.9197	0.0214	18.4978	0.16	4.2
Smith		9.4298	0.0065	12.0309	0.12	3.23
Smith F		10.0371	0.0043	11.7611	0.12	3.59
Smith F2		198.1180	0.0100	202.1251	-	-
Predictivo		9.6005	0.0085	13.0176	0.14	3.97
PI	0.6	15.4156	0.0200	23.4204	0.24	>9.4
Smith		8.6145	0.0054	10.7888	0.18	7.03

Smith F		7.7366	0.0033	9.0483	0.16	5.33
Smith F2		193.5650	0.0111	198.0251	-	-
Predictivo		10.0210	0.0075	13.0354	0.20	9.07
PI	0.7	Inestable	-	-	-	-
Smith		22.4099	0.0129	27.5633	0.24	>19.3
Smith F		8.5123	0.0036	9.9366	0.22	7.30
Smith F2		Inestable	-	-	-	-
Predictivo		Inestable	-	-	-	-

Tabla G- 2: Caso discreto con $T = 0.01[s]$ sintonizado de acuerdo a un tiempo de estabilización $t_s = 1.3[s]$ para $L = 0.1[s]$.

Tipo	$\tau_d[s]$	J_f	J_U	J_T	MOV [%]	$t_s[s]$
PI	0.01	1.7016	0.0073	4.6267	0	1.09
Smith		2.4442	0.0024	3.4260	0	1.26
Smith F		3.1961	0.0015	3.7804	0	1.38
Smith F2		190.0712	0.0034	191.4414	-	-
Predictivo		2.2187	0.0036	3.6484	0	1.20
PI	0.1	2.2191	0.0093	5.9316	0	0.87
Smith		3.0044	0.0029	4.1632	0	1.03
Smith F		3.8237	0.0017	4.5195	0	1.13
Smith F2		190.6178	0.0048	192.5480	-	-
Predictivo		2.7632	0.0042	4.4481	0	0.97
PI	0.2	3.0171	0.0101	7.0630	0.02	0.62
Smith		3.8074	0.0034	5.1518	0	0.72
Smith F		4.6884	0.0021	5.5288	0	0.78
Smith F2		191.3897	0.0049	193.3728	-	-
Predictivo		3.5579	0.0047	5.4469	0	0.67
PI	0.3	4.1990	0.0111	8.6687	0.04	0.59
Smith		4.8953	0.0039	6.4783	0.02	0.43
Smith F		5.8237	0.0026	6.8514	0.02	0.56
Smith F2		192.4893	0.0059	194.8519	-	-
Predictivo		4.6578	0.0054	6.8223	0.02	0.38
PI	0.4	6.2879	0.0129	11.4746	0.10	2.12
Smith		6.5100	0.0049	8.4581	0.06	1.16
Smith F		7.4141	0.0032	8.7043	0.06	1.42
Smith F2		194.2863	0.0072	197.1742	-	-
Predictivo		6.3503	0.0065	8.9516	0.08	1.67
PI	0.5	11.4985	0.0177	18.5827	0.16	>4.50
Smith		9.4298	0.0065	12.0309	0.12	3.23
Smith F		10.0371	0.0043	11.7611	0.12	3.59
Smith F2		198.1180	0.0100	202.1251	-	-

Predictivo		9.6005	0.0085	13.0176	0.14	3.97
PI	0.6	20.7238	0.0205	28.9378	0.24	>19.4
Smith		4.3404	0.0027	5.4348	0.18	7.03
Smith F		3.8740	0.0016	4.5308	0.16	5.33
Smith F2		182.8773	0.0059	185.2308	-	-
Predictivo		5.1289	0.0038	6.6660	0.20	9.07
PI	0.7	Inestable	-	-	-	-
Smith		22.4099	0.0129	27.5633	0.24	>19.4
Smith F		8.5123	0.0036	9.9366	0.22	7.30
Smith F2		Inestable	-	-	-	-
Predictivo		Inestable	-	-	-	-