

UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIÓN



TESIS DOCTORAL

**DISEÑO DE UN SISTEMA DE CONTROL GENALIZADO PARA
COMPENSADORES SERIE DE TENSIÓN**

IGNACIO DE LA NUEZ PESTANA

Las Palmas de Gran Canaria, Diciembre de 1994

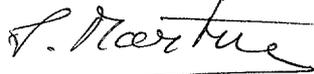
20-1993/94

**UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
UNIDAD DE TERCER CICLO Y POSTGRADO**

Reunido el día de la fecha, el Tribunal nombrado por el Excmo. Sr. Rector Magfco. de esta Universidad, el aspirante expuso esta TESIS DOCTORAL.

Terminada la lectura y contestadas por el Doctorando las objeciones formuladas por los señores jueces del Tribunal, éste calificó dicho trabajo con la nota de APTO CUM LAUDE POR UNANIMIDAD Las Palmas de G. C., a 14 de Enero de 1994.

El Presidente: Dr. D. Salvador Martínez García,



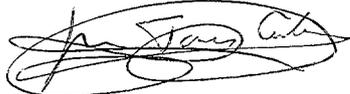
El Secretario: Dr. D. Roberto Sarmiento Rodríguez,



El Vocal: Dr. D. Antonio Núñez Ordoñez,



El Vocal: Dr. D. Ignacio Tornos Cubillo,



El Vocal: Dr. D. Carlos De Mora Buendía,



El Doctorando: D. Ignacio de la Nuez Pestana,





**UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES**

BIBLIOTECA UNIVERSITARIA
LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
Nº Documento..... 337.874
Nº Copia..... 337.881



TESIS DOCTORAL

**DISEÑO DE UN SISTEMA DE CONTROL GENERALIZADO
PARA COMPENSADORES SERIE DE TENSIÓN**

Autor: Ignacio de la Nuez Pestana
Director: Vicente Feliu Batlle
Dpto. Electrónica y Telecomunicación
Diciembre-1993

UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA

E. T. S. DE INGENIEROS INDUSTRIALES

TESIS DOCTORAL

**DISEÑO DE UN SISTEMA DE CONTROL GENERALIZADO
PARA COMPENSADORES SERIE DE TENSIÓN**

Autor

D. Ignacio de la Nuez Pestana
Ingeniero Industrial

Director

Dr. Vicente Feliu Batlle
Catedrático de Ingeniería de Sistemas y Automática
Universidad Nacional de Educación a Distancia

TRIBUNAL

Presidente

Dr. Salvador Martínez García
Catedrático de Tecnología Electrónica
Universidad Nacional de Educación a Distancia

Vocales

Dr. Antonio Núñez Ordoñez
Catedrático de Tecnología Electrónica
Universidad de Las Palmas

Dr. Ignacio Tornos Cubillo
Delegado de Dirección del área de Distribución de Iberdrola

Dr. Carlos de Mora Buendía
Titular de Universidad de Ingeniería de Sistemas y Automática
Universidad Nacional de Educación a Distancia

Dr. Roberto Sarmiento Rodríguez
Titular de Universidad de Tecnología Electrónica
Universidad de Las Palmas

UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA

DOCTORADO EN INGENIERÍA INDUSTRIAL
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIÓN
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

**DISEÑO DE UN SISTEMA DE CONTROL GENERALIZADO
PARA COMPENSADORES SERIE DE TENSIÓN**

Tesis Doctoral presentada por D. Ignacio de la Nuez Pestana
Dirigida por el Dr. D. Vicente Feliu Batlle

El Director,



El Doctorando,



Las Palmas de Gran Canaria a de de 1993.

RESUMEN

Debido al incremento de cargas no lineales, el porcentaje de corrientes armónicas absorbidas en la red eléctrica es mayor, traduciéndose en distorsiones armónicas de la tensión, que afectan a otras cargas sensibles. En el presente trabajo se presenta un compensador serie de tensión, adecuado para corregir la tensión en redes eléctricas de alimentación con cargas críticas.

El objetivo de esta tesis es el diseño de un sistema de control generalizado para equipos compensadores serie de tensión. El esquema básico de un compensador serie dispone de un filtro activo, como elemento que elimina las perturbaciones en la tensión.

Primeramente se analiza el modelo del esquema básico de los compensadores serie. El control del filtro del compensador se realiza mediante interruptores de potencia, por ese motivo, el modelo deberá discretizarse y posteriormente linealizarse para su control por computador. Este modelo obtenido incorpora los diferentes diseños de compensadores serie y las diferentes técnicas de actuación sobre los interruptores de potencia.

A continuación se desarrolla una técnica original de control en tiempo mínimo, que incorpora un mecanismo de predicción de la referencia. En el modelo discreto y lineal de los compensadores serie de tensión se incluye la carga como elemento perturbador. La técnica de control permitirá actuar frente a cualquier alteración generada por las fluctuaciones de la tensión y de la carga en forma combinada.

El algoritmo propuesto se simula, y su validez es corroborada por los resultados obtenidos en un prototipo de laboratorio de 1kVA, montado a tal efecto.

AGRADECIMIENTOS

Quiero expresar mi sincero agradecimiento a todas aquellas personas que de muy diversas formas me han ayudado para hacer realidad el trabajo que aquí presento.

A mi Director, Vicente Feliu Batlle por su labor de dirección sin cuya ayuda me hubiese sido imposible el realizar este trabajo.

Al Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Control de la U.N.E.D, donde he recibido un cordial apoyo y en especial a Salvador Martínez Garcia.

Por último quiero agradecer a David y a Pili por su inestimable comprensión para permitirme la dedicación necesaria a este trabajo.

A todos,

GRACIAS.

ÍNDICE

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN.

1.1.	INTRODUCCIÓN.....	3
1.2.	ESTADO DE LA TÉCNICA.....	4
1.3.	OBJETIVO DE ESTA TESIS.....	6

CAPÍTULO 2. DESCRIPCIÓN DEL COMPENSADOR SERIE DE TENSIÓN.

2.1.	INTRODUCCIÓN.....	9
2.2.	ESTABILIZADORES.....	9
2.3.	ACONDICIONADORES DE LÍNEA.....	11
2.4.	COMPENSADORES SERIE DE TENSIÓN.....	12
	2.4.1. Compensador serie de tensión CA/CA.....	13
	2.4.2. Compensador serie de tensión CA/CC/CA.....	15
	2.4.3. Modos de funcionamiento de los compensadores serie.....	15

CAPÍTULO 3. MODELADO.

3.1.	INTRODUCCIÓN.....	19
3.2.	ANÁLISIS EN RÉGIMEN PERMANENTE DE LOS COMPENSADORES SERIE DE TENSIÓN.....	19
	3.2.1. Compensador serie de tensión CA/CA.....	19
	3.2.2. Compensador serie de tensión CA/CC/CA.....	25
3.3.	MODELO DINÁMICO DEL FILTRO.....	30
3.4.	MODELO DEL COMPENSADOR COMPLETO.....	32
	3.4.1. Discretización del modelo.....	32
3.5.	MODELO DISCRETO DEL COMPENSADOR.....	33
3.6.	LINEALIZACIÓN DEL MODELO DISCRETIZADO.....	35
	3.6.1. Desarrollo en serie de Taylor.....	35
	3.6.2. Aproximación por mínimos cuadrados.....	37
	3.6.2.1. Compensador con troceador de tres estados.....	42
	3.6.2.2. Compensador con troceador de dos estados.....	43
3.7.	MODELO DEL COMPENSADOR CON LIMITACIONES FÍSICAS.....	45
3.8.	DISCRETIZACIÓN DEL COMPENSADOR CON LIMITACIONES FÍSICAS.....	46
3.9.	LINEALIZACIÓN DEL COMPENSADOR CON LIMITACIONES FÍSICAS.....	47
	3.9.1. Desarrollo en serie de Taylor.....	47
	3.9.1.1. Troceador de tres estados.....	48
	3.9.1.2. Troceador de dos estados.....	49
	3.9.2. Aproximación por mínimos cuadrados.....	50
	3.9.2.1. Troceador de tres estados.....	51

3.9.2.2. Troceador de dos estados.....	52
3.10. ANÁLISIS EN RÉGIMEN PERMANENTE DEL MODELO DISCRETIZADO Y LINEALIZADO.....	53

CAPÍTULO 4. MODELADO DE NO LINEALIDADES TIPO RELÉ

4.1. INTRODUCCIÓN.....	57
4.2. ANÁLISIS DE SISTEMAS NO LINEALES CONTROLADOS POR RELÉS.....	57
4.3. MODELOS DISCRETOS LINEALES DE SISTEMAS CONTROLADOS POR RELÉS.....	59
4.4. RELÉ DE ZONA MUERTA.....	62
4.5. RELÉ IDEAL.....	64
4.6. RELÉ PROPORCIONAL CON SATURACIÓN.....	66
4.7. RELÉ DE ACCIÓN SIMÉTRICA A DOS NIVELES CON HISTÉRESIS.....	67
4.8. RELÉ PROPORCIONAL CON ZONA MUERTA.....	68
4.9. RELÉ DE ACCIÓN SIMÉTRICA A TRES NIVELES CON HISTÉRESIS.....	69

CAPÍTULO 5. CONTROL.

5.1. INTRODUCCIÓN.....	73
5.2. ALGORITMO DE CONTROL.....	73
5.3. ALGORITMO DE CONTROL CON RETARDO EN LA APLICACIÓN DE LA SEÑAL DE CONTROL.....	76
5.4. ALCANZABILIDAD DEL COMPENSADOR SERIE.....	77
5.5. LIMITACIONES DEL COMPENSADOR SERIE.....	84
5.5.1. Compensador CA/CA.....	85
5.5.2. Compensador CA/CC/CA.....	88
5.6. EFECTOS DE LOS FILTROS.....	88
5.7. CONTROL DE LA CORRIENTE DE MAGNETIZACIÓN.....	89
5.7.1. Obtención de la corriente de magnetización.....	90
5.7.2. Regulador de la corriente de magnetización.....	92
5.8. ESQUEMA GENERAL DE CONTROL.....	92

CAPÍTULO 6. GENERADOR DE REFERENCIAS.

6.1. INTRODUCCIÓN.....	97
6.2. TIPOS DE PERTURBACIONES.....	97
6.2.1. Perturbaciones de tensión.....	99
6.2.2. Perturbaciones de la intensidad.....	101
6.3. EXTRAPOLADOR DE TENSIÓN.....	102
6.4. EXTRAPOLADOR DE LA CORRIENTE DE CARGA.....	104
6.5. LEY DE CONTROL GENERALIZADA.....	105
6.6. SIMULACIONES.....	108
6.6.1. Simulaciones del compensador serie en vacío.....	108

6.6.2. Simulaciones del compensador serie en carga.....	113
---	-----

CAPÍTULO 7. PROTOTIPO DEL SISTEMA DE CONTROL.

7.1. INTRODUCCIÓN.....	121
7.2. DESARROLLO FÍSICO.....	121
7.2.1. Señales digitales.....	123
7.2.2. Señales analógicas.....	125
7.3. PROGRAMACIÓN.....	125

CAPÍTULO 8. RESULTADOS.

8.1. INTRODUCCIÓN.....	131
8.2. CORRECCIÓN DE LA AMPLITUD.....	131
8.3. IMPULSO DE TENSIÓN.....	133
8.4. TENSIÓN TRUNCADA.....	134
8.5. TIEMPO DE RESPUESTA DEL PROTOTIPO.....	136

CAPÍTULO 9. CONCLUSIONES

9.1. CONCLUSIONES.....	139
9.2. LÍNEAS FUTURAS.....	140

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	143
---------------------------------	-----

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN.

1.1. INTRODUCCIÓN.

Debido al crecimiento espectacular en la utilización de los equipos electrónicos, el concepto de calidad del suministro eléctrico empieza a tener una importancia relevante. Estudios recientes consideran que hacia el año 2000, el 50% de las cargas conectadas a las líneas eléctricas serán electrónicas [Egure89] [Marti89]. Cuando esto suceda, la situación que se planteará será problemática debido a que:

- La mayoría de los equipos electrónicos son sensibles a perturbaciones eléctricas.
- Los principales perturbadores son los propios equipos electrónicos.

Aunque las compañías eléctricas se esfuerzan por mantener el suministro eléctrico dentro de unos límites de calidad, existen perturbaciones en la red generadas por dos fuentes diferentes. La primera es el propio sistema de generación-distribución, siendo la compañía eléctrica la responsable de eliminar o disminuir las perturbaciones que se generan en este sistema. La segunda fuente que genera perturbaciones es el propio consumidor, que debido al alto porcentaje de cargas alineales existentes, puede modificar la calidad del suministro.

La proliferación de armónicos en la corriente se debe a la existencia de consumos netamente electrónicos, provocando corrientes de neutro, calentamientos adicionales en las estaciones transformadoras y distorsión en la onda de tensión, que afectará a las cargas conectadas en paralelo.

Por otro lado, las "cargas críticas" [Moran89] [Marti92] necesitan ser alimentadas por una fuente de energía eléctrica de alta calidad y seguridad, debido a su sensibilidad y/o responsabilidad de la función que cumplen.

La forma de solucionar el problema existente será con el trabajo en común de las tres partes implicadas: las compañías eléctricas, los fabricantes de equipos y los usuarios finales de éstos.

1.2. ESTADO DE LA TÉCNICA.

Los acondicionadores de red son los equipos capaces de eliminar o disminuir las perturbaciones en la red eléctrica [Marti92]. La preocupación por mantener la calidad del suministro eléctrico ha permitido la creación de diferentes acondicionadores, cuya finalidad está directamente relacionada con el tipo de perturbación a eliminar. A continuación se enumeran brevemente los equipos o acondicionadores existentes y su principal aplicación:

1) Filtros y supresores.

Son filtros formados por bobinas y condensadores capaces de atenuar los ruidos de muy alta frecuencia, superiores a 1MHz.

2) Transformadores de ultraaislamiento.

Permiten eliminar ruidos e impulsos de alta frecuencia, superiores a 10KHz.

3) Estabilizadores de tomas o de resolución continua.

Mantienen la tensión de salida dentro de un margen del $\pm 1\%$ al $\pm 5\%$.

4) Acondicionadores de línea.

Son estabilizadores de tensión provistos de transformador de aislamiento y filtros. Eliminan todas las perturbaciones excepto los cortes largos.

5) Sistemas de alimentación ininterrumpida.

Eliminan totalmente las perturbaciones existentes en la red eléctrica.

La preocupación por la mejora de las redes de c.a. mediante equipos electrónicos de potencia no es novedosa. De hecho, desde el afianzamiento de los convertidores estáticos creados en la década de los 70, ha crecido el empleo de estos equipos en diversas versiones para resolver problemas concretos tales como la compensación del factor de potencia y la reducción de fluctuaciones de la tensión.

Algunas configuraciones de estabilizadores y de acondicionadores de línea permiten

eliminar las perturbaciones de la tensión en la red dentro de unos márgenes determinados, manejando una potencia mínima. Dentro de la familia de los estabilizadores, los equipos que lo permiten son los estabilizadores de tomas con transformador compensador, y dentro de la familia de los acondicionadores de línea, los compensadores serie de tensión.

Existen diferentes trabajos pioneros con equipos estabilizadores de c.a. [ArrDu80] [GüBaE81], donde se proponen estabilizadores con transformador compensador de alta potencia, basados en devanados múltiples conmutados por tiristores.

Los estabilizadores de c.a. mediante troceadores datan de la década de los 60 [EmaEi68] y, con la posterior aparición de los transistores de potencia, estos reguladores permiten la realización más elaborada de equipos estabilizadores en redes de c.a. [MozBo76] [AshWi82] [BaNuY92].

El análisis y diseño de los compensadores serie de tensión es más reciente [CaJoZ92] [MaFeY91]. Esto se debe, principalmente, a la necesidad de eliminar las perturbaciones eléctricas con un coste inferior a los sistemas convencionales y también, a la incorporación de técnicas de control más complejas.

El compensador serie de tensión es un acondicionador capaz de reducir las perturbaciones de la tensión en la red eléctrica, con una velocidad de respuesta inferior a 2mseg, aplicado a reducir variaciones de tensión lentas o rápidas dentro de los márgenes comprendidos entre el $\pm 15\%$ de la tensión nominal.

A su vez, las evoluciones tecnológicas en el campo de la microelectrónica, desde la aparición del microprocesador hasta la actualidad, permiten añadir a los equipos reguladores de c.a., una electrónica de control más sofisticada que incorpora la ejecución de algoritmos complejos en tiempo real [NuFeA92].

1.3. OBJETIVO DE ESTA TESIS.

El objetivo principal de esta tesis es el diseño de un sistema de control generalizado para equipos compensadores serie de tensión, enmarcados dentro de la categoría de acondicionadores de línea.

Se comienza definiendo el modelo dinámico del acondicionador y se observa que éste es no lineal; pero mediante un procedimiento de discretización original se consigue establecer un modelo lineal discreto equivalente. Dicha discretización permite el posterior empleo de técnicas conocidas de control por computador.

A continuación se desarrolla una técnica original de control en tiempo mínimo, que incorpora un mecanismo de predicción de la referencia. En el modelo para el control de los compensadores serie de tensión se incluye la carga como elemento perturbador. La técnica de control incorpora como novedad el permitir a su vez actuar frente a cualquier alteración generada por las fluctuaciones de la carga.

Por último, se realiza un prototipo de compensador serie de tensión de 1kVA capaz de corregir las perturbaciones en la tensión de la red eléctrica, con lo que se valida la teoría de control desarrollada, obteniéndose buenos resultados.

CAPÍTULO 2

DESCRIPCIÓN DEL COMPENSADOR SERIE DE TENSIÓN.

2.1. INTRODUCCIÓN.

Los correctores de tensión más económicos son los que insertan entre la red y la carga una fuente de tensión en serie, pues manejan la potencia estrictamente necesaria para realizar el aporte o detracción de tensión solicitada. Primeramente, en este capítulo se describen brevemente los estabilizadores y, en particular, los estabilizadores de resolución continua. La razón para ello es que el esquema básico de algunos estabilizadores de resolución continua, como por ejemplo el estabilizador de alta frecuencia, dispone de los mismos elementos que los acondicionadores de línea. Posteriormente se describen los acondicionadores de línea, y se profundiza en las topologías utilizadas para los compensadores serie así como en sus modos de su funcionamiento, al ser estos equipos el objeto de esta tesis.

2.2. ESTABILIZADORES.

Los estabilizadores son equipos que mantienen la tensión de salida dentro de unos márgenes, normalmente $\pm 1\%$ a $\pm 5\%$, frente a variaciones de la tensión de entrada de $\pm 10\%$ a $\pm 20\%$ [Murra88] [Marti92]. Los estabilizadores pueden ser de saltos o de resolución continua.

El funcionamiento de los estabilizadores de saltos o de tomas consiste en disponer de diferentes valores de tensión, para poder añadir o eliminar el defecto o el exceso necesario en la tensión de entrada [GüBaE81]. El sistema de control deberá detectar la tensión de red y calcular el valor de la tensión necesaria a añadir o restar para que la salida se mantenga dentro de los márgenes especificados.

En los estabilizadores de tomas, cuando se realiza el cambio de la toma, se genera en su salida una variación brusca en la tensión, del orden del doble de su precisión. Para evitar estos saltos, que pueden ser inadmisibles en la carga, es necesaria la utilización de estabilizadores de resolución continua [GyuSt76] [KhoYu88].

Dentro de esta última clasificación existen tres posibles configuraciones:

- Estabilizador ferresonante.
- Estabilizador por división inductivo.

- Estabilizador de alta frecuencia.

El principio de funcionamiento de los estabilizadores ferrosesonantes consiste en generar una resonancia entre un condensador y una bobina en paralelo, obtenida por saturación del hierro en un transformador.

El estabilizador inductivo se basa en el efecto reductor de la tensión obtenida por una bobina fija y otra variable. Variando la inductancia de la bobina, mediante interruptores estáticos, se puede conseguir la variación de tensión deseada.

A continuación se describe con un poco más de detenimiento la tercera clase de estabilizador: el estabilizador de alta frecuencia.

El estabilizador de alta frecuencia utiliza un conmutador de alta velocidad para introducir la tensión necesaria en un filtro de salida, formado por una bobina y un condensador, y mantener la tensión especificada del estabilizador en la salida del filtro. Una variante de este tipo de estabilizadores son los compensadores serie que, apoyándose en la estructura de los estabilizadores de alta frecuencia utilizan un transformador, como los estabilizadores de tomas, para realizar la operación de eliminación de la perturbación.

La figura 2.1 representa la configuración de un estabilizador de alta frecuencia. Como breve descripción de su funcionamiento es necesario indicar que la tensión de salida U_s está comprendida entre las dos tensiones de entrada U_a y U_b . Cuanto mayor sea el tiempo de aplicación de alguna de éstas, la salida tenderá más al valor de la tensión del interruptor correspondiente.

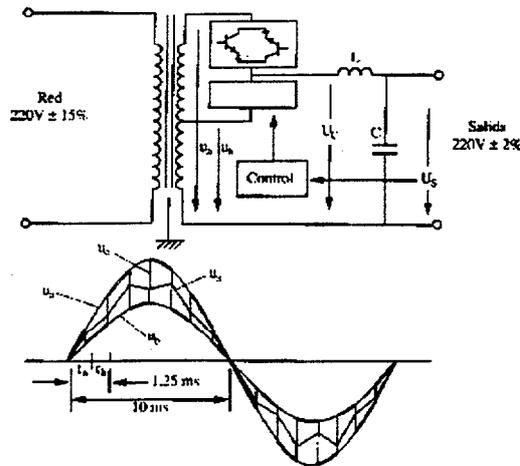


Fig 2.1. Esquema básico del estabilizador de alta frecuencia.

2.3. ACONDICIONADORES DE LÍNEA.

Son estabilizadores de tensión provistos de transformador de aislamiento y filtros activos y pasivos [Martí92]. Eliminan todo tipo de perturbaciones de la tensión en la red excepto los cortes.

En la figura 2.2 se representan el esquema de bloques de un acondicionador de línea.

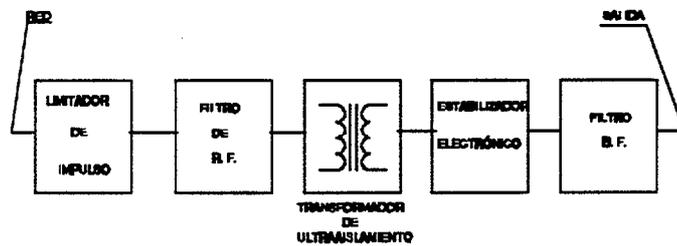


Fig. 2.2. Diagrama de bloques del acondicionador de línea.

Los filtros pasivos, limitador de impulso y filtros de radio frecuencia, y el transformador de ultraaislamiento son los elementos que atenúan o eliminan las perturbaciones de alta frecuencia, mayores a 10kHz. Para mantener la tensión de salida dentro de los márgenes especificados se utiliza el estabilizador electrónico y el filtro de baja frecuencia.

El acondicionador de línea, en su filtro activo, puede manejar toda la potencia necesaria en la carga o la necesaria para eliminar un porcentaje dado de la tensión de la red. Es decir, este acondicionador puede insertarse entre la red y la carga o utilizar el transformador de aislamiento para la configuración en serie. A continuación se describe el acondicionador de línea en la configuración serie, compensador serie de tensión.

2.4. COMPENSADORES SERIE DE TENSIÓN.

La topología de un compensador serie de tensión sigue en líneas generales [KhoYu88] [MaAgB91] [CaJoZ92] la de los clásicos estabilizadores con transformador compensador, permitiendo reducir las corrientes manejadas por el circuito electrónico, en la misma proporción que la relación de transformación, comprendida entre dos y cinco típicamente. El diseño propuesto eliminará perturbaciones dentro del margen del $\pm 15\%$ de la tensión de entrada. Por lo tanto, la potencia manejada por el transformador compensador será del 15%.

El dimensionado de cada parámetro se basa principalmente en las siguientes condiciones:

- Tensión máxima de compensación.
- Velocidad de respuesta del compensador.
- Potencia reactiva manejada en el filtro de baja frecuencia.

Por un lado, se desea compensar tensiones comprendidas entre el $\pm 15\%$ y, por otro lado, es recomendable disminuir la intensidad manejada por el troceador, obteniendo una relación de 1:5 que, además de cumplir con los dos objetivos anteriores, permite una mayor atenuación del rizado intermuestra generado por la acción de control sobre el filtro.

La velocidad de respuesta del compensador serie de tensión deberá eliminar una perturbación de la tensión en un tiempo inferior a 2 mseg. Añadida esta condición a la

igualdad de potencia reactiva manejada por la bobina y el condensador del filtro de baja frecuencia, filtro LC, se plantean las dos ecuaciones necesarias para su dimensionamiento.

Existen dos configuraciones diferentes para la realización del compensador serie de tensión y son:

- Compensador serie de tensión CA/CA, tensión alterna/tensión alterna.
- Compensador serie de tensión CA/CC/CA, tensión alterna/continua/tensión alterna.

A continuación se describen las topologías de ambos acondicionadores.

2.4.1. Compensador serie de tensión CA/CA.

El circuito básico del compensador serie de tensión CA/CA se representa en la figura

2.3. Se pueden observar cuatro partes bien diferenciadas:

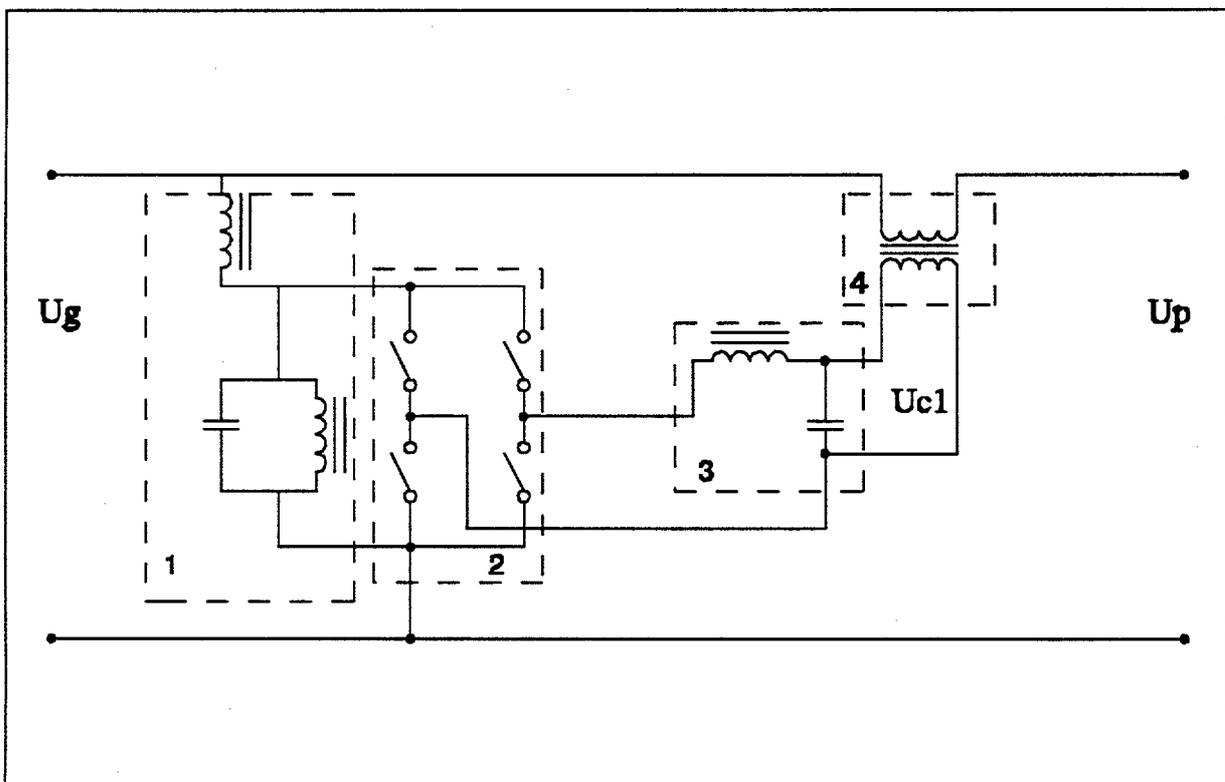


Fig 2.3. Esquema básico del compensador serie de tensión CA/CA.

1) Filtro de entrada.

Este filtro, además de reducir los armónicos de corriente inyectados a la red, atenúa los ruidos e impulsos en modo diferencial, de frecuencia superior a la eliminada por el compensador serie. Además, deberá proteger los cuatro interruptores frente a sobretensiones. Estas misiones las realiza sin alterar excesivamente la señal de entrada.

2) Troceador.

La configuración representada consta de cuatro interruptores, compuestos cada uno por dos transistores MOSFET en oposición. Excitando los dos transistores de un interruptor al mismo tiempo, la intensidad es libre de circular en ambos sentidos, a través de un transistor o del otro. La elección de este tipo de transistor es debida a su velocidad de conmutación, intensidad de trabajo y coste.

3) Filtro de salida.

Compuesto por una bobina y un condensador. El condensador debe disponer de la tensión necesaria para eliminar la perturbación presente en la tensión de entrada.

4) Transformador.

Como elemento final, se dispone un transformador para realizar la operación de suma o resta de la tensión del condensador con la tensión de entrada (perturbada). La relación de transformación del transformador (1:N), será la necesaria para que el sistema pueda eliminar perturbaciones comprendidas entre el $\pm 15\%$ de la tensión nominal.

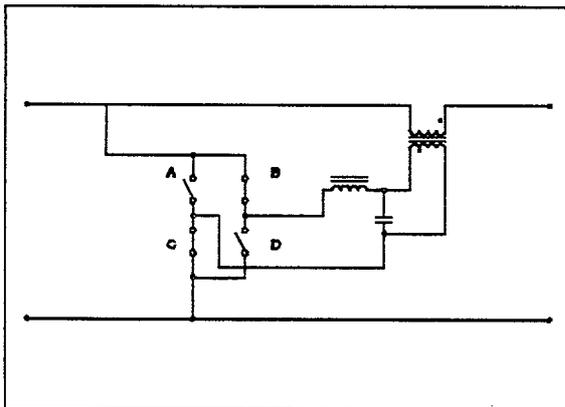


Fig 2.4. Configuración para añadir tensión.

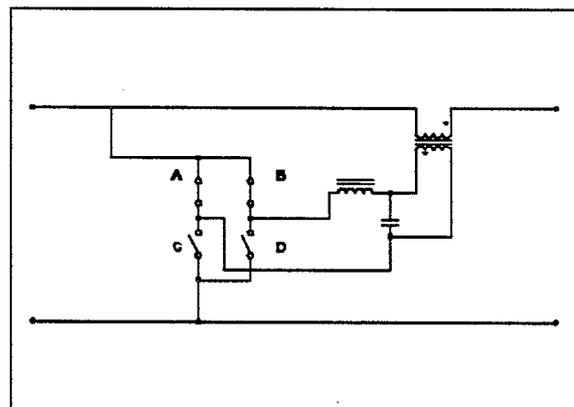


Fig 2.5. Configuración inactiva.

En las figuras 2.4, 2.5 y 2.6 se ilustra el funcionamiento básico del compensador [AgBaM91]. Con los interruptores según la figura 2.4, el equipo suma tensión a la red, en la

cuantía de $1/N$ p.u.. Con los interruptores según la figura 2.5, la tensión que añade será nula, y la intensidad recircula por el secundario del transformador. Con los interruptores configurados según la figura 2.6, se realiza la operación de resta sobre la tensión de la red en la cuantía de $1/N$ p.u..

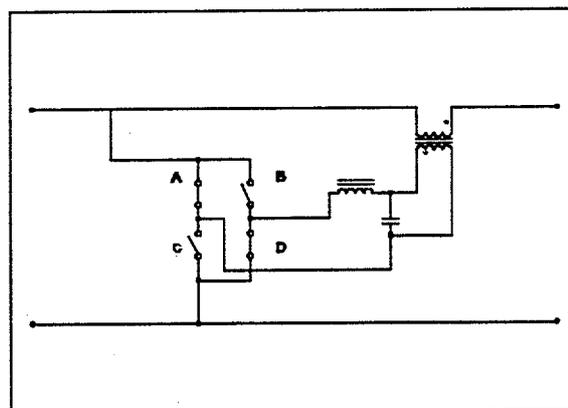


Fig 2.6. Configuración para disminuir tensión.

Los parámetros fundamentales del compensador serie de tensión son: relación de transformación del transformador compensador, la inductancia y la capacidad del filtro de salida LC.

2.4.2. Compensador serie de tensión CA/CC/CA.

El circuito básico del compensador serie de tensión CA/CC/CA se representa en la figura 2.7. Se puede observar, en comparación con el apartado anterior, la existencia de un rectificador para suministrar una tensión continua a la entrada del troceador. La modificación de la configuración no afecta al funcionamiento, coincidiendo con el compensador serie de tensión CA/CA.

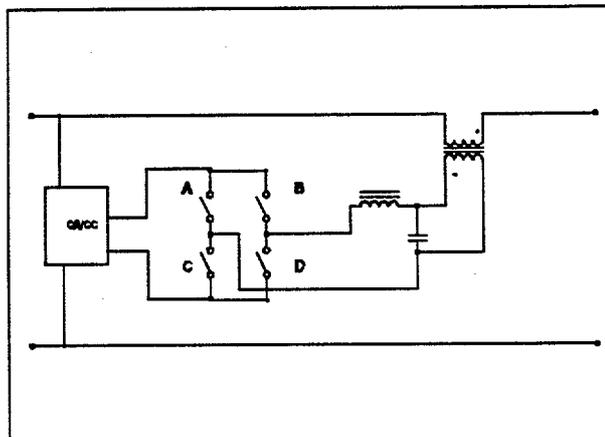


Fig 2.7. Esquema básico del compensador serie de tensión CA/CC/CA.

2.4.3. Modos de funcionamiento de los compensadores serie.

De las diferentes configuraciones que puede adoptar el elemento troceador en los compensadores serie, se desprenden dos formas diferentes de actuar, que generan los modos de funcionamiento del troceador. La metodología de actuación consiste en variar el ciclo de

trabajo de los interruptores, controlando la relación de troceado $0 \leq \rho \leq 1$, actuando siempre a una pulsación fija w de período T .

Por lo tanto, los dos modos de funcionamiento serán:

MODO I.

Este modo de funcionamiento se consigue con tres configuraciones diferentes de los interruptores del troceador, como se ha representado en las figuras 2.4, 2.5 y 2.6, permitiendo obtener tres valores de tensión a la salida del troceador $U(t)$, 0 y $-U(t)$, donde $U(t)$ es la tensión a la entrada del compensador. Para cada período T , existen dos posibilidades. La primera posibilidad es la suma de tensión, que se hará con los interruptores B y C, durante el tiempo definido por $\rho \cdot T$, y el resto del tiempo, $(1-\rho) \cdot T$, estará cualquiera de las dos configuraciones A,B o C,D cerrados, obteniéndose a la salida del troceador dos valores de tensión $U(t)$ y 0 respectivamente.

La segunda posibilidad es la resta de tensión, que se realizará con los interruptores A y D, durante un tiempo definido por $\rho \cdot T$, y el resto del tiempo, $(1-\rho) \cdot T$, estará al igual que en la operación de suma, cualquiera de las dos configuraciones A,B o C,D cerrados, obteniéndose también dos valores a la salida del troceador $-U(t)$ y 0 .

MODO II.

En este segundo modo de funcionamiento la operación de suma o resta se realizará en función del valor específico de la variable ρ . El ciclo completo consta de dos partes: los interruptores B y C cerrados durante $\rho \cdot T$, y el resto del tiempo $(1-\rho) \cdot T$ estará la configuración A y D. A medida que la variable ρ aumente o disminuya se añadirá o restará tensión respectivamente.

Este segundo modo de funcionamiento se consigue con dos configuraciones diferentes de los interruptores del troceador, representadas en las figuras 2.3 y 2.5. Este modo consigue dos valores de tensión a la salida del troceador, $U(t)$ y $-U(t)$, en cada período de tiempo T .

CAPÍTULO 3

MODELADO.

3.1. INTRODUCCIÓN.

El objetivo de este capítulo es establecer un modelo matemático de la dinámica del acondicionador, que sea válido para su control por computador. En primer lugar, se realiza el análisis en régimen permanente de las señales que existen en los compensadores serie de tensión, para elegir la técnica de troceado idónea. A continuación se establece el modelo matemático de la dinámica del sistema. Dado que el sistema va a ser controlado por computador, se procede a su discretización. El modelo discretizado no depende linealmente de la señal de control, por lo que en este capítulo se desarrolla un método original para linealizar dicho modelo. Finalmente, se repiten los procesos de discretización y linealización para el caso de compensadores con limitaciones físicas.

3.2. ANÁLISIS EN RÉGIMEN PERMANENTE DE LOS COMPENSADORES SERIE DE TENSIÓN.

En este apartado se realiza el estudio en régimen permanente de las dos configuraciones de compensadores serie de tensión, CA/CA y CA/CC/CA, para obtener las características en régimen permanente de cada señal a lo largo de las etapas de los compensadores.

3.2.1. Compensador serie de tensión CA/CA.

A continuación se realiza un análisis del comportamiento en régimen permanente del compensador serie de tensión CA/CA, para poder evaluar su funcionamiento dependiendo de la metodología de la técnica de troceado [AgBaM91] [MaFeY91]. En la figura 3.1 se muestran las evoluciones que sufre la señal a su paso por las distintas etapas del sistema.

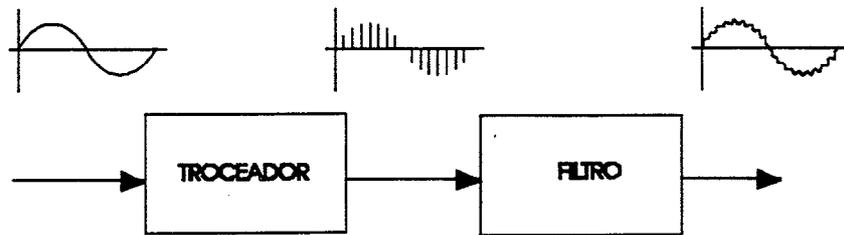


Fig 3.1. Evolución de la señal en el compensador serie CA/CA.

La etapa anterior al filtro está constituida por el troceador. Es un subsistema lineal, pero la función que realiza es atípica, de tal forma que ante una entrada armónica de una frecuencia dada genera una salida con infinitos armónicos. El comportamiento de este subsistema se analiza a partir del desarrollo en serie de Fourier de su respuesta ante la señal senoidal de entrada.

Las consideraciones para el régimen permanente son:

- A la entrada se aplica una tensión senoidal de período T_r y de pulsación ω_r de la forma

$$U(t) = U \cdot \text{sen}(\omega_r t + \varphi_0)$$

- La señal de entrada se trocea con un período T y de pulsación ω , y los distintos períodos de troceado se indican por $k = 0,1,2,\dots$. Se supone que esta frecuencia es múltiplo de la de red.

- Cada período de troceado se divide en tres subintervalos. La razón de troceado $p(k)$, comprendida entre 0 y 1, indica el cociente entre la duración del segundo subintervalo y T , siendo simétrico con respecto al punto medio del período de troceo

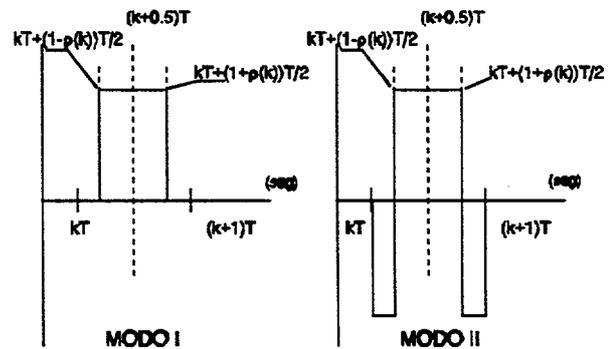


Fig 3.2. Diferentes modos de funcionamiento.

3.2.

- El estado del filtro se muestrea con un período de T que, en este análisis, se hace coincidir con el período de troceado estando en fase con el mismo.

La forma genérica de la onda de tensión en la salida del troceado se muestra en la figura 3.3.

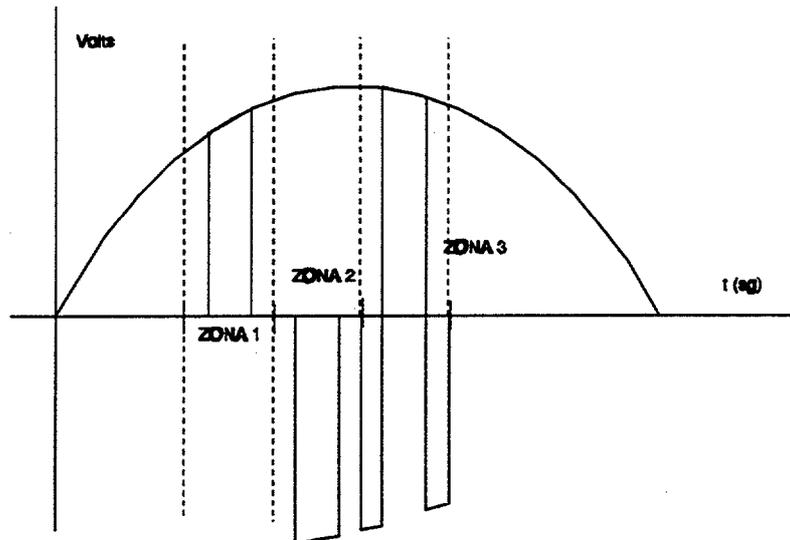


Fig 3.3. Diferentes métodos de actuación.

En la figura se detallan tres zonas. En el apartado 2.4.3 se enumeraron los dos modos de funcionamiento del troceador, que en esta figura equivalen a indicar que el modo I se consigue en las zonas 1 y 2 y el modo II en la zona 3. Por lo tanto, según la zona se obtiene:

- Zona 1. Añadir tensión al filtro de salida con el signo de la tensión de entrada.
- Zona 2. Restar tensión. Realizándose con un cambio de signo de la tensión de entrada al filtro de salida.
- Zona 3. Añadir-Restar tensión dependiendo del valor de la variable p .

Para cada período, la tensión de salida del troceador viene dada por la siguiente expresión:

$$\begin{aligned}
 u(t) &= m_2(k) \cdot U(t) \quad \text{si } t \in [kT, kT + \frac{1-\rho(k)}{2}T] \\
 u(t) &= m_1(k) \cdot U(t) \quad \text{si } t \in [kT + \frac{1-\rho(k)}{2}T, kT + \frac{1+\rho(k)}{2}T] \\
 u(t) &= m_2(k) \cdot U(t) \quad \text{si } t \in [kT + \frac{1+\rho(k)}{2}T, (k+1)T]
 \end{aligned}$$

Donde los coeficientes m_1 y m_2 pueden tomar los valores -1, 0 y 1.

Si el sistema funciona en régimen permanente, entonces los parámetros de troceado son constantes: $\rho(k) = \rho$, $m_1(k) = m_1$ y $m_2(k) = m_2$. Se podrá obtener la tensión de salida del troceador actuando sobre los valores de las constantes según:

- Zona 1 para los valores de $m_1 = 1$ y $m_2 = 0$.
- Zona 2 para los valores de $m_1 = -1$ y $m_2 = 0$.
- Zona 3 para los valores de $m_1 = 1$ y $m_2 = -1$.

Para caracterizar este comportamiento se estudian los armónicos que presentan las señales más importantes que circulan por este sistema. Si la entrada es una señal genérica armónica

$$U(t) = U \cdot e^{j\omega_r t}$$

la salida del troceador $u(t)$ se puede representar en términos de suma de armónicos:

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k \cdot e^{j\omega_r k t}; \quad c_k = \frac{\omega_r}{2\pi} \int_{-\pi/\omega_r}^{\pi/\omega_r} u(t) e^{-j\omega_r k t} dt$$

La expresión integral de c_k se puede descomponer en una sumatoria, y teniendo en cuenta la forma del troceo se obtiene que:

$$c_k = \frac{1}{T_r} \cdot \sum_{i=0}^{\frac{T_r}{T}-1} \int_{-\frac{T_r}{2}+T_i}^{-\frac{T_r}{2}+T(i+1)} e^{-j\omega_r k t} u(t) dt$$

donde para cada intervalo de tiempo T_r verifica que:

$$t \in \left[-\frac{T_r}{2} + T \cdot i, -\frac{T_r}{2} + T \cdot \left(i + \frac{1-\rho}{2}\right)\right] \Rightarrow u(t) = m_2 \cdot U \cdot e^{j\omega_r t}$$

$$t \in \left[-\frac{T_r}{2} + T \cdot \left(i + \frac{1-\rho}{2}\right), -\frac{T_r}{2} + T \cdot \left(i + \frac{1+\rho}{2}\right)\right] \Rightarrow u(t) = m_1 \cdot U \cdot e^{j\omega_r t}$$

$$t \in \left[-\frac{T_r}{2} + T \cdot \left(i + \frac{1+\rho}{2}\right), -\frac{T_r}{2} + T \cdot (i+1)\right] \Rightarrow u(t) = m_2 \cdot U \cdot e^{j\omega_r t}$$

Entonces:

$$c_k = \frac{U}{T_r} \cdot \sum_{i=0}^{\frac{T_r}{T}-1} \left[m_1 \int_{-\frac{T_r}{2} + T \cdot \left(i + \frac{1-\rho}{2}\right)}^{-\frac{T_r}{2} + T \cdot \left(i + \frac{1+\rho}{2}\right)} e^{j\omega_r (1-k)t} dt + \right. \\ \left. m_2 \int_{-\frac{T_r}{2} + T \cdot i}^{-\frac{T_r}{2} + T \cdot \left(i + \frac{1-\rho}{2}\right)} e^{j\omega_r (1-k)t} dt + m_2 \int_{-\frac{T_r}{2} + T \cdot \left(i + \frac{1+\rho}{2}\right)}^{-\frac{T_r}{2} + T \cdot (i+1)} e^{j\omega_r (1-k)t} dt \right]$$

Si se opera y se agrupan términos resulta:

$$c_k = U \frac{-e^{j\pi(k-1)}}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (k-1)} \cdot \left[\sum_{i=0}^{\frac{T_r}{T}-1} e^{-j(1-k)\omega_r T i} \right] \cdot \left[m_1 \left(e^{j\omega_r (1-k) \cdot \frac{T}{2} (1+\rho)} - e^{j\omega_r (1-k) \cdot \frac{T}{2} (1-\rho)} \right) + \right. \\ \left. m_2 \left(e^{j\omega_r (1-k) \cdot \frac{T}{2} (1-\rho)} - 1 + e^{j\omega_r T (1-k)} - e^{j\omega_r \cdot \frac{T}{2} (1+\rho)} \right) \right]$$

La sucesión geométrica dentro de la sumatoria se puede resolver analíticamente:

$$\sum_{i=0}^{\frac{T_r}{T}-1} e^{-j(k-1) \cdot \frac{T}{T_r} \cdot 2\pi i} = \frac{e^{-j(k-1) \cdot 2\pi} - 1}{e^{-j(k-1) \cdot 2\pi \cdot \frac{T}{T_r}} - 1}$$

En esta expresión, el numerador vale 0 para todo valor de k entero. Pero el denominador también vale 0 para los valores de k tales que:

$$k = 1 + \frac{T_r}{T} \cdot \lambda, \quad \forall \lambda \in \mathbf{Z}$$

En este último caso se tiene una indeterminación del tipo 0/0 que, una vez resuelta, da T_r/T . Entonces:

$$c_{1+\frac{T_r}{T}\lambda} = -U \frac{e^{j\pi \frac{T_r}{T} \lambda}}{j2\pi \lambda} \cdot [m_1 (e^{-j\pi \lambda (1+\rho)} - e^{-j\pi \lambda (1-\rho)}) + m_2 (-1 + e^{-j\pi \lambda (1-\rho)} + e^{-j2\pi \lambda} - e^{-j\pi \lambda (1+\rho)})], \quad \forall \lambda \in \mathbf{Z} \quad (3.1)$$

El caso especial en que el denominador de (3.1) se hace 0 da lugar a otra indeterminación del tipo 0/0 que operada da:

$$\lambda = 0 \rightarrow c_1 = U(\rho m_1 + (1-\rho)m_2)$$

En el caso en que la relación T_r/T sea un número entero par se tiene que:

$$e^{j\pi \frac{T_r}{T} \lambda} = 1$$

Y operando en (3.1) resulta que:

$$c_{1+\frac{T_r}{T}\lambda} = \frac{U}{j2\pi \lambda} [(m_1 - m_2)(e^{-j\pi \lambda (1-\rho)} - e^{-j\pi \lambda (1+\rho)})]; \quad \lambda \neq 0$$

La tensión de salida del troceador en función de sus armónicos será:

$$u(t) = U[\rho m_1 + (1-\rho)m_2] e^{j\omega_r t} + U \frac{m_1 - m_2}{j2\pi} \sum_{\lambda=1}^{\infty} \frac{(e^{-j\pi \lambda (1-\rho)} - e^{-j\pi \lambda (1+\rho)}) e^{j(\omega \lambda + \omega_r)t} - (e^{j\pi \lambda (1-\rho)} - e^{j\pi \lambda (1+\rho)}) e^{j(\omega_r - \omega \lambda)t}}{\lambda}$$

donde

$$0 \leq \rho < 1; \quad m_1 = 1; \quad m_2 = -1 \text{ ó } 0$$

Existen dos posibilidades de realizar el troceado, según se desarrolló en el apartado 2.4.3, que corresponden a los dos modos de funcionamiento. Si se actúa con los valores de $m_1 = 1$ y $m_2 = 0$ equivale al funcionamiento modo I y actuando con los valores de $m_1 = 1$ y $m_2 = -1$ se estará en el modo II. La última ecuación muestra que el empleo del troceador con $m_2 = 0$, permite reducir a la mitad la amplitud de los armónicos de orden superior que se obtendría con el otro método (troceador con $m_2 = -1$); mientras que el coeficiente correspondiente a la frecuencia de la red, que no interesa atenuar, se mantiene dentro de los límites deseados de ± 1 . En la primera opción de troceado, si se desea cambiar el signo de la onda fundamental, deberá hacerse $m_1 = -1$. La amplitud de la frecuencia fundamental viene dada por:

$$\begin{aligned} 2 \cdot \rho - 1 & \text{ si } m_2 = -1 \\ \rho & \text{ si } m_2 = 0 \end{aligned}$$

en concordancia con los modos de trabajo definidos en el diseño electrónico.

También se deduce que serán nulos los armónicos que cumplan la siguiente condición

$$\lambda \cdot \rho = n, \quad n \in \mathbb{Z}$$

Este estudio ha revelado como resultado fundamental, la utilidad de actuar sobre el troceador con $m_2 = 0$, en vez de con $m_2 = -1$, ya que atenúa más los armónicos no deseados de la onda de salida u . De aquí en adelante, el estudio se realizará bajo el supuesto de la utilización del modo de funcionamiento I, (apartado 2.4.3, $m_2 = 0$). También se supondrá que la frecuencia de troceado es múltiplo par de la frecuencia de la red.

3.2.2. Compensador serie de tensión CA/CC/CA.

La evolución de las señales a su paso por las diferentes etapas de este compensador se muestran en la siguiente figura.

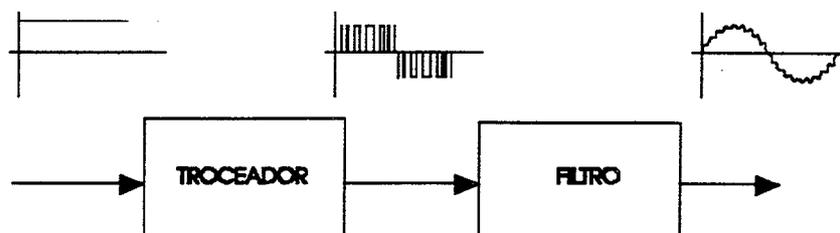


Fig 3.4. Evolución de la señal en el compensador serie CA/CC/CA.

En este tipo de compensador para su estudio en régimen permanente se considera que la variable de control ρ no será constante, sino una función que genere a la salida del filtro una variación senoidal con una pulsación ω_r de período T_r .

El comportamiento de este sistema se analiza a partir del desarrollo en serie de Fourier. Las consideraciones para el régimen permanente coinciden con las realizadas para el compensador CA/CA con la única salvedad en la señal de entrada al compensador, que para este tipo de compensador será una tensión constante de la forma:

$$U(t) = U_{cc}$$

donde U_{cc} es la tensión continua a la entrada del troceador.

Para cada período, la tensión de salida del troceador viene dada por la siguiente expresión:

$$\begin{aligned}
 u(t) &= m_2(k) \cdot U_{cc} \quad \text{si } t \in [kT, kT + \frac{1-\rho(k)}{2}T] \\
 u(t) &= m_1(k) \cdot U_{cc} \quad \text{si } t \in [kT + \frac{1-\rho(k)}{2}T, kT + \frac{1+\rho(k)}{2}T] \\
 u(t) &= m_2(k) \cdot U_{cc} \quad \text{si } t \in [kT + \frac{1+\rho(k)}{2}T, (k+1)T]
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

Donde los coeficientes m_1 y m_2 pueden tomar los valores -1, 0 y 1 que definen los dos modos de funcionamiento.

Si el sistema funciona en régimen permanente, entonces los parámetros de troceado son constantes: $m_1(k) = m_1$ y $m_2(k) = m_2$.

Para caracterizar este comportamiento se estudian los armónicos que presentan las señales más importantes que circulan por este sistema. La salida del troceador $u(t)$ se puede representar en términos de suma de armónicos:

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k \cdot e^{j\omega_r k t}; \quad c_k = \frac{\omega_r}{2\pi} \int_{-\pi/\omega_r}^{\pi/\omega_r} u(t) e^{-j\omega_r k t} dt$$

La expresión integral de c_k se puede descomponer en una sumatoria, y teniendo en cuenta la forma del troceo se obtiene que:

$$c_k = \frac{1}{T_r} \cdot \sum_{i=0}^{\frac{T_r}{T}-1} \int_{-\frac{T_r}{2}+T_i}^{-\frac{T_r}{2}+T(i+1)} e^{-j\omega_r k t} u(t) dt$$

Aplicando la $u(t)$ indicada en (3.2) se tiene:

$$c_k = \frac{U_{cc}}{T_r} \sum_{i=0}^{\frac{T_r}{T}-1} \left[m_1 \cdot \int_{-\frac{T_r}{2}+T(i+\frac{1-\rho(i)})}{2}}^{-\frac{T_r}{2}+T(i+\frac{1+\rho(i)})}{2}} e^{-j\omega_r k t} dt + \right. \\ \left. m_2 \cdot \int_{-\frac{T_r}{2}+T i}^{-\frac{T_r}{2}+T(i+\frac{1-\rho(i)})}{2}} e^{-j\omega_r k t} dt + m_2 \cdot \int_{-\frac{T_r}{2}+T(i+\frac{1+\rho(i)})}{2}}^{-\frac{T_r}{2}+T(i+1)} e^{-j\omega_r k t} dt \right]$$

Si se opera se obtiene una indeterminación para el valor de $k=0$. Una vez resuelta la indeterminación se puede obtener el valor de c_0 que será:

$$c_0 = U_{cc} \cdot \left[\frac{T}{T_r} (m_1 - m_2) \cdot \sum_{i=0}^{\frac{T_r}{T}-1} \rho(i) + m_2 \right]$$

Los coeficientes c_k , para $k \neq 0$, se podrán agrupar resultando:

$$c_k = U_{cc} (m_1 - m_2) \cdot \frac{e^{j\pi k (1 - \frac{T}{T_r})}}{\pi k} \cdot \sum_{i=0}^{\frac{T_r}{T}-1} e^{-j2\pi k \cdot \frac{T}{T_r} i} \cdot \sin\left(\pi k \cdot \frac{T}{T_r} \rho(i)\right) ; k \neq 0$$

La tensión de salida del troceador en función de sus armónicos será:

$$u(t) = U_{cc} \left[\frac{T}{T_r} (m_1 - m_2) \cdot \sum_{i=0}^{\frac{T_r}{T}-1} \rho(i) + m_2 \right] + \\ \frac{U_{cc} (m_1 - m_2)}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} e^{j\omega_r k t} \cdot \frac{e^{-j\pi k (1 - \frac{\omega_r}{\omega})}}{k} \cdot \sum_{i=0}^{\frac{T_r}{T}-1} e^{-j2\pi k \cdot \frac{T}{T_r} i} \sin\left(\pi k \cdot \frac{T}{T_r} \rho(i)\right)$$

donde

$$0 \leq \rho(i) < 1; m_1 = 1; m_2 = -1 \text{ ó } 0$$

En esta ecuación se aprecia que la salida del troceador $u(t)$ puede tener componente continua. Para evitar esta componente, deberá actuarse sobre la forma de troceado elegida. Si

el troceador actúa con el modo de funcionamiento I, $m_2=0$, la relación de troceado $\rho(i)$ debe ser periódica de período T_r , o múltiplo par. Sin embargo, si se utiliza el modo de funcionamiento II, $m_1 = 1$ y $m_2 = -1$, la relación de troceado $\rho(i)$ debe de ser periódica de pulsación T_r o múltiplo par más una componente continua. La expresión general de la variable $\rho(t)$ para eliminar la componente continua y para generar una salida senoidal $u(t)$ de pulsación ω_r , será:

$$\rho(t) = \frac{-m_2 + A \sin(\omega_r t)}{m_1 - m_2} ; 0 \leq A \leq 1$$

Se puede calcular el coeficiente c_1 si se realiza la simplificación siguiente:

- El período T es bastante menor que el período T_r pudiéndose aproximar la función senoidal al arco.

Una vez hecha esta simplificación y realizando las operaciones necesarias se obtiene:

$$c_1 = \frac{A \cdot U_{cc} e^{j\pi(1-\frac{T}{T_r})}}{2j}$$

que corresponde a la amplitud del armónico de la frecuencia ω_r .

Este estudio ha revelado como resultado fundamental, la independencia de utilizar el troceador con $m_2 = 0$ modo I o con $m_2 = -1$ modo II en este tipo de compensador.

3.3. MODELO DINÁMICO DEL FILTRO.

Se establece aquí un modelo de estado de la dinámica del filtro de salida, bajo el supuesto de que está funcionando con carga a su salida. Este modelo es válido para los dos tipos de compensadores serie. La figura 3.5 muestra el esquema del sistema dinámico modelado con sus variables.

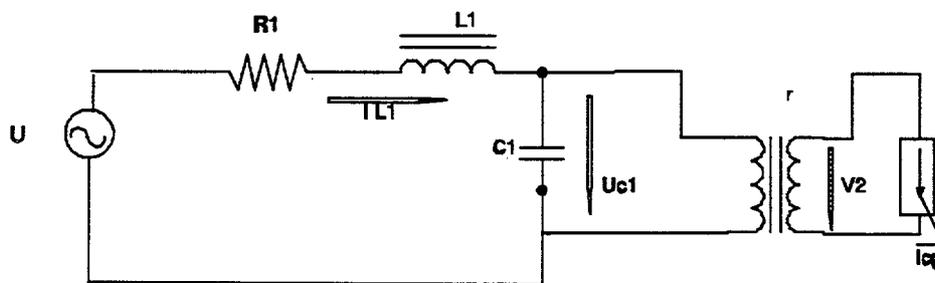


Fig 3.5. Modelo del filtro de los compensadores.

Se define un vector de estado cuya primera componente es la tensión de salida del filtro u_{C1} y la segunda componente es la corriente a través de la bobina i_{L1} . La corriente de carga de la red será i_{cg} . Las ecuaciones eléctricas de este filtro serán, por tanto:

$$u = R_1 i_{L1} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + u_{C1}$$

$$u_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^t (i_{L1} - r i_{cg}) d\tau$$

$$v_2 = r u_{C1}$$

Donde u e i_{cg} son las entradas al sistema, r es la relación de transformación y v_2 es la salida. Dado que el control sobre el sistema se realiza a través de u , se considerará a esta variable como entrada y a i_{cg} como una perturbación. El vector de estado es:

$$x(1) = x_1 = u_{C1} ; \quad x(2) = x_2 = i_{L1}$$

Las ecuaciones físicas se expresan en función del estado como:

$$u = R_1 x_2 + L_1 \dot{x}_2 + x_1 ; \quad \dot{x}_1 = \frac{1}{C_1} (x_2 - r i_{cg})$$

$$v_2 = (r \ 0) \cdot X = C \cdot X$$

y las ecuaciones de estado serán:

$$\dot{X} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{C_1} \\ -\frac{1}{L_1} & -\frac{R_1}{L_1} \end{pmatrix} \cdot X + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_1} \end{pmatrix} \cdot u - \begin{pmatrix} r \\ C_1 \\ 0 \end{pmatrix} \cdot i_{cg} = A \cdot X + B \cdot u - P \cdot i_{cg}$$

$$y = (r \ 0) \cdot X = C \cdot X$$

Una vez obtenido el modelo de estado, se puede estudiar su evolución temporal en función de la entrada. La resolución de este sistema de ecuaciones diferenciales da lugar a la siguiente expresión:

$$X(t) = e^{A(t-t_0)} \cdot X(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)} \cdot B \cdot u(\tau) d\tau - \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)} \cdot P \cdot i_{cg}(\tau) d\tau$$

que liga el valor del estado en cualquier instante t con el valor $X(t_0)$ del estado en el instante t_0 .

3.4. MODELO DEL COMPENSADOR COMPLETO.

En el caso de que la señal de control aplicada al filtro provenga de un troceador, de tres estados o dos estados, el modelo continuo deberá incluir las características discontinuas de dicha señal. Esta puede adquirir tres valores diferentes ($U(t)$, 0 y $-U(t)$) o dos valores ($U(t)$ y $-U(t)$), y como se muestra en la figura 3.2 (modo I y modo II respectivamente), para cada intervalo de tiempo T su comportamiento vendrá dado por la expresión siguiente:

$$\begin{aligned}
 u(t) &= m_2 \cdot U(t) \quad ; \quad t \in [kT, kT + \frac{T}{2} \cdot (1 - \rho(k))] \\
 u(t) &= m_1 \cdot U(t) \quad ; \quad t \in [kT + \frac{T}{2} \cdot (1 - \rho(k)), kT + \frac{T}{2} \cdot (1 + \rho(k))] \\
 u(t) &= m_2 \cdot U(t) \quad ; \quad t \in [kT + \frac{T}{2} \cdot (1 + \rho(k)), (k+1)T]
 \end{aligned}$$

donde $U(t)$ es la señal de entrada al compensador y $u(t)$ representa el valor de la señal control. La relación de troceado $\rho(k)$ se define como la relación existente entre el tiempo de aplicación de la señal m_1 por $U(t)$ y el intervalo de tiempo total T , siendo ésta la nueva variable de control, cuyo rango está limitado entre 0 y 1.

El filtro de salida se ha representado con un modelo basado en variables de estado:

$$\begin{aligned}
 \frac{dX}{dt} &= A \cdot X + B \cdot u - P i_{cg} \\
 y &= C \cdot X
 \end{aligned}$$

que constituyen el modelo continuo del compensador completo.

3.4.1. Discretización del modelo.

El modelo continuo del apartado anterior tendrá que ser discretizado para proceder a la resolución del control. La implantación del algoritmo de control se realizará sobre un microprocesador que utilizará el modelo discretizado.

La relación que liga el instante $k+1$ con el instante k y para un tiempo de discretización T será:

$$X((k+1)T) = e^{AT} \cdot X(kT) + \int_0^T e^{A(T-\tau)} \cdot B \cdot u(kT+\tau) \cdot d\tau - \int_0^T e^{A(T-\tau)} \cdot P \cdot i_{cg}(kT+\tau) \cdot d\tau$$

Si el período de discretización T es pequeño, las variables u e i_{cg} permanecen constantes durante el intervalo, pudiéndose expresar el modelo según la siguiente ecuación:

$$X((k+1)T) = e^{AT} \cdot X(kT) + B_d \cdot u(kT) - P_d \cdot i_{cg}(kT) \quad (3.3)$$

donde las matrices B_d y P_d son:

$$B_d = (e^{AT} - I) \cdot A^{-1} \cdot B \quad ; \quad P_d = (e^{AT} - I) \cdot A^{-1} \cdot P$$

El modelo discretizado (3.3) se puede utilizar para la simulación de la dinámica del subsistema filtro, y del sistema compensador completo. En este caso el período de simulación T que se utiliza en la discretización ha de ser muy pequeño con relación a la dinámica del filtro.

3.5. MODELO DISCRETO DEL COMPENSADOR.

El método que se expone a continuación permite discretizar el compensador serie completo, como primer paso para realizar el control por computador.

Los dos modos de funcionamiento del elemento troceador generan modelos discretos diferentes, que se pueden englobar según los valores de los parámetros m_1 y m_2 que definen la forma de actuar sobre el filtro de salida.

Para obtener el modelo discreto del compensador, troceador-filtro, se han de incluir las siguientes consideraciones:

- u se genera a partir del troceo de la tensión de entrada, con un período de T . Los distintos períodos de muestreo se indicarán por $k = 0,1,2,\dots$. Esta frecuencia será múltiplo par de la frecuencia de la red.
- El estado del filtro de salida del compensador se muestrea con un período T ,

que es el mismo período del troceador y que está en fase.

La variable de control u actuará a intervalos de tiempo T , definiendo así el tiempo de discretización del modelo que se necesita linealizar, haciéndolo coincidir con el período de troceo T . La tensión de entrada al troceador puede tener una pulsación ω_r (caso CA/CA) o ser constante (caso CA/CC/CA). En ambos casos puede suponerse constante a lo largo de un período de troceo, al ser ω_r mucho menor que ω . La corriente de la carga también varía a la frecuencia de la red por lo que también puede suponerse constante a lo largo del período de muestreo.

Teniendo en cuenta las dos simplificaciones anteriores, la ecuación discretizada será:

$$\begin{aligned} X(k+1) &= e^{A \cdot T} \cdot X(k) + \int_0^T e^{A \cdot (T-\tau)} \cdot B \cdot u(\tau) \cdot d\tau - \int_0^T e^{A \cdot (T-\tau)} \cdot P \cdot i_{cg}(\tau) \cdot d\tau = \\ &= e^{A \cdot T} \cdot X(k) + u(k) \cdot e^{A \cdot T} \cdot \int_0^T e^{-A \cdot \tau} \cdot B \cdot d\tau - i_{cg}(k) \cdot e^{A \cdot T} \cdot \int_0^T e^{-A \cdot \tau} \cdot P \cdot d\tau \end{aligned}$$

Para calcular los límites de la integral hay que tener en cuenta que la señal de control $u(t)$ actúa con simetría con respecto al intervalo de tiempo T , obteniéndose tres subintervalos. Realizando las operaciones necesarias se obtiene:

$$\begin{aligned} X(k+1) &= e^{A \cdot T} \cdot X(k) + \\ &+ U(k) \cdot e^{\frac{A \cdot T}{2}} \cdot [(m_1 - m_2) \cdot (e^{\frac{A \cdot T}{2} \cdot p(k)} - e^{-\frac{A \cdot T}{2} \cdot p(k)}) + m_2 \cdot (e^{\frac{A \cdot T}{2}} - e^{-\frac{A \cdot T}{2}})] \cdot A^{-1} \cdot B - i_{cg}(k) \cdot (e^{A \cdot T} - I) \cdot A^{-1} \cdot P \end{aligned}$$

La parte del modelo del sistema asociado con la señal de control se puede representar en su forma canónica de Jordan. Si se realiza la transformación:

$$A = V \cdot \Lambda \cdot V^{-1} \quad ; \quad e^{A \cdot T} = V \cdot e^{\Lambda \cdot T} \cdot V^{-1}$$

se podrá expresar la ecuación como:

$$\begin{aligned} X(k+1) &= e^{A \cdot T} \cdot X(k) + \\ U(k) \cdot V \cdot e^{\frac{\Lambda \cdot T}{2}} \cdot [(m_1 - m_2) \cdot (e^{\frac{\Lambda \cdot T}{2} \cdot p(k)} - e^{-\frac{\Lambda \cdot T}{2} \cdot p(k)}) + m_2 \cdot (e^{\frac{\Lambda \cdot T}{2}} - e^{-\frac{\Lambda \cdot T}{2}})] \cdot V^{-1} \cdot A^{-1} \cdot B - i_{cg}(k) \cdot (e^{\Lambda \cdot T} - I) \cdot A^{-1} \cdot P \end{aligned} \quad (3.4)$$

La ecuación (3.4) discretiza el compensador serie, cuando la señal de entrada es de

las características previamente descritas y se aplica con la simetría expuesta.

Como indica la ecuación (3.4), se establece una relación no lineal del estado $k+1$ con la señal de control $\rho(k)$. La alinealidad está representada por la función:

$$F(\rho(k)) = (m_1 - m_2) \cdot \left(e^{\frac{\Lambda T}{2} \rho(k)} - e^{-\frac{\Lambda T}{2} \rho(k)} \right) + m_2 \cdot \left(e^{\frac{\Lambda T}{2}} - e^{-\frac{\Lambda T}{2}} \right) \quad (3.5)$$

que será necesario linealizar para poder obtener un sistema discreto linealizado.

3.6. LINEALIZACIÓN DEL MODELO DISCRETIZADO.

La obtención del modelo (3.4) permite la resolución del control, aunque el modelo sea no lineal. Sin embargo, las técnicas de diseño de sistemas de control para plantas no lineales son muy complejas, dando lugar a reguladores altamente sofisticados.

En este trabajo dada la limitada potencia de cálculo del computador que se utilizará para cerrar el bucle de control, se prefiere linealizar dicho modelo, para así poder aplicar técnicas simples y convencionales de control por computador. La técnica usual para linealizar sistemas consiste en desarrollar en serie de Taylor la no linealidad, y truncar dicha serie en el segundo o tercer término. Se demuestra en este apartado que dicha técnica no es aplicable a los acondicionadores considerados, ya que éstos presentan una dinámica excesivamente rápida para los períodos de muestreo que se utilizan. Ello ha obligado a desarrollar un método original de linealización, basado en el ajuste por mínimos cuadrados, que sí que es aplicable a los acondicionadores de tensión.

3.6.1. Desarrollo en serie de Taylor.

Se utilizará el desarrollo de Taylor de la función exponencial (3.5), para obtener el modelo de variables discretas linealizado respecto a la variable de control.

Dada la función:

$$e^{\frac{\Lambda}{2}\rho(k)} = \text{diag}(e^{\lambda_1 \frac{T}{2}\rho(k)}, e^{\lambda_2 \frac{T}{2}\rho(k)})$$

la aproximación consiste en sustituir la función original por los tres primeros términos del desarrollo de Taylor, obteniendo:

$$F(\rho(k)) = (m_1 - m_2) \cdot (e^{\frac{\Lambda}{2}\rho(k)} - e^{-\frac{\Lambda}{2}\rho(k)}) + m_2 \cdot (e^{\frac{\Lambda}{2}\rho(k)} - e^{-\frac{\Lambda}{2}\rho(k)}) \approx \Lambda^T \cdot ((m_1 - m_2) \cdot \rho(k) + m_2)$$

que sustituida en la ecuación (3.4), da lugar al modelo linealizado:

$$X(k+1) = e^{A^T} \cdot X(k) + e^{\frac{A \cdot T}{2}} \cdot B^T \cdot U(k) \cdot ((m_1 - m_2) \cdot \rho(k) + m_2) - i_{cg}(k) \cdot (e^{A^T} - I) \cdot A^{-1} \cdot P$$

que se puede expresar como:

$$X(k+1) = A_D \cdot X(k) + B_D \cdot \hat{u}(k) - P_D \cdot i_{cg}(k)$$

donde:

$$A_D = e^{A^T} ; B_D = e^{\frac{A \cdot T}{2}} \cdot B^T ; P_D = (e^{A^T} - I) \cdot A^{-1} \cdot P$$

$$\hat{u}(k) = U(k) \cdot ((m_1 - m_2) \cdot \rho(k) + m_2)$$

Como se aprecia en esta ecuación, existe una relación lineal entre la variable de control $\hat{u}(k)$ y las variables de estado $X(k+1)$. Para cada valor de la variable de control $\hat{u}(k)$ existe un valor de la relación de troceador $\rho(k)$ según la siguiente expresión:

$$\rho(k) = \frac{\frac{\hat{u}(k)}{U(k)} - m_2}{m_1 - m_2}$$

Dado que el modo de funcionamiento sobre el troceador define m_1 y m_2 y que el valor $U(k)$ representa la entrada al compensador en el período k , es posible obtener para cada valor de

la variable de control $\hat{u}(k)$ una única acción de control sobre el troceador $\rho(k)$.

Considerando que la aproximación por el desarrollo en serie de Taylor será válida siempre que el error relativo sea inferior al 1%, se podrá calcular el margen de validez de ésta. El desarrollo realizado para esta aproximación viene dado por la restricción siguiente:

$$\forall i \quad (m_1 - m_2) \cdot |\lambda_i| \cdot \frac{T}{2} \cdot \rho(k) + m_2 \cdot \frac{T}{2} \leq 0'25 \quad \Rightarrow \quad T \leq \frac{0'5}{\max |\lambda_i|}$$

La condición anterior fija el período máximo de muestreo y control para que esta linealización sea admisible, obsérvese que coincide con la restricción utilizada para la discretización de sistemas continuos [Hayki72]. Al ser el filtro de salida un sistema de segundo orden con dos polos complejos se obtiene:

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= \sigma_a + \omega_a j \quad ; \quad \lambda_2 = \sigma_a - \omega_a j \\ |\lambda_{1,2}| &= \sqrt{\sigma_a^2 + \omega_a^2} \quad \Rightarrow \quad T \leq \frac{0'5}{\sqrt{\sigma_a^2 + \omega_a^2}} \end{aligned}$$

El lugar geométrico de esta limitación es a menudo demasiado restrictivo para disponer de un T admisible de control. Para el caso de los valores de $\sigma_a = 1000$ y $\omega_a = 10000$, que corresponden a los valores aproximados del filtro, se obtiene un frecuencia mínima de control $f = 20\text{kHz}$. Esta frecuencia de control plantea dos problemas que actualmente son de difícil resolución. El primer problema se debe a la imposibilidad de actuar sobre los dispositivos electrónicos que constituyen el troceador, dado que se supera la frecuencia de trabajo. El segundo problema lo ocasiona la velocidad necesaria de ejecución del microprocesador para ejecutar el algoritmo de control. Esto ha obligado a utilizar otro método de linealización que se expone en el siguiente apartado.

3.6.2. Aproximación por mínimos cuadrados

En este apartado se desarrolla la aproximación por mínimos cuadrados de las funciones especificadas en la ecuación (3.5). La aproximación consistirá en sustituir la función original por el producto de una matriz cuadrada α de coeficientes constantes con una función $y(\rho(k))$. La función $F(\rho(k))$ es una matriz cuadrada, y debido a que se ha realizado la transformación de Jordan, los únicos elementos diferentes de cero están en la diagonal. Por tanto, la matriz

constante α deberá ser también diagonal. Se pretende minimizar el error cuadrático entre F y αy a lo largo del intervalo definido por la variación de ρ entre 0 y 1. Se define la matriz W que asignará diferentes grados de importancia o pesos, a las aproximaciones en las diferentes porciones del intervalo.

La diagonal principal de la matriz α contiene los valores para que el ajuste de las funciones corresponda a la minimización del error relativo. La aproximación de la función será de la forma:

$$F(\rho(k)) = \alpha \cdot y(\rho(k))$$

Sustituyendo la aproximación en la ecuación (3.4) el modelo discreto lineal será:

$$X(k+1) = e^{A^T} \cdot X(k) + V e^{\frac{\Lambda \cdot T}{2}} \cdot \alpha \cdot V^{-1} \cdot A^{-1} \cdot B \cdot U(k) \gamma(\rho(k)) - i_{cg}(k) \cdot (e^{A^T} - I) \cdot A^{-1} \cdot P \quad (3.6)$$

que se puede expresar de la forma siguiente:

$$X(k+1) = A_D \cdot X(k) + B_D \cdot \hat{u}(k) - P_D \cdot i_{cg}(k)$$

si se realizan las siguientes igualdades:

$$A_D = e^{A^T} ; B_D = V e^{\frac{\Lambda \cdot T}{2}} \cdot \alpha \cdot V^{-1} \cdot A^{-1} \cdot B ; P_D = (e^{A^T} - I) \cdot A^{-1} \cdot P$$

$$\hat{u}(k) = U(k) \gamma(\rho(k))$$

Para cada período se puede obtener un valor de la relación de troceado $\rho(k)$. Para ello, se calcula el valor de $y(\rho(k))$ según la ecuación siguiente:

$$y(\rho(k)) = \frac{\hat{u}(k)}{U(k)} \quad (3.7)$$

y posteriormente, mediante una tabulación al existir una relación biunívoca entre ρ y y , se calcula la acción de control sobre el troceador $\rho(k)$.

Se define la matriz $W(\rho(k))$ de pesos de forma que se esté minimizando el error relativo entre la función original y la aproximada. El cálculo de los coeficientes constantes de α y de la función $y(\rho(k))$ se basará en el criterio de ajuste que minimice la función:

$$E(\hat{\alpha}, y(t)) = \int_0^{T/2} (F_F(t) - \hat{\alpha} y(t))' \cdot W(t) \cdot (F_F(t) - \hat{\alpha} y(t)) dt$$

$$0 \leq \rho \leq 1; \quad t = \frac{T}{2} \rho$$

donde

$$F_F(t) = \begin{bmatrix} (m_1 - m_2) \cdot (e^{\lambda_1 t} - e^{-\lambda_1 t}) + m_2 \cdot (e^{\lambda_1 \frac{T}{2}} - e^{-\lambda_1 \frac{T}{2}}) \\ (m_1 - m_2) \cdot (e^{\lambda_2 t} - e^{-\lambda_2 t}) + m_2 \cdot (e^{\lambda_2 \frac{T}{2}} - e^{-\lambda_2 \frac{T}{2}}) \end{bmatrix}; \quad \hat{\alpha} = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix};$$

$$W(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{((m_1 - m_2) \cdot (e^{\lambda_1 t} - e^{-\lambda_1 t}) + m_2 \cdot (e^{\lambda_1 \frac{T}{2}} - e^{-\lambda_1 \frac{T}{2}}))^2} & \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{((m_1 - m_2) \cdot (e^{\lambda_2 t} - e^{-\lambda_2 t}) + m_2 \cdot (e^{\lambda_2 \frac{T}{2}} - e^{-\lambda_2 \frac{T}{2}}))^2} & \end{bmatrix}$$

Como resultado de minimizar la función E con respecto a la función y(t) se obtiene:

$$y(t) = \frac{F'_F(t) \cdot W(t) \cdot \hat{\alpha}}{\hat{\alpha}' \cdot W(t) \cdot \hat{\alpha}} \quad (3.8)$$

Como se puede observar en la ecuación (3.8), la relación existente entre la función y(ρ(k)) y ρ(k) es excesivamente compleja para ser invertida, y obtener una relación biunívoca tabulable. Se intenta conseguir una nueva función y(ρ(k)) que, aunque no sea la óptima, establezca una relación más sencilla entre ρ y y, permitiendo la inversión anteriormente mencionada. No obstante, la validez de esta nueva función se debe constatar cuando se obtengan los resultados de la matriz α y del período máximo admisible de control, sujeto a las restricciones del máximo error relativo.

La nueva función elegida será:

$$y(t) = \frac{F'_F(t) \cdot \hat{\alpha}}{\hat{\alpha}' \cdot \hat{\alpha}} \quad (3.9)$$

Para encontrar los coeficientes de α que minimicen E , es condición necesaria que las derivadas parciales de la función error con respecto a cada parámetro sean iguales a cero:

$$\frac{\partial E}{\partial \hat{\alpha}} = 0 \rightarrow -2 \int W(t) \cdot F_F(t) \cdot y(t) \cdot dt + 2 \int W(t) \cdot y(t) \cdot y(t) \cdot dt \cdot \hat{\alpha} = 0 \quad (3.10)$$

$$\hat{\alpha} = \left(\int_0^{\frac{T}{2}} \frac{W(t) \cdot \hat{\alpha}' \cdot F_F(t) \cdot F_F'(t) \cdot \hat{\alpha}}{\hat{\alpha}' \cdot \hat{\alpha} \cdot \hat{\alpha}' \cdot \hat{\alpha}} dt \right)^{-1} \cdot \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{W(t) \cdot F_F(t) \cdot F_F'(t) \cdot \hat{\alpha}}{\hat{\alpha}' \cdot \hat{\alpha}} dt$$

Por lo tanto, para encontrar los coeficientes se dispone de 2 ecuaciones. La inversa de la primera matriz se limita a la diagonal principal.

A continuación se podrán agrupar los términos dentro de la ecuación anterior para generar una nueva matriz Q , quedando:

$$Q = \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{W(t) \cdot F_F(t) \cdot F_F'(t)}{\hat{\alpha}' \cdot \hat{\alpha}} dt$$

De igual manera se define la matriz R como:

$$R = \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{W(t) \cdot \hat{\alpha}' \cdot F_F(t) \cdot F_F'(t) \cdot \hat{\alpha}}{\hat{\alpha}' \cdot \hat{\alpha} \cdot \hat{\alpha}' \cdot \hat{\alpha}} dt$$

El sistema de ecuaciones generado por (3.10) proporciona 1 ecuación linealmente independiente, por lo que es necesario disponer de otra ecuación para poder solucionar el sistema. La nueva ecuación se obtiene de la normalización de los coeficientes:

$$\hat{\alpha}' \cdot \hat{\alpha} = \sum_{i=1}^2 \alpha_i^2 = 1$$

El desarrollo de la ecuación (3.10) permitirá obtener la matriz α de coeficientes constantes que mejor ajuste la función original. Agrupando términos se obtiene:

$$\alpha_1' = \frac{\alpha_1' I_0 + \alpha_2' I_1}{\alpha_1'^2 I_0 + 2\alpha_1' \alpha_2' I_1 + \alpha_2'^2 I_2} ; \quad \alpha_2' = \frac{\alpha_1' I_1 + \alpha_2' I_0}{\alpha_1'^2 I_2 + 2\alpha_1' \alpha_2' I_1 + \alpha_2'^2 I_0}$$

donde

$$I_0 = \frac{T}{2} ; I_1 = \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{(m_1 - m_2)(e^{\lambda_2 t} - e^{-\lambda_2 t}) + m_2(e^{\lambda_2 \frac{T}{2}} - e^{-\lambda_2 \frac{T}{2}})}{(m_1 - m_2)(e^{\lambda_1 t} - e^{-\lambda_1 t}) + m_2(e^{\lambda_1 \frac{T}{2}} - e^{-\lambda_1 \frac{T}{2}})} dt ;$$

$$I_2 = \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{[(m_1 - m_2)(e^{\lambda_2 t} - e^{-\lambda_2 t}) + m_2(e^{\lambda_2 \frac{T}{2}} - e^{-\lambda_2 \frac{T}{2}})]^2}{[(m_1 - m_2)(e^{\lambda_1 t} - e^{-\lambda_1 t}) + m_2(e^{\lambda_1 \frac{T}{2}} - e^{-\lambda_1 \frac{T}{2}})]^2} dt$$

La resolución del sistema será:

$$\text{si } \alpha_1' = 1 \Rightarrow$$

$$I_0 I_1 \alpha_2'^4 + (2I_1 I_1^* - I_2 I_0 + I_0^2) \alpha_2'^3 + (I_1 I_2^* + 2I_0 I_1^* - 2I_0 I_1 - I_2 I_1^*) \alpha_2'^2 + (I_0 I_2^* - 2I_1 I_1^* - I_0^2) \alpha_2' - I_0 I_1^* = 0$$

Para normalizar se eligen otros coeficientes cuyo módulo sea la unidad. Estos nuevos coeficientes se pueden calcular en función de los anteriores, según:

$$\alpha_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha_2'^2}} ; \alpha_2 = \frac{\alpha_2'}{\sqrt{1 + \alpha_2'^2}}$$

Al calcular las derivadas parciales de la señal de error, se pueden obtener cuatro soluciones, tres de máximo error y una de mínimo. Para este sistema de ecuaciones el mínimo error se obtiene con los valores negativos de la parte real de α_2' .

Se han obtenido resultados para la aproximación por mínimos cuadrados de un sistema con dos polos complejos conjugados. Sabiendo que:

$$\lambda_1 = \sigma_a + \omega_a i ; \lambda_2 = \sigma_a - \omega_a i$$

se podrá calcular el lugar geométrico del período máximo de muestreo de la señal de control para que el error cometido en la aproximación no supere el 1%. Este lugar geométrico

depende del modo de funcionamiento del troceador desarrollándose los subapartados siguientes.

3.6.2.1. Compensador con troceador de tres estados.

Si se particularizan los valores de las variables $m_1 = \pm 1$ y $m_2 = 0$ se puede obtener mediante simulación los valores máximos del período de muestreo.

La figura 3.6 representa la variación del período necesario para conseguir una aproximación igual al 1% de error. Como se aprecia, existe un salto bastante grande para pequeños valores de σ_a y ω_a . De la figura se desprenden las características siguientes:

- Si $\sigma_a \rightarrow 0$ y $\omega_a \rightarrow 0$, la aproximación permitirá un mayor período máximo, lo que implica una frecuencia menor de aplicación de la señal de control. En el límite, $\sigma_a=0$ y $\omega_a=0$, la aproximación se vuelve una igualdad, por lo que el período es infinito.

- Cuando σ_a u ω_a aumentan, el período va disminuyendo, para cumplir con las restricciones del error máximo. Como se puede ver en la figura 3.6, existe una simetría para los valores positivos o negativos de estas variables.

A medida que las variables σ_a u ω_a van aumentando, el período necesario se estabiliza con una pequeña pendiente de disminución a incrementos de las variables. La estabilización de los valores de T es en torno a una $f = 4\text{KHz}$, para valores de las variables del orden de $\omega_a = 10000$ y $\sigma_a = 1000$. En comparación con el resultado obtenido con la linealización por el desarrollo en serie de Taylor, se ha reducido el período de control considerablemente si se utiliza el modelo discreto lineal por ajuste de mínimos cuadrados, evitando los inconvenientes aludidos. Además, este aumento del período de muestreo confirma que la función elegida en la ecuación (3.9) es válida para utilizarse en el ajuste por mínimos cuadrados de la matriz α .

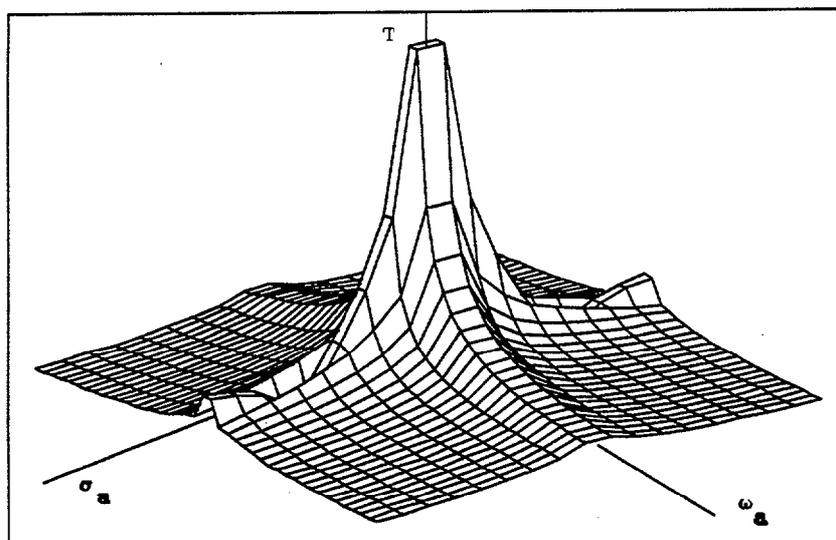


Fig 3.6. Período máximo frente a variaciones de σ_a y ω_a .

Finalmente se mencionará que, en este tipo de troceador, $m_1 = \pm 1$ y $m_2 = 0$, lo cual implica que $F(m_1, \rho) = -F(-m_1, \rho)$, y lo mismo ocurre con la función y aproximada: $y(m_1, \rho) = -y(-m_1, \rho)$. Esto sugiere que una forma de eliminar el término m_1 es englobarlo en ρ dotando a ρ de signo de modo que:

$m_1=1 \Rightarrow \rho$ es positivo y con su valor absoluto.

$m_1=-1 \Rightarrow \rho$ es negativo y con su valor absoluto.

Esto permite, a partir de ahora, utilizar las funciones $F(\rho)$ e $y(\rho)$ con $-1 \leq \rho \leq 1$.

3.6.2.2. Compensador con troceador de dos estados.

Particularizando para los valores de $m_1 = 1$ y $m_2 = -1$ que corresponden al modo de funcionamiento II del troceador, se obtiene la figura 3.7. La figura representa el lugar geométrico del período máximo T , cuyo error sea del 1% en la aproximación, variando σ_a y ω_a . La gráfica resultante tiene la misma forma que la obtenida en el apartado anterior, desprendiéndose de ella las siguientes conclusiones:

- El lugar geométrico coincide en forma, no en valor, con el obtenido para la aproximación del compensador con troceador de tres estados, por lo que las conclusiones obtenidas para el caso anterior son extrapolables al compensador con troceador de dos

estados.

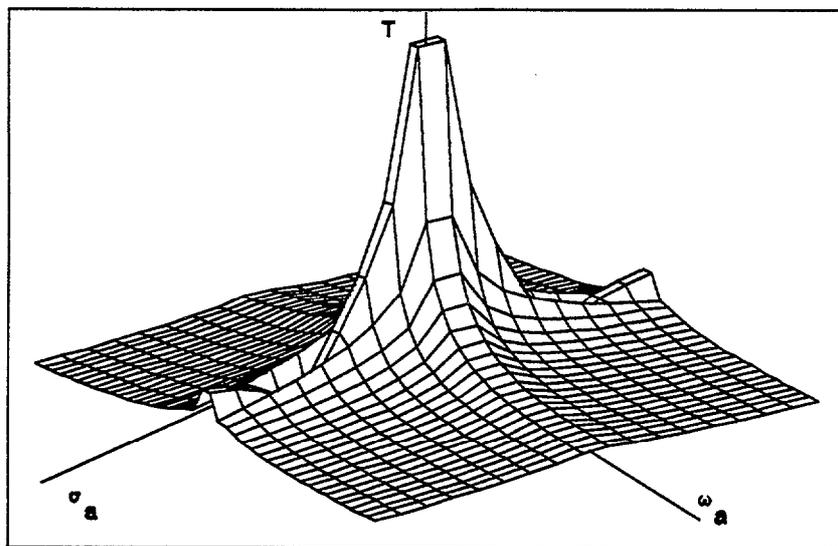


Fig 3.7. Período máximo frente a variaciones de σ_a y ω_a .

- Existe un desplazamiento de la frecuencia mínima de control f de este tipo de troceado con respecto al anterior. Para los mismos valores de σ_a y ω_a , el período máximo es siempre superior en el troceador de tres estados que en el troceador de dos estados.

La frecuencia de control para este compensador está en torno a $f = 5,6\text{KHz}$. Comparativamente, para el mismo error, cuando se linealiza un compensador con troceador de dos estados existe siempre un aumento de la frecuencia mínima de discretización (disminución del período de muestreo) con respecto a la obtenida en la linealización de un compensador con troceador de tres estados. Los valores de la frecuencia de muestreo obtenidos para este modo de funcionamiento son inferiores que los obtenidos para la aproximación por el desarrollo de Taylor, comprobándose la necesidad de este segundo método de aproximación.

En este modo de funcionamiento sobre el troceador, se ha conseguido un aumento del período de muestreo, confirmando que la función elegida en la ecuación (3.9) es válida para utilizarse en el ajuste por mínimos cuadrados de la matriz α .

3.7. MODELO DEL COMPENSADOR CON LIMITACIONES FÍSICAS.

En los apartados anteriores se ha estudiado la discretización y posterior linealización del compensador serie de tensión, cuando la señal es suministrada por troceadores ideales al filtro. A medida que el período de control disminuye, aparecen problemas físicos que obligan a que la discretización incluya los posibles retrasos en la conmutación del troceador. En la figura 3.8 se representan los dos modos de funcionamiento, modo I y modo II,

incorporándole las limitaciones físicas en la conmutación. A continuación se desarrolla el método para obtener el modelo discreto de sistemas en los que la señal de entrada o de control proviene de un troceador que incorpora limitaciones físicas en su conmutación. Esta nueva no linealidad se incorporará a los mismos troceadores de los apartados anteriores, esto es:

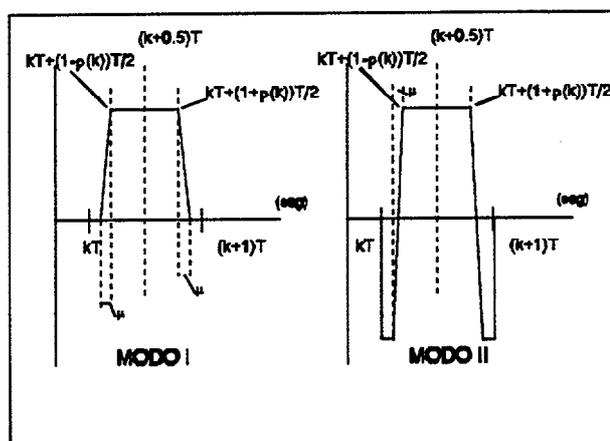


Fig 3.8. Modos de funcionamiento con limitaciones físicas.

- Compensador con troceador de tres estados y limitaciones físicas.
- Compensador con troceadores de dos estados y limitaciones físicas.

Cuando la señal de control aplicada al filtro del compensador serie de tensión proviene de un troceador, el modelo continuo del sistema debe incluir las características discontinuas de la señal de control. La señal de control dispone de tres valores ($U(t)$, 0 y $-U(t)$) para el modo de funcionamiento I, y de dos, $U(t)$ y $-U(t)$, para el modo II. El tiempo transcurrido en cada conmutación será de μ seg. Para simplificar el desarrollo se hará coincidir el tiempo μ , tanto en la subida como en la bajada, independientemente de si la señal de control es positiva o negativa. La señal de control, durante el tiempo en el que transcurra la conmutación, se comportará linealmente desde su valor inicial hasta su valor final, describiendo una recta. La existencia de un tiempo de conmutación reducirá el rango válido de la variable de control $p(k)$, que será:

$$0 \leq \rho(k) \leq (1 - 2 \cdot \frac{\mu}{T})$$

La representación del filtro de compensador serie se hará mediante un modelo basado en variables de estado. La señal de control actuará a intervalos de tiempo T , y viene definida por la expresión siguiente:

$$\begin{aligned}
 u(t) &= m_2 \cdot U(t) ; t \in [kT, kT + \frac{T}{2}(1 - \rho(k)) - \mu] \\
 u(t) &= U(t) \cdot ((m_1 - m_2) \cdot \frac{t}{\mu} + 1 - \frac{T(1 - \rho(k))}{2\mu}); t \in [kT + \frac{T}{2}(1 - \rho(k)) - \mu, kT + \frac{T}{2}(1 - \rho(k))] \\
 u(t) &= m_1 \cdot U(t) ; t \in [kT + \frac{T}{2}(1 - \rho(k)), kT + \frac{T}{2}(1 + \rho(k))] \\
 u(t) &= U(t) \cdot (-(m_1 - m_2) \cdot \frac{t}{\mu} + 1 + \frac{T(1 + \rho(k))}{2\mu}); t \in [kT + \frac{T}{2}(1 + \rho(k)), kT + \frac{T}{2}(1 + \rho(k)) + \mu] \\
 u(t) &= m_2 \cdot U(t) ; t \in [kT + \frac{T}{2}(1 + \rho(k)) + \mu, (k+1)T]
 \end{aligned}$$

que junto con el modelo continuo del filtro constituye el modelo del compensador con limitaciones físicas.

3.8. DISCRETIZACIÓN DEL COMPENSADOR CON LIMITACIONES FÍSICAS.

En este apartado se calculará el modelo discreto para su control por computador. Al igual que en el apartado 3.5, será necesario incluir las características de la señal de control resolviendo la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned}
 X(k+1) &= e^{AT} \cdot X(k) + \int_0^T e^{A(T-\tau)} \cdot B \cdot u(\tau) \cdot d\tau - \int_0^T e^{A(T-\tau)} \cdot P \cdot i_{cg}(\tau) \cdot d\tau = \\
 &= e^{AT} \cdot X(k) + \int_0^T e^{-A\tau} \cdot B \cdot u(\tau) \cdot d\tau - i_{cg}(k) \cdot \int_0^T e^{A(T-\tau)} \cdot P \cdot d\tau
 \end{aligned}$$

El intervalo de discretización está dividido en cinco subintervalos, como se representa en la figura 3.8. Realizando las operaciones matemáticas y la transformación del sistema continuo a su forma canónica de Jordan, se tiene:

$$\begin{aligned}
 X(k+1) &= e^{A^T} \cdot X(k) - i_{cg}(k) \cdot (e^{A^T} - I) \cdot A^{-1} \cdot P + U(k) \cdot V \cdot e^{\frac{\Lambda^T}{2}} \\
 &[(m_1 - m_2) \cdot (e^{\frac{\Lambda^T}{2}(\rho(k) + 2\frac{\mu}{T})} - e^{-\frac{\Lambda^T}{2}\rho(k)}) - (e^{\frac{\Lambda^T}{2}\rho(k)} - e^{-\frac{\Lambda^T}{2}(\rho(k) + 2\frac{\mu}{T})})] \frac{\Lambda^{-1}}{\mu} + m_2 \cdot (e^{-\frac{\Lambda^T}{2}} - e^{\frac{\Lambda^T}{2}})] \cdot V^{-1} \cdot A^{-1} \cdot B
 \end{aligned}
 \tag{3.11}$$

Esta ecuación muestra que la discretización del sistema incluye las no linealidades de la señal de control. A continuación se desarrollan dos métodos de aproximación de la función

$$F(\rho(k), \mu) = (m_1 - m_2) \cdot (e^{\frac{\Lambda^T}{2}(\rho(k) + 2\frac{\mu}{T})} - e^{\frac{\Lambda^T}{2}\rho(k)} + e^{-\frac{\Lambda^T}{2}(\rho(k) + 2\frac{\mu}{T})} - e^{-\frac{\Lambda^T}{2}\rho(k)}) \frac{\Lambda^{-1}}{\mu} + m_2 \cdot (e^{-\frac{\Lambda^T}{2}} - e^{\frac{\Lambda^T}{2}})
 \tag{3.12}$$

para poder generar un sistema discreto lineal.

3.9. LINEALIZACIÓN DEL COMPENSADOR CON LIMITACIONES FÍSICAS.

El modelo discreto no es lineal con respecto a la variable de control $\rho(k)$, por lo tanto, se utilizarán las dos técnicas anteriores de aproximación para obtener el modelo discreto lineal del compensador serie.

3.9.1. Desarrollo en serie de Taylor.

La aproximación por el desarrollo de Taylor de la ecuación (3.12), se obtiene con el desarrollo de las funciones exponenciales hasta el tercer elemento. El modelo discreto linealizado para esta función, que a su vez será lineal con respecto a la variable de control, es:

$$F(\rho(k), \mu) \approx \Lambda \cdot (T \cdot ((m_1 - m_2) \cdot \rho(k) + m_2) + \mu)$$

Sustituyendo en la ecuación general (3.11), se obtiene el modelo discreto lineal:

$$\begin{aligned}
 X(k+1) &= e^{A^T} \cdot X(k) + e^{\frac{A \cdot T}{2}} \cdot B \cdot U(k) \cdot (T \cdot ((m_1 - m_2) \cdot \rho(k) + m_2) + \mu) - i_{cg}(k) \cdot (e^{A^T} - I) \cdot A^{-1} \cdot P = \\
 &= A_D \cdot X(k) + B_D \cdot \hat{u}(k) - P_D \cdot i_{cg}(k)
 \end{aligned}$$

donde

$$\begin{aligned}
 A_D &= e^{A^T} \quad ; \quad B_D = e^{\frac{A \cdot T}{2}} \cdot B \quad ; \quad P_D = (e^{A^T} - I) \cdot A^{-1} \cdot P \\
 \hat{u}(k) &= U(k) \cdot (T \cdot ((m_1 - m_2) \cdot \rho(k) + m_2) + \mu)
 \end{aligned}$$

Como se aprecia en esta ecuación, existe una relación lineal entre la señal de control $\rho(k)$ y las variables de estado.

Para poder calcular el margen de validez de la aproximación, hay que tener en cuenta que el error relativo sea inferior al 1%. Dado que los modos de funcionamiento del troceador generan diferentes restricciones en el período máximo de muestreo, se dividirá los resultados para ambos modos de funcionamiento en los subapartados siguientes.

3.9.1.1. Troceador de tres estados.

En la figura 3.9 se representan las relaciones existentes entre el período máximo de muestreo T , el tiempo necesario de conmutación del troceador μ y el módulo de los polos de la función de transferencia del filtro λ . El eje de las abscisas representa la variable $\lambda * \mu$, y el eje de las ordenadas el período máximo admisible multiplicado por λ . De la figura se desprende que, para pequeños valores de abscisas, el comportamiento es igual que para el troceador de tres estados sin limitaciones físicas. A medida que aumenta el producto de estas variables, va disminuyendo el período máximo admisible. Las restricciones que existen para el compensador con troceador de tres estados se acentúan al incluirse las limitaciones físicas en la conmutación.

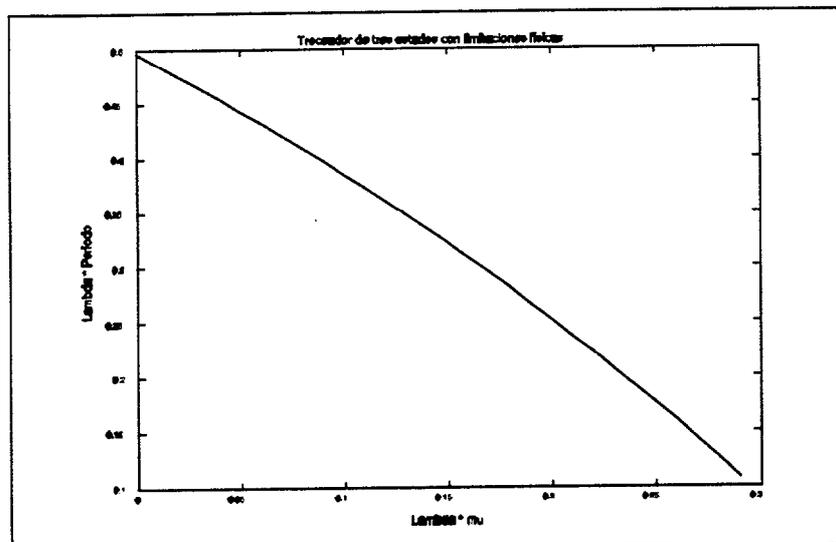


Fig 3.9. Variación del período máximo en función del tiempo de conmutación.

3.9.1.2. Troceador de dos estados.

En la figura 3.10 se representa en el eje de las abscisas la variable $\lambda * \mu$, y en el eje de las ordenadas el período máximo admisible multiplicado por λ . Concluyendo, para pequeños valores de abscisas, el comportamiento es igual que para el compensador con troceador de dos estados sin limitaciones físicas, y a medida que aumenta el producto de estas variables, disminuye considerablemente el período máximo admisible. La restricción ya obtenida para el compensador con troceador de dos estados, se acentúa para éste con limitaciones físicas en la conmutación.

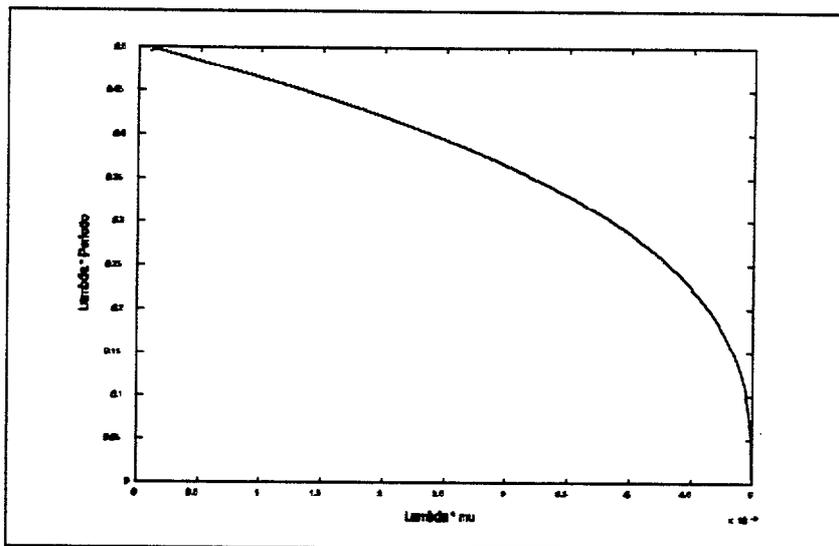


Fig 3.10. Variación del período máximo en función del tiempo de conmutación.

3.9.2. Aproximación por mínimos cuadrados.

Se realiza la aproximación por mínimos cuadrados de las funciones (3.10), según el criterio de error expuesto en apartados anteriores. Igualmente, se puede obtener un modelo discreto lineal si se sustituye en la ecuación (3.9) la función F por la aproximación $\alpha y(\rho)$, resultando:

$$\begin{aligned}
 X(k+1) &= e^{A \cdot T} \cdot X(k) + V \cdot e^{\frac{A \cdot T}{2}} \cdot \alpha \cdot V^{-1} \cdot A^{-1} \cdot B \cdot U(k) \cdot \gamma(\rho(k)) - i_{cg}(k) \cdot (e^{A \cdot T} - I) \cdot A^{-1} \cdot P = \\
 &= A_D \cdot X(k) + B_D \cdot \hat{u}(k) - P_D \cdot i_{cg}(k) . \\
 A_D &= e^{A \cdot T} ; B_D = V \cdot e^{\frac{A \cdot T}{2}} \cdot \alpha \cdot V^{-1} \cdot A^{-1} \cdot B ; P_D = (e^{A \cdot T} - I) \cdot A^{-1} \cdot P ; \hat{u}(k) = U(k) \cdot \gamma(\rho(k))
 \end{aligned}$$

Las funciones nuevas, los coeficientes y la matriz de pesos $W(\rho(k), \mu)$ son:

$$F_F(\rho(k), \mu) = \begin{bmatrix} f(\lambda_1, \rho(k), \mu) \\ f(\lambda_2, \rho(k), \mu) \end{bmatrix} ; \quad \hat{\alpha} = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} ; \quad W(\rho(k), \mu) = \begin{bmatrix} \frac{1}{(f(\lambda_1, \rho(k), \mu))^2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{(f(\lambda_2, \rho(k), \mu))^2} \end{bmatrix}$$

$$\forall i \quad f(\lambda_i, \rho(k), \mu) = (m_1 - m_2) \cdot (e^{-\lambda_i \frac{T}{2} \rho(k) + \mu} - e^{-\lambda_i \frac{T}{2} \rho(k)} + e^{\lambda_i \frac{T}{2} \rho(k) + \mu} - e^{\lambda_i \frac{T}{2} \rho(k)}) \frac{1}{\lambda_i \mu} + m_2 \cdot (e^{\lambda_i \frac{T}{2}} - e^{-\lambda_i \frac{T}{2}})$$

La matriz α contiene los coeficientes constantes que mejor aproximan la función original a $y(\rho(k), \mu)$. La función y será dependiente de F , según:

$$y(\rho, \mu) = \frac{F'_F(\rho, \mu) \cdot W(\rho, \mu) \cdot \hat{\alpha}}{\hat{\alpha}' \cdot W(\rho, \mu) \cdot \hat{\alpha}}$$

Debido a la compleja relación existente entre $y(\rho, \mu)$ y ρ , se ha utilizado una nueva función cuya relación con la variable sea más sencilla. La nueva función es:

$$y(\rho, \mu) = \frac{F'_F(\rho, \mu) \cdot \hat{\alpha}}{\hat{\alpha}' \cdot \hat{\alpha}} \quad (3.13)$$

Según el modo de funcionamiento del troceador se han obtenido diferentes resultados que se detallan en los subapartados siguientes.

3.9.2.1. Troceador de tres estados.

Este desarrollo coincide con el expuesto para el troceador sin limitaciones físicas. Los resultados obtenidos en la aproximación del troceador de tres estados coinciden con la aproximación del mismo troceador con limitaciones físicas, para pequeños valores de la variable μ . Sólo para valores grandes, en torno a msec, se aprecia una ligera diferencia. Como las limitaciones físicas reducen el rango de la variable de control, será ésta la única restricción a considerar. En la figura 3.11. se aprecia lo expuesto: la parte superior representa la variación

del período máximo permaneciendo el valor de la parte imaginaria $\omega_a = 0$, y la inferior representa la variación del período máximo permaneciendo constante la parte real $\sigma_a = 0$. Las tres curvas de cada figura se corresponden con valores de $\mu = 0$, 1mseg y 10mseg respectivamente.

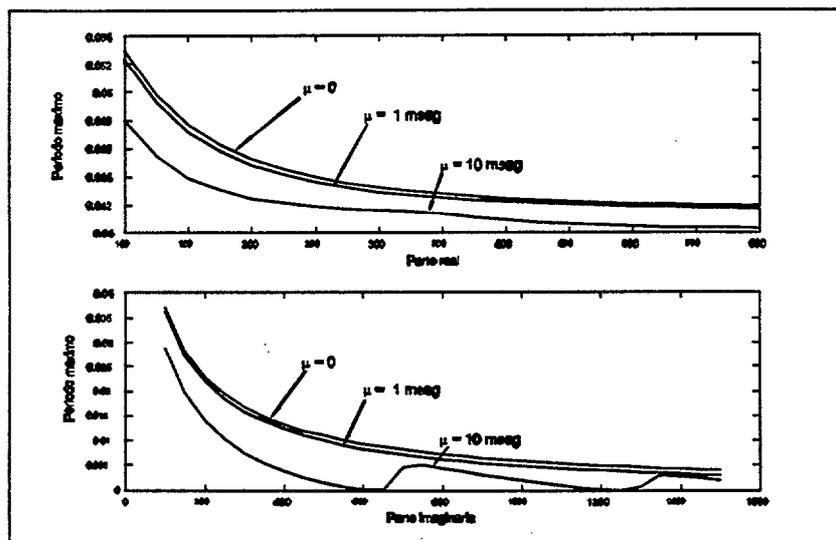


Fig 3.11. Variación del período máximo con σ_a y ω_a .

Los resultados obtenidos en esta aproximación validan la función sencilla elegida en la ecuación (3.13), permitiendo obtener la matriz α y un período máximo de control admisible.

3.9.2.2. Troceador de dos estados.

Los resultados obtenidos en este modo de funcionamiento, troceador con limitaciones físicas, coinciden con los ya expuestos del compensador con troceador de dos estados sin limitaciones físicas. Solamente, para valores grandes del tiempo de conmutación existen diferencia en los resultados. Por lo tanto, para pequeños valores de la variable μ , la restricción ocasionada por las limitaciones físicas se refleja únicamente en una reducción del rango de la variable de control $\rho(k)$.

3.10. ANÁLISIS EN RÉGIMEN PERMANENTE DEL MODELO DISCRETIZADO Y LINEALIZADO.

A continuación se analiza el funcionamiento en régimen permanente del modelo discretizado y linealizado. De este análisis se inferirán las dos formas posibles de funcionamiento en régimen permanente, y las dos estructuras de compensadores: CA/CA y CA/CC/CA.

Para eliminar una perturbación permanente de tipo escalón, la salida del compensador deberá evolucionar de forma senoidal. Ello implica, tal como muestra el modelo discretizado y linealizado (3.6), que la señal $\hat{u}(k)$ debe ser senoidal. Dado que esta señal ficticia de control es de la forma:

$$\hat{u}(k) = U(k) \cdot y(\rho(k))$$

existen dos mecanismos para conseguir este objetivo:

- a) La tensión $U(k)$ varíe senoidalmente e $y(\rho(k))$ sea constante.
- b) La función $y(\rho(k))$ varíe senoidalmente y $U(k)$ sea constante.

El primer caso corresponde al compensador CA/CA, donde la tensión $U(k)$ varía senoidalmente, y se ve afectada por un factor constante $y(\rho(k))$, que depende del valor de ρ constante que se utilice (control por amplitud).

El segundo caso corresponde al compensador CA/CC/CA donde la señal senoidal se consigue a base de variar senoidalmente la señal $y(\rho(k))$ (control por variación del ancho del pulso). Si el período de muestreo es muy pequeño, entonces la relación entre $y(\rho)$ y ρ es lineal, y ρ deberá ser senoidal. Si T es grande, $y(\rho)$ será monótona creciente pero no lineal por lo que $\rho(k)$ ya no será exactamente senoidal, aunque en la práctica se aproximará mucho.

Estas consideraciones se sintetizarán en la expresión siguiente:

$$\hat{u}(k) \begin{cases} \text{CA/CA} \Rightarrow U(k) = U \sin(\omega, \tau) ; \rho(k) = cte \\ \text{CA/CC/CA} \rightarrow U(k) = cte ; \rho(k) = A \sin(\omega, \tau) \end{cases}$$

CAPÍTULO 4

**MODELADO DE NO LINEALIDADES
TIPO RELÉ.**

4.1. INTRODUCCIÓN.

Se observa que el modelo dinámico del troceador-filtro del compensador serie, puede asimilarse al modelo de un sistema accionado por un relé. Los relés son elementos no lineales que obligan a utilizar técnicas específicas de análisis y control de una considerable complejidad.

En este capítulo se pretende extender la técnica de discretización y linealización desarrollada en el capítulo anterior a los sistemas continuos accionados con relés, o con no linealidades similares. Dicha generalización permitirá la aplicación de las técnicas clásicas de control digital a estos sistemas, simplificándose sustancialmente las etapas de análisis y diseño de estos sistemas.

4.2. ANÁLISIS DE SISTEMAS NO LINEALES CONTROLADOS POR RELÉS.

El establecimiento del modelo matemático de un sistema físico implica siempre aproximaciones que son indispensables para que su análisis no sea muy complejo. La descripción de un sistema en ecuaciones diferenciales lineales de coeficientes constantes permite acceder a una teoría suficientemente compacta para su resolución.

Existen algunos tipos de sistemas con características discontinuas que resulta imposible considerarlo como lineales [Tsypk84] [Cook86]. El desarrollo de métodos para la solución de sistemas no lineales afronta actualmente la siguiente problemática:

- No existen métodos matemáticos universales para la solución de sistemas representados por ecuaciones diferenciales no lineales.
- Los métodos existentes son específicos dependientes del tipo de ecuación diferencial y, por lo tanto, su aplicabilidad es limitada.

Con el fin de sistematizar, los métodos para la solución de sistemas no lineales se clasifican en una de las tres líneas siguientes:

- a) Técnicas topológicas o del espacio fásico.

- b) Métodos de análisis de estabilidad.
- c) Métodos aproximados de análisis de sistemas no lineales.

En sistemas no lineales donde el elemento no lineal es un relé, la solución práctica al problema de control consiste en aproximar el efecto de la no linealidad usando una función de transferencia aproximada, que más generalmente se conoce como función descriptiva.

El análisis de sistemas no lineales mediante la función descriptiva se basa en considerar que los armónicos generados por el elemento no lineal, al realizar el análisis en frecuencia, estarán lo suficientemente atenuados por los elementos lineales, de forma que a la salida del elemento no lineal sólo es significativa la componente fundamental [Cook86].

Cuando el sistema es no lineal y de segundo orden, es posible su estudio y análisis con resultados gráficos, existiendo varias técnicas para poder construir trayectorias fásicos en el espacio fásico [Tsypk84] [Cook86].

En la figura 4.1 se representa el bucle de control de sistemas controlados por relés, donde el elemento relé suministra al sistema continuo la señal de control. En la figura se ha representado el sistema de control más simple con una realimentación unitaria. Normalmente el elemento relé deberá conseguir que la salida no varíe frente a perturbaciones en el sistema continuo, es decir, se supone $r(t) = 0$.

Los análisis de sistemas no lineales se focalizan principalmente en el cálculo de estabilidad y ciclos límites. Para ello existen métodos complementarios que cabe citar: lugar de Hamel o métodos de Tsypkin.

El lugar de Hamel [Cook86] permite calcular las oscilaciones automantenidas con sistemas controlados por relés sin zona muerta. Consiste en realizar una gráfica, representando en el eje de las abscisas la variable $e(t)$ y el de ordenadas la derivada de $e(t)$, permitiendo añadir a la gráfica una red compensadora [Hamel49].

El lugar de Tsypkin es especialmente utilizado para estimar la validez de los resultados

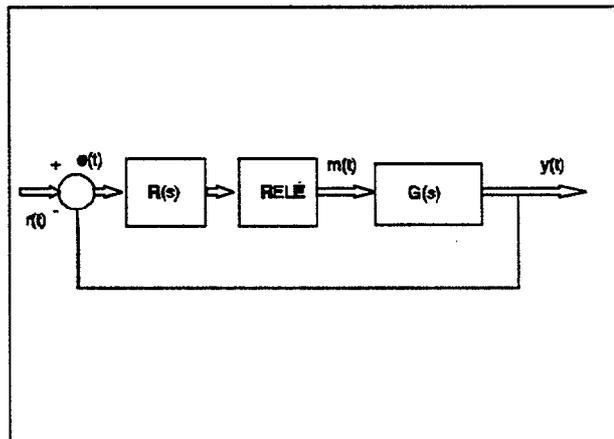


Fig. 4.1. Bucle de control.

dados por la utilización de aproximaciones del primer armónico de la función descriptiva. El lugar permite realizar una representación polar de una función, variable en la frecuencia, pudiéndose extraer de dicha representación, en el caso de que exista, la frecuencia de autooscilación y su amplitud [Tsyph84].

4.3. MODELOS DISCRETOS LINEALES DE SISTEMAS CONTROLADOS POR RELÉS.

En la figura 4.2 se representa el diagrama de bloques que constituye el bucle clásico de control por computador. El muestreo de la variable de salida y la variable de control se actualizan en cada período de tiempo T . El regulador se integra en el computador cuya salida es la variable de control $u(k)$ que, a su vez, es la señal de entrada al convertidor D/A. El bloque f representa a un sistema estático de características no lineales, normalmente un relé, cuya entrada es $u(t)$ y su salida $m(t)$. Esta señal $m(t)$, salida del elemento no lineal, actúa como señal de entrada al sistema continuo lineal representado por $G(s)$.

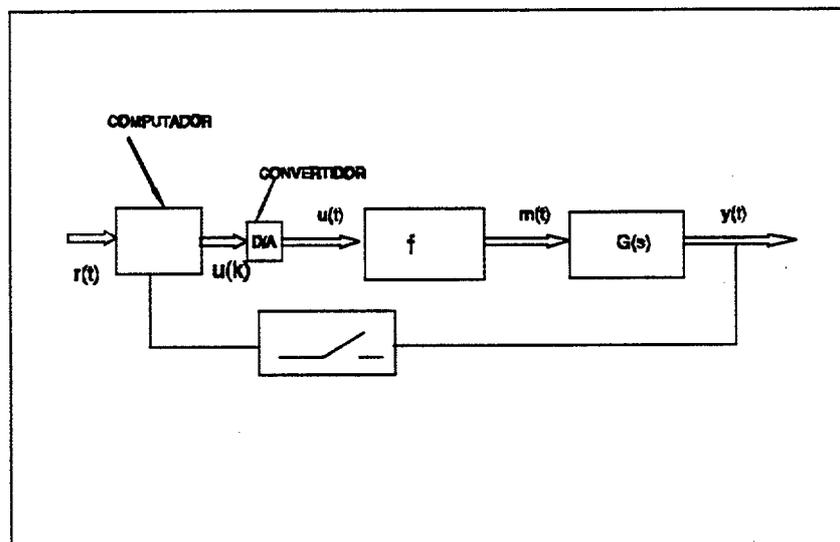


Fig. 4.2. Bucle de control por computador.

Las evoluciones de las señales $u(k)$ y $u(t)$, salida del computador y salida del convertidor D/A respectivamente, se representan en la figura 4.3. Se observa que la salida

$u(k)$ se actualiza cada período T , obteniéndose en la salida del convertidor la señal $u(t)$.

En el capítulo anterior se realizó la discretización del modelo de un sistema troceador-filtro, y se evaluó la validez de su linealización mediante la limitación del período máximo. Aquí se propone aplicar la estrategia del control del troceador a los sistemas con relés: mantener un período de control T constante, y no actuar sobre la amplitud de la señal de

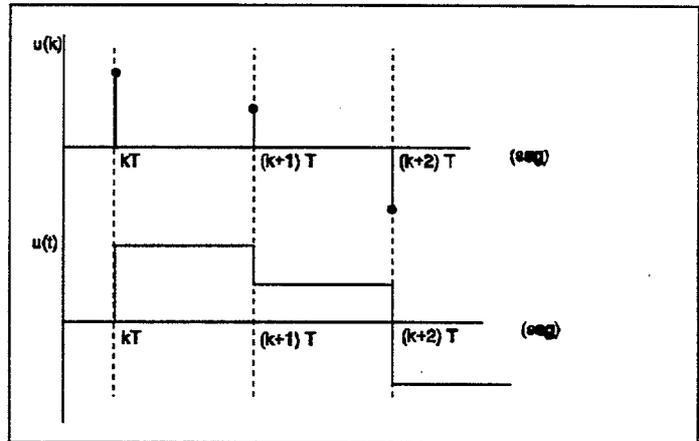


Fig. 4.3. Evolución convencional de la señal de control.

control sino sobre el ancho, de unos pulsos de entrada simétricos respecto al punto medio de cada período, que constituyen la nueva señal de control.

El esquema de control continúa siendo el representado en la figura 4.2. Las diferencias aparecen en las variaciones de la variable de control en cada período T .

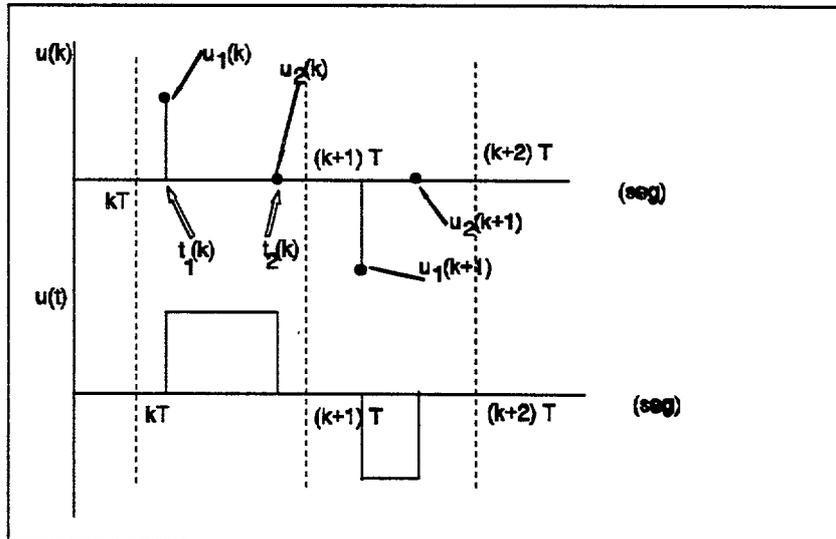


Fig. 4.4. Evolución propuesta de la señal de control

En la figura 4.4 se representan las evoluciones propuestas de las señales $u(k)$ y $u(t)$. El objetivo de estas variaciones de la señal $u(k)$ será el lograr a la salida del elemento no lineal cambios de valores que permitan generar una nueva variable de control. En la figura 4.4 se

aprecia como para un período T la señal $u(k)$ adquiere dos valores diferentes, $u_1(k)$ y $u_2(k)$. Las dos señales que genera el computador en cada período T contienen información no solamente en su amplitud, control convencional, sino también en el instante que se generan dentro del intervalo T . La generación de las señales $u_1(k)$ y $u_2(k)$, que corresponden a los instantes $t_1(k)$ y $t_2(k)$ respectivamente, mantienen una simetría con respecto a la mitad del intervalo. La relación existente entre las variables $t_1(k)$ y $t_2(k)$ será:

$$t_1(k) = \frac{T}{2} \cdot (1 - \rho(k))$$

$$t_2(k) = \frac{T}{2} \cdot (1 + \rho(k))$$

donde $\rho(k)$ es la nueva variable de control. Esta variable $\rho(k)$ define el ancho del pulso para un intervalo k , acotada al rango comprendido entre $0 \leq \rho \leq 1$.

Cuando la regulación de un sistema no lineal se realiza por computador, es necesario obtener modelos discretos. Cuando la no linealidad procede de elementos de tipo relé, es posible obtener un modelo discreto lineal válido para su control, utilizando la misma técnica que en el capítulo precedente.

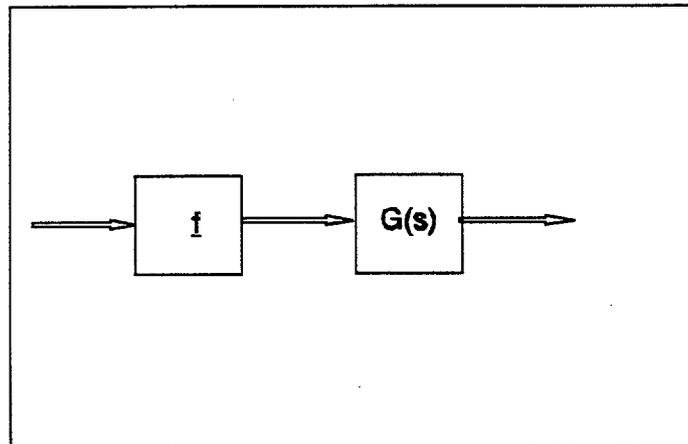


Fig 4.5. Modelo básico.

La generalización del método de modelado se puede representar en la figura 4.5, donde f representa la característica de un relé arbitrario, que es el encargado de suministrar la señal de control a un sistema continuo lineal propio y arbitrario, representado como $G(s)$. El método

propuesto pasa de nuevo por definir un modelo de estado discretizado y linealizado, cuya señal de entrada $\hat{u}(k)$ es ficticia, como ocurría en el capítulo anterior. Al igual que entonces, deberá definirse una relación biunívoca que ligue el valor de $\hat{u}(k)$ con el ancho $\rho(k)$ del pulso correspondiente.

Este modelo se desarrollará para los siguientes tipos de elementos no lineales:

- Relé de zona muerta.
- Relé ideal.
- Relé proporcional con saturación.
- Relé de acción simétrica a dos niveles con histéresis.
- Relé proporcional con zona muerta.
- Relé de acción simétrica a tres niveles con histéresis.

4.4. RELÉ DE ZONA MUERTA.

En el caso de que la señal de control aplicada a un sistema continuo provenga de un elemento no lineal de tipo relé de zona muerta, la obtención de un modelo discreto lineal del conjunto deberá incluir las características discontinuas de dicha señal.

La figura 4.6 muestra la característica no lineal del relé de zona muerta, donde $u(t)$ será la entrada y $m(t)$ la salida.

El desarrollo matemático se ha realizado en el apartado 3.5 para obtener dos modelos discretos lineales con sus correspondientes limitaciones.

El sistema lineal $G(s)$ se puede representar en un modelo en variables de estados de la forma:

$$\frac{dX}{dt} = A \cdot X + B \cdot u$$

$$Y = C \cdot X$$

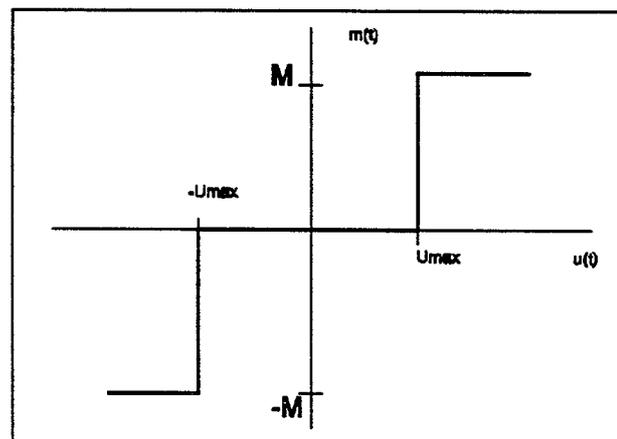


Fig. 4.6. Relé de zona muerta.

Siguiendo los mismos desarrollos que en el apartado 3.5 se puede obtener el modelo

discreto no lineal del sistema incluyendo la no linealidad generada por el relé de zona muerta. Como resultado se obtiene:

$$\mathbf{X}(k+1) = \mathbf{V} \cdot e^{\Lambda T} \cdot \mathbf{V}^{-1} \cdot \mathbf{X}(k) + \mathbf{M} \cdot \mathbf{V} \cdot e^{\frac{\Lambda T}{2}} \left(e^{\frac{\Lambda T}{2} \rho(k)} - e^{-\frac{\Lambda T}{2} \rho(k)} \right) \cdot \mathbf{V}^{-1} \cdot \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B} \quad (4.1)$$

La ecuación (4.1) representa el modelo discreto del conjunto relé-sistema lineal. Como se puede observar, la ecuación es una relación no lineal del estado $k+1$ cuando se conoce el estado k y la señal de entrada. Para la obtención de un modelo lineal se procede a realizar una aproximación de la ecuación (4.1) y obtener un modelo discreto lineal. Los métodos de aproximación, ya expuestos en el capítulo anterior, son el desarrollo en serie de Taylor y el ajuste por mínimos cuadrados. En ambos casos se obtiene un modelo discreto lineal, y la validez del modelo la impone las características del sistema lineal, polos de la función de transferencia $G(s)$, y el período T de discretización.

El modelo simplificado, independientemente de la aproximación realizada, se puede expresar según:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(k+1) &= \mathbf{A}_D \cdot \mathbf{X}(k) + \mathbf{B}_D \cdot \hat{\mathbf{u}}(k) \\ \hat{\mathbf{u}}(k) &= \mathbf{M} \cdot \mathbf{y}(\rho(k)) \end{aligned}$$

donde M es la amplitud de la salida del relé. Las matrices A_D , B_D y la función $y(\rho(k))$ varían en función del método de aproximación elegido. Para este tipo de relé la variable de control ρ está limitada al intervalo $-1 \leq \rho \leq 1$, indicando si se actúa con una señal negativa o positiva a la entrada de relé. Como se aprecia, existe una relación lineal entre la variable de control y las variables de estado. La variable de control $\hat{u}(k)$ incluye la amplitud de la señal de entrada al relé M y el método de actuación en cada período de control ($\rho(k)$). La función $y(\rho(k))$ depende del tipo de aproximación realizada obteniendo:

a) Desarrollo en serie de Taylor.

$$y(\rho(k)) = \rho(k).$$

b) Ajuste por mínimos cuadrados.

$$y(\rho(k)) = f(\rho(k)).$$

donde f es una función biunívoca que relaciona y con ρ .

Para conseguir que la salida del relé de zona muerta realiza las conmutaciones previstas, la variable de control $u(k)$, compuesta por $u_1(k)$ y $u_2(k)$, deberá de adquirir valores sujetos a las siguientes restricciones:

a) Generación de un pulso positivo.

La variable $u_1(k)$ deberá ser mayor que U_{max} y la variable $u_2(k)$ deberá estar comprendida entre los valores $-U_{max} < u_2(k) < U_{max}$, normalmente $u_2(k) = 0$.

b) Generación de un pulso negativo.

La variable $u_1(k)$ deberá ser menor que $-U_{max}$ y la variable $u_2(k)$ deberá estar comprendida entre los valores $-U_{max} < u_2(k) < U_{max}$, normalmente $u_2(k) = 0$.

4.5. RELÉ IDEAL.

Cuando la señal de control aplicada a un sistema continuo proviene de un elemento no lineal como el relé ideal, se procede igual que en el apartado 4.4. para conseguir un modelo lineal discreto. La figura 4.7. representa la función característica no lineal de este tipo de relé.

Puede observarse su similitud con el troceador de dos estados, dado que la salida del relé ideal solamente dispone de dos valores diferentes ($-M$ y M), y la señal generada por este tipo de relé será de la forma ya obtenida para el troceador de dos estados con el modo de funcionamiento II. Por lo tanto, los desarrollos matemáticos realizados en el apartado 3.5. son válidos también aquí.

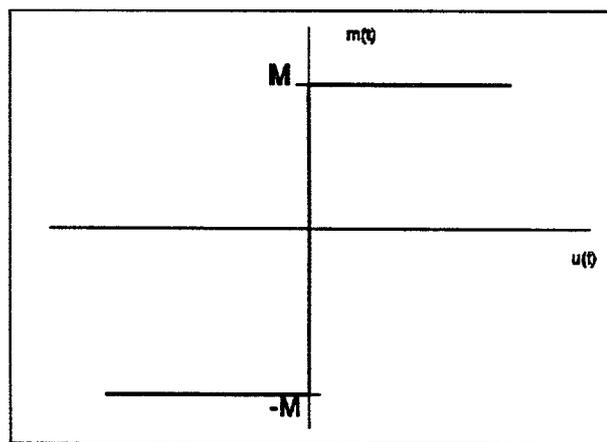


Fig. 4.7. Relé ideal.

El sistema lineal $G(s)$ se puede representar en un modelo en variables de estados de la forma:

$$\frac{dX}{dt} = A \cdot X + B \cdot u$$

$$Y = C \cdot X$$

La ecuación del modelo discreto que incorpora las características del método de actuación sobre el relé ideal es:

$$X(k+1) = e^{A \cdot T} \cdot X(k) + M \cdot V \cdot e^{\frac{A \cdot T}{2}} \cdot (2 \cdot (e^{\frac{A \cdot T}{2} \cdot \rho(k)} - e^{-\frac{A \cdot T}{2} \cdot \rho(k)}) + e^{-\frac{A \cdot T}{2}} - e^{\frac{A \cdot T}{2}}) \cdot V^{-1} \cdot A^{-1} \cdot B \quad (4.2)$$

Al aplicar los dos métodos de aproximación, desarrollo en serie de Taylor y el ajuste por mínimos cuadrados, se pueden obtener dos modelos discretos lineales que, comparados con el apartado anterior, sólo muestran diferencia en el valor de la señal de control $\hat{u}(k)$.

El modelo discreto lineal cuando se realiza la aproximación por el desarrollo en serie de Taylor es:

$$X(k+1) = e^{A \cdot T} \cdot X(k) + e^{\frac{A \cdot T}{2}} \cdot B \cdot T \cdot M \cdot (2 \cdot \rho(k) - 1) = A_D \cdot X(k) + B_D \cdot \hat{u}(k)$$

$$A_D = e^{A \cdot T} \quad ; \quad B_D = e^{\frac{A \cdot T}{2}} \cdot B \cdot T \quad ; \quad \hat{u}(k) = M \cdot (2 \cdot \rho(k) - 1)$$

De la misma forma, el modelo discreto lineal cuando se realiza la aproximación por mínimos cuadrados es:

$$X(k+1) = e^{A \cdot T} \cdot X(k) + V \cdot e^{\frac{A \cdot T}{2}} \cdot \alpha \cdot V^{-1} \cdot A^{-1} \cdot B \cdot M \cdot \gamma(\rho(k)) = A_D \cdot X(k) + B_D \cdot \hat{u}(k)$$

$$A_D = e^{A \cdot T} \quad ; \quad B_D = V \cdot e^{\frac{A \cdot T}{2}} \cdot \alpha \cdot V^{-1} \cdot A^{-1} \cdot B \quad ; \quad \hat{u}(k) = M \cdot \gamma(\rho(k))$$

La validez de estos modelos está sujeta a las características de la función de

transferencia, polos de $G(s)$, y del período de discretización máximo T . Para este tipo de relé la nueva variable de control está limitada al rango $0 \leq \rho \leq 1$.

Para conseguir que la salida del relé ideal efectúe las conmutaciones previstas, la variable de control $u(k)$, compuesta por $u_1(k)$ y $u_2(k)$, deberá de adquirir valores siguientes; la variable $u_1(k)$ mayor que 0 y la variable $u_2(k)$ menor que cero.

4.6. RELÉ PROPORCIONAL CON SATURACIÓN.

En la discretización y linealización de un sistema controlado por un relé proporcional con saturación se pueden obtener dos modelos que corresponden a las dos zonas: proporcional o saturación. En la zona proporcional es posible obtener un modelo discreto y lineal siempre y cuando la señal de entrada permanezca constante durante el período. La obtención de un modelo discreto y lineal en la zona de saturación equivale al desarrollo realizado para un relé ideal.

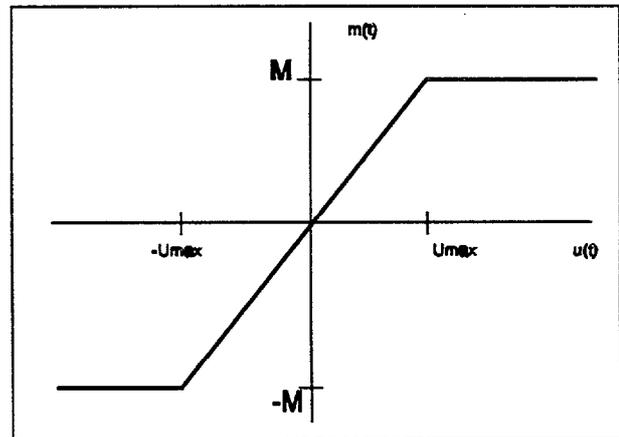


Fig. 4.8. Relé proporcional con saturación.

La discretización de este tipo de relé permite la obtención de dos modelos dependiendo de la zona de funcionamiento: proporcional o de saturación.

Modelo lineal en la zona de proporcionalidad.

En la discretización del sistema, teniendo en cuenta que en el intervalo de tiempo T la señal de entrada permanece constante e igual $u(k)$, se obtiene una salida en el relé $m(k)$, donde $(m(k) = K * u(k))$, siendo K la constante de proporcionalidad. Entonces se puede obtener:

$$X(k+1) = e^{A^T} \cdot V^{-1} \cdot X(k) + V \cdot e^{\frac{\Delta T}{2}} \cdot (e^{\frac{\Delta T}{2}} - e^{-\frac{\Delta T}{2}}) \cdot V^{-1} \cdot A^{-1} \cdot B \cdot K \cdot u(k)$$

$$|u(k)| \leq U_{\max}$$

Donde U_{\max} es el valor máximo de la entrada al relé y M es el valor máximo de su salida ($M = K * U_{\max}$). El rango de validez de esta discretización vendrá dado para los valores:

$$|u(k)| \leq U_{\max}$$

Modelo lineal en la zona de saturación.

La actuación en las zonas de saturación de este tipo de relé dispone de dos valores (M y $-M$), cuando su entrada $u(k)$ está fuera del intervalo $[-U_{\max}, U_{\max}]$. La característica equivalente con este modo de funcionamiento equivale a la función no lineal de un relé ideal. Por lo tanto, los resultados obtenidos para un relé ideal son aplicables a un relé proporcional con saturación si se actúa en la zona de saturación únicamente.

4.7. RELÉ DE ACCIÓN SIMÉTRICA A DOS NIVELES CON HISTÉRESIS.

En la figura 4.9 se representa la función característica de un relé con histéresis. Si la señal de entrada a un relé con histéresis se reduce únicamente a dos valores que cumplan:

- $u_1(k) > U_{\max} \Rightarrow \text{salida} = M.$
- $u_2(k) < -U_{\max} \Rightarrow \text{salida} = -M.$

entonces el control sobre un relé con histéresis es exactamente igual que la realizada sobre un relé ideal. Se podrá sustituir un relé con histéresis por un relé ideal, si la entrada al relé está fuera del intervalo $[-U_{\max}, U_{\max}]$, evitando así la

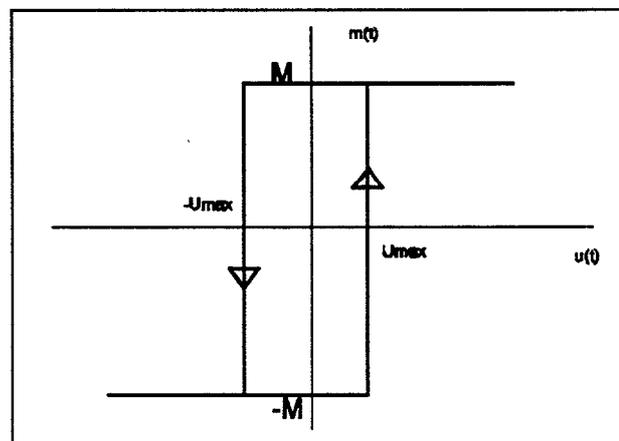


Fig 4.9. Relé con histéresis.

histéresis. Los modelos discretos y lineales obtenidos para un relé ideal son utilizables en los sistemas controlados por relé con histéresis.

4.8. RELÉ PROPORCIONAL CON ZONA MUERTA.

En la figura 4.10 se representa la no linealidad de un relé proporcional de zona muerta. La discretización y linealización de este tipo de relé permite la obtención de tres modelos dependiendo de la zona de funcionamiento: proporcional positiva, proporcional negativa y saturación.

Modelo lineal en las zonas de proporcionalidad.

En la discretización del sistema, teniendo en cuenta la simetría del relé y que en el intervalo de tiempo T la señal de entrada permanece constante e igual $u(k)$, se obtiene una salida $m(k)$, donde $(m(k) = K * u(k))$ y K es la constante de proporcionalidad. El modelo discreto y lineal en esta zona será:

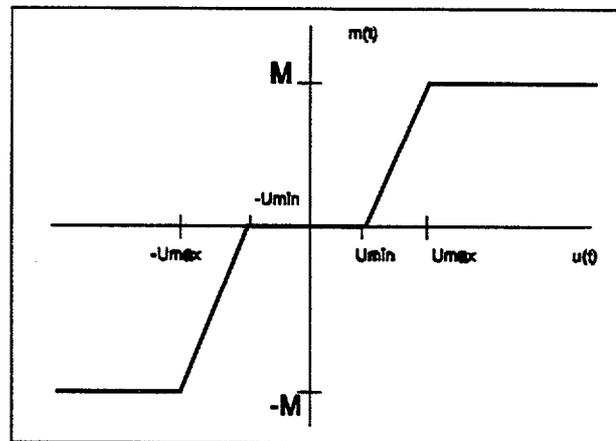


Fig 4.10. Relé proporcional con zona muerta.

$$X(k+1) = e^{A \cdot T} \cdot X(k) + V \cdot e^{\frac{\Lambda \cdot T}{2}} \cdot (e^{\frac{\Lambda \cdot T}{2}} - e^{-\frac{\Lambda \cdot T}{2}}) \cdot V^{-1} \cdot A^{-1} \cdot B \cdot K \cdot u(k)$$

El límite de validez de esta discretización será para las dos zonas de proporcionalidad definidas por:

- (1) $-U_{\max} \leq u(k) \leq -U_{\min}$
- (2) $U_{\min} \leq u(k) \leq U_{\max}$

Modelo lineal en las zonas de saturación.

La obtención de un modelo discreto y lineal en las zonas de saturación se puede asimilar con la obtenida para un relé de zona muerta. Por lo tanto, el modelo será:

$$X(k+1) = e^{A^T} \cdot X(k) + V e^{\frac{\Lambda T}{2}} \cdot \alpha \cdot V^{-1} \cdot A^{-1} \cdot B \cdot M \gamma(\rho(k))$$

$$-1 \leq \rho(k) \leq 1 \quad ; \quad \hat{u}(k) = M \gamma(\rho(k))$$

La discretización de un relé proporcional con zona muerta permite obtener tres modelos válidos para cada una de las tres zonas: dos de proporcionalidad y la zona de saturación junto con la salida nula. En las zonas de proporcionalidad es posible obtener un modelo discreto lineal, siempre y cuando la señal de entrada permanezca constante durante el período de discretización, y se tengan en cuenta los límites de validez del modelo en función de la señal de entrada. La obtención de un modelo discreto y lineal en la zona de saturación equivale al desarrollo realizado para un relé de zona muerta.

Este tipo de relé puede generar un pulso negativo o positivo en un período T. Por lo tanto, las condiciones que debe de cumplir la variable de control $u(k)$, compuesta por $u_1(k)$ y $u_2(k)$, deberán de ser las mismas que las obtenidas para un relé de zona muerta.

4.9. RELÉ DE ACCIÓN SIMÉTRICA A TRES NIVELES CON HISTÉRESIS.

En la figura 4.9 se representa la función característica de un relé con histéresis y zona muerta. Si la señal de entrada a un relé con histéresis se reduce a tres valores que cumplan las siguientes condiciones:

- $U_1 > U_{\max} \Rightarrow \text{salida} = M.$
- $U_2 < -U_{\max} \Rightarrow \text{salida} = -M.$
- $-U_{\min} < U_3 < U_{\min} \Rightarrow \text{salida} = 0.$

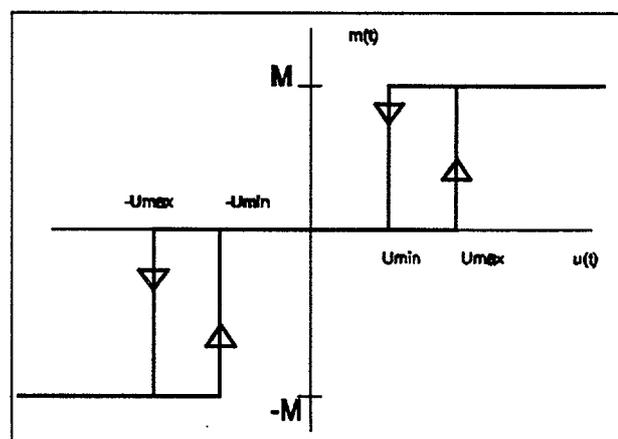


Fig 4.11. Relé con histéresis y zona muerta.

entonces el relé se comporta exactamente igual que un relé de zona muerta. Para ello, la variable $u(k)$ solamente debe tomar alguno de los tres valores anteriores, dependiendo si se genera un pulso positivo o negativo. Se podrá sustituir un relé de acción simétrica a tres niveles con histéresis por un relé de zona muerta, si la entrada al relé está fuera de las dos zonas de histéresis, evitándolas. Todas las simplificaciones realizadas para el relé de zona muerta son extrapolables al relé de acción simétrica a tres niveles con histéresis.

CAPÍTULO 5

CONTROL.

5.1. INTRODUCCIÓN.

En este capítulo se describe el algoritmo de control para el compensador serie de tensión. En primer lugar, se expone el control en tiempo mínimo con restricciones en la señal de entrada. A continuación, se adapta el algoritmo de control para situaciones con retardo en la aplicación de la señal. También se estudia el lugar geométrico de alcanzabilidad, representado en el plano de fase, en función del número de períodos de control que se apliquen.

5.2. ALGORITMO DE CONTROL.

El algoritmo de control del compensador serie de tensión deberá actuar sobre el troceador para conseguir que la tensión del salida del acondicionador sea la deseada. Las especificaciones generales para el control serán:

- Eliminar la perturbación lo antes posible
- Error nulo en régimen permanente.
- Rizado entre muestras dentro de unos límites admisibles.

Debido a estas especificaciones el control ha de ser en tiempo mínimo.

Un planteamiento clásico del control en tiempo mínimo sería el obtener la ecuación en diferencias que liga la entrada con la variable que se desea controlar (v_2), y aplicar un regulador que invierta esa dinámica. Esta técnica se ha utilizado en aplicaciones de estabilizadores de tensión donde el modelo del acondicionador incluye la carga, normalmente resistiva [GoKaH85] [KaToH88].

Como especificación de control se debe eliminar las perturbaciones de tensión y de intensidad. Por ese motivo, en el modelo del compensador se incluye la carga como elemento perturbador y no como un elemento dimensionado (carga definida), y el modelo dinámico que se utiliza está exclusivamente constituido por la red LC.

Con el tipo de regulador anterior aplicado al modelo del compensador serie se consigue, efectivamente, una respuesta en tiempo mínimo (un período de muestreo) y con

error nulo en régimen permanente, pero el rizado entre muestras suele ser elevado debido a que el filtro es oscilatorio, lo cual hace difícil su inversión.

Un planteamiento alternativo es realizar un control en tiempo mínimo del estado completo. En este caso se controla tanto la señal de salida como indirectamente su derivada en los instantes de muestreo. Ello permite reducir el rizado intermuestra sustancialmente. El algoritmo de control que se desarrolla en este apartado conseguirá que la tensión en el condensador y la intensidad a través de la bobina, que definen la dinámica completa del filtro de salida del compensador de tensión, tomen los valores deseados.

Una vez conocida la dinámica del compensador serie [MaFeY91], descrita en el capítulo tercero, y obtenida la discretización y linealización del modelo del sistema, se pretende generar un número mínimo n de períodos de control con sus correspondientes valores de la variable de control, de tal manera que se pueda transferir al filtro de salida del compensador, desde un estado inicial conocido a un estado final deseado.

Dado que el sistema es controlable y de segundo orden, se puede transferir desde un estado inicial a un estado arbitrario en dos períodos de muestreo. Sin embargo, al existir restricciones en la señal de control, se pueden necesitar más períodos de muestreo para la transferencia de estados. El modelo del sistema discreto lineal es:

$$\begin{aligned} X(k+1) &= A_D \cdot X(k) + B_D \hat{u}(k) - P_D i_{cg}(k) \\ y(k) &= C \cdot X(k) \end{aligned}$$

Si se considera el estado inicial $X(k)$, se puede alcanzar el estado final deseado $X_r(k+n)$, en n intervalos de tiempo. La ecuación que relaciona ambos estados será:

$$X_r(k+n) = A_D^n \cdot X(k) + \sum_{i=0}^{n-1} A_D^{n-1-i} \cdot B_D \hat{u}(k+i) - \sum_{i=0}^{n-1} A_D^{n-1-i} \cdot P_D i_{cg}(k+i)$$

El término correspondiente a la carga se puede expresar como:

$$\sum_{i=0}^{n-1} A_D^{n-1-i} \cdot P_D i_{cg}(k+i) = \int_0^{nT} e^{A(nT-\tau)} \cdot P i_{cg}(kT+\tau) \cdot d\tau = \Phi_n(k) \quad (5.1)$$

Si se genera el vector $\hat{U}(k) = (\hat{u}(k+n-1), \dots, \hat{u}(k))'$, la secuencia de la señal de control quedará:

$$\hat{U}(k) = (B_D A_D B_D \dots A_D^{k+n-1} B_D)^{\square} (X_r(k+n) - A_D^n X(k) + \Phi_n(k)) \quad (5.2)$$

$$|\hat{u}(i)| \leq \hat{u}_{\max}$$

que se puede agrupar de la forma:

$$\hat{U}(k) = \Psi_n (X_r(k+n) - A_D^n X(k) + \Phi_n(k))$$

donde

$$\Psi_n = (B_D A_D B_D \dots A_D^{k+n-1} B_D)^{\square}$$

La ecuación (5.2) transfiere el estado inicial $X(k)$ al $X_r(k+n)$. El símbolo \square indica pseudoinversa, que coincidirá con la inversa cuando n sea igual a dos, pero existen infinitas soluciones cuando sea $n > 2$.

El método para obtener las secuencias de la señal de control, respetando las restricciones, se basará en una búsqueda secuencial, cuyo algoritmo será:

- Para $n=2$ hasta n_{\max}
 - resolver ecuación (5.2).
 - si para $k < i \leq k+n-1 \Rightarrow |\hat{u}(i)| \leq \hat{u}_{\max} \Rightarrow \text{fin}$
- fin Para

donde n_{\max} representa el número máximo de períodos de control permitidos para conseguir que el estado inicial X alcance al estado deseado X_r . El valor \hat{u}_{\max} representa el valor máximo que puede adquirir la señal de control $\hat{u}(k)$ en un período. El cálculo de la relación de troceado $\rho(i)$, partiendo de los valores de $\hat{u}(i)$, se limitará a la relación unívoca existente entre $\hat{u}(i)$ y $\rho(i)$.

Para resolver la ecuación 5.2 y obtener la solución óptima se debe utilizar el método simplex de programación lineal. Este método realiza un excesivo número de operaciones matemáticas, por lo tanto, no es válido para la resolución del problema en tiempo real [ChaCa85].

A continuación, se propone un método alternativo para la resolución del algoritmo, que genera una solución subóptima con un número reducido de operaciones para ejecutar. El método consiste en minimizar la energía necesaria de la señal de control dando una solución analítica y sencilla. Se genera la función:

$$\mathfrak{S} = \hat{U}' \cdot \hat{U} = \sum_{i=0}^{n-1} \hat{u}(i)^2$$

donde $\hat{u}(i)$ es el valor de la señal de control para el intervalo i .

Minimizando la función sujeta a la restricción (5.2), se obtiene:

$$\hat{U} = \Psi_n' (\Psi_n \cdot \Psi_n')^{-1} (X_r(k+n) - A_D^n \cdot X(k) + \Phi_n(k))$$

que se puede agrupar según:

$$\hat{U} = Y_n \cdot (X_r(k+n) - A_D^n \cdot X(k) + \Phi_n(k))$$

si se realiza la siguiente igualdad

$$Y_n = \Psi_n' (\Psi_n \cdot \Psi_n')^{-1}$$

donde Y_n es constante para cada valor de n .

Para encontrar el valor de \hat{U} se deben realizar, para cada valor de n , $2 \cdot n + 6$ productos y $n + 6$ sumas.

Se puede hacer una simplificación adicional teniendo en cuenta que el valor absoluto máximo de $\hat{u}(k+i)$ se produce para $i=0$. Esto permite reducir considerablemente el número necesario de operaciones matemáticas, ya que solamente se comprueba la restricción del valor máximo de la señal de control para el primer valor.

5.3. ALGORITMO DE CONTROL CON RETARDO EN LA APLICACIÓN DE LA SEÑAL DE CONTROL.

La captura de datos de las variables (estado del filtro, la tensión de entrada al compensador e intensidad de la carga) y la resolución del algoritmo necesitará un período completo de control. Esto obliga a calcular $\hat{U}(k)$ con los valores de las variables en el instante $k-1$. Sin embargo, el algoritmo (5.2) utiliza los valores en el instante k . Para obviar este

problema, se propone estimar las variables en el instante k a partir de sus valores en el instante $k-1$.

$$X_e(k) = A_D \cdot X(k-1) + B_D \cdot \hat{u}(k-1)$$

La solución de la ecuación (5.2) realizando los cálculos en el período $k-1$ será:

$$\hat{U}(k) = Y_n (X_r(k+n) - A_D^{n+1} \cdot X(k-1) - A_D^n \cdot B_D \cdot \hat{u}(k-1) + A_D^n \cdot P_D \cdot i_{cg}(k-1) + \Phi_n(k)) \quad (5.3)$$

El algoritmo de control será el mismo que el desarrollado en el apartado 5.2., la única diferencia está en el número de operaciones a realizar para cada valor de n , que en éste caso serán $2 \cdot n +$ diez productos y $n +$ diez sumas.

5.4. ALCANZABILIDAD DEL COMPENSADOR SERIE.

El concepto de controlabilidad hace referencia a la capacidad de llevar a un sistema desde un estado inicial a un estado final deseado, normalmente a un estado con todas las variables igual a cero. Un sistema es completamente controlable si cualquier estado arbitrario, que pertenezca al espacio de estados, es controlable. Un estado es alcanzable si existe una secuencia de variables de control que transfiera desde el origen hasta el estado deseado. Un sistema es completamente alcanzable si cualquier estado arbitrario, que pertenezca al espacio de estados, es alcanzable. Normalmente se utiliza el término de controlabilidad como la posibilidad de transferir desde un estado inicial arbitrario a un estado final. El modelo del compensador serie es completamente controlable [AthFa66] y además el determinante de la matriz A_D es diferente de cero, por lo tanto, se puede decir que el sistema también es completamente alcanzable [Kalma60].

El filtro del compensador serie de tensión es un sistema de segundo orden cuyo modelo se desarrolló en el apartado 3.3. Si se dispone de un sistema de segundo orden de polos imaginarios, siempre es posible realizar una transformación de las variables de estado para que el modelo sea:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \omega_a \\ -\omega_a & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_a \end{pmatrix} \hat{u}(t)$$

El sistema discretizado a intervalo de tiempo T será:

$$\begin{pmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \omega_a T & \sin \omega_a T \\ -\sin \omega_a T & \cos \omega_a T \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 - \cos \omega_a T \\ \sin \omega_a T \end{pmatrix} \hat{u}(k)$$

La solución general será la superposición de la respuesta a condiciones iniciales no nulas y la particular debida a la señal de entrada.

La respuesta a las condiciones iniciales es para $\hat{u}(k)=0$, y realizando las operaciones matemáticas necesarias se puede obtener:

$$\begin{pmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{pmatrix} = A_D^k \begin{pmatrix} x_1(0) \\ x_2(0) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos k \omega_a T & \sin k \omega_a T \\ -\sin k \omega_a T & \cos k \omega_a T \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(0) \\ x_2(0) \end{pmatrix}$$

donde $x_1(0)$ y $x_2(0)$ representan las condiciones iniciales. Según esta ecuación, la respuesta estará situada en la circunferencia de radio R , con centro en el origen del plano de fase:

$$x_1^2(k) + x_2^2(k) = x_1^2(0) + x_2^2(0) = R^2 = Cte$$

El lugar geométrico que describe la respuesta discretizada [AthFa66] está constituido por puntos de la circunferencia definida con anterioridad. Si, además, resulta que el producto de la pulsación ω_a del sistema por la unidad de tiempo de discretización del sistema T , es múltiplo de $2 \cdot \pi$, entonces existirá un número n de puntos tales, que cumplen:

$$k \cdot \omega_a T \leq 2 \cdot \pi \quad ; \quad k = 1, 2, \dots, n$$

La solución particular del sistema será:

$$X(k) = \sum_{j=0}^{k-1} A_D^{k-j-1} \cdot B_D \cdot \hat{u}(j) = \Psi_k \cdot \hat{U}(k)$$

$$\Psi_k = [B_D \quad A_D \cdot B_D \quad A_D^2 \cdot B_D \quad \dots \quad A_D^{k-1} \cdot B_D]$$

$$\hat{U}(k) = [\hat{u}(k-1) \quad \hat{u}(k-2) \quad \dots \quad \hat{u}(1) \quad \hat{u}(0)]'$$

La discretización del sistema puede plantear problemas de control, que se pueden

localizar por la igualdad a cero del determinante de la matriz de controlabilidad. En el caso de dos únicas señales de control, el determinante de la matriz de controlabilidad será:

$$\det(\Psi_2) = \det \begin{pmatrix} 1 - \cos \omega_a T & \cos \omega_a T - \cos 2\omega_a T \\ \sin \omega_a T & \sin 2\omega_a T - \sin \omega_a T \end{pmatrix} = \sin 2\omega_a T - 2 \sin \omega_a T$$

$$\det(\Psi_2) = 0 \Rightarrow \omega_a T = \pi, 2\pi, \dots$$

Esta igualdad obligaría a que el sistema no fuese controlable.

La matriz Ψ_k , se representa de forma genérica como:

$$\Psi_k = [\Psi_{(0)} \quad \Psi_{(1)} \quad \dots \quad \Psi_{(k-1)}] ; \quad \Psi_{(k)} = A_D^k \cdot B_D = \begin{bmatrix} \cos(k\omega_a T) - \cos((k+1)\omega_a T) \\ \sin((k+1)\omega_a T) - \sin(k\omega_a T) \end{bmatrix}$$

Teniendo en cuenta que la señal de control se aplica a intervalos de tiempo constantes, sólo es necesario calcular la alcanzabilidad en función del número de señales de control aplicadas. Las limitaciones de aplicación de estas señales no deben exceder del máximo tiempo permitido (π/ω_a seg) para que las superficies sean óptimas. El número de señales de control debe cumplir la siguiente limitación:

$$nT \leq \frac{\pi}{\omega_a} ; \quad n = \text{entero} \quad (5.4)$$

Para calcular y representar las superficies de alcanzabilidad se procede a su representación en el plano de fase, variando el número de señales de control desde la unidad hasta conseguir un método general. La señal de control \hat{u} está acotada y para el desarrollo posterior se considera que el rango de variación de la señal de control está comprendida entre $-1 \leq \hat{u}(k) \leq 1$. El lugar geométrico que se describe en el plano de fase cuando se aplica una sola señal de control es:

$$\begin{pmatrix} x_1(1) \\ x_2(1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - \cos \omega_a T \\ \sin \omega_a T \end{pmatrix} \cdot \hat{u}(0) ; \begin{cases} |x_1(1)| \leq 1 - \cos \omega_a T \\ |x_2(1)| \leq \sin \omega_a T \end{cases}$$

Representa una recta que pasa por el origen del plano de fase:

$$(\sin \omega_a T) x_1(1) - (1 - \cos \omega_a T) x_2(1) = 0$$

En el caso de dos señales de control, se tiene:

$$\begin{pmatrix} x_1(2) \\ x_2(2) \end{pmatrix} = A_D \cdot B_D \hat{u}(0) + B_D \hat{u}(1) = \begin{pmatrix} \cos \omega_a T - \cos 2\omega_a T \\ \sin 2\omega_a T - \sin \omega_a T \end{pmatrix} \cdot \hat{u}(0) + \begin{pmatrix} 1 - \cos \omega_a T \\ \sin \omega_a T \end{pmatrix} \hat{u}(1)$$

Agrupando términos:

$$\begin{pmatrix} x_1(2) & x_1(1) \\ x_2(2) & x_2(1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \omega_a T - \cos 2\omega_a T & 1 - \cos \omega_a T \\ \sin 2\omega_a T - \sin \omega_a T & \sin \omega_a T \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{u}(0) & 0 \\ \hat{u}(1) & \hat{u}(0) \end{pmatrix}$$

se obtiene la siguiente ecuación:

$$\begin{pmatrix} \hat{u}(0) & 0 \\ \hat{u}(1) & \hat{u}(0) \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \frac{1}{1 - \cos \omega_a T} & -\frac{1}{\sin \omega_a T} \\ -2\cos \omega_a T + 1 & \frac{\cos \omega_a T - \cos 2\omega_a T}{\sin \omega_a T (1 - \cos \omega_a T)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(2) & x_1(1) \\ x_2(2) & x_2(1) \end{pmatrix}$$

que se puede realizar la siguiente transformación

$$\begin{pmatrix} \hat{u}(0) & 0 \\ \hat{u}(1) & \hat{u}(0) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(2) & x_1(1) \\ x_2(2) & x_2(1) \end{pmatrix}$$

donde

$$\begin{pmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \frac{1}{1-\cos\omega_a T} & -\frac{1}{\sin\omega_a T} \\ -2\cos\omega_a T + 1 & \frac{\cos\omega_a T - \cos 2\omega_a T}{\sin\omega_a T(1-\cos\omega_a T)} \end{pmatrix}$$

Generando las ecuaciones de desigualdad correspondientes a las posibles variaciones de la señal de control se obtiene:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{2(1-\cos\omega_a T)} x_1(2) - \frac{1}{2\sin\omega_a T} x_2(2) \leq \max(\hat{u}(0)) = 1 \\ \frac{1}{2(1-\cos\omega_a T)} x_1(2) - \frac{1}{2\sin\omega_a T} x_2(2) \geq \min(\hat{u}(0)) = -1 \\ \frac{-2\cos\omega_a T + 1}{2(1-\cos\omega_a T)} x_1(2) + \frac{\cos\omega_a T - \cos 2\omega_a T}{2\sin\omega_a T(1-\cos\omega_a T)} x_2(2) \leq \max(\hat{u}(1)) = 1 \\ \frac{-2\cos\omega_a T + 1}{2(1-\cos\omega_a T)} x_1(2) + \frac{\cos\omega_a T - \cos 2\omega_a T}{2\sin\omega_a T(1-\cos\omega_a T)} x_2(2) \geq \min(\hat{u}(1)) = -1 \end{array} \right.$$

La superficie que definen las cuatro desigualdades es un romboide, como el representado en la siguiente figura:

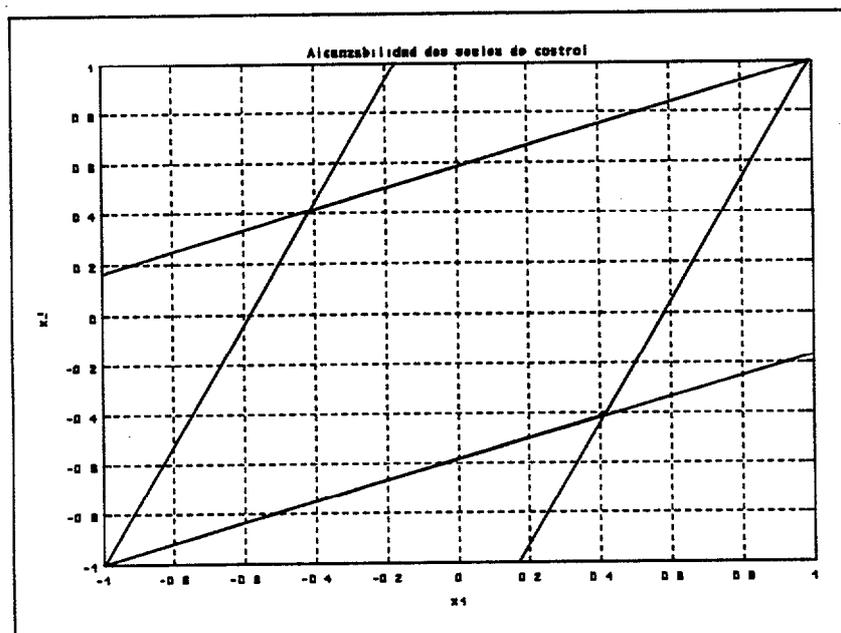


Fig. 5.1. Superficie de alcanzabilidad con dos señales de control.

Otra forma de obtener la superficie de alcanzabilidad cuando se aplican dos señales de control, es desplazando la recta que genera la señal de control $\hat{u}(1)$, (que será la misma que se obtuvo para $x(1)$) a lo largo de la recta que describe la señal de control $\hat{u}(0)$, dada por:

$$\begin{pmatrix} x_1(2) \\ x_2(2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\omega_a T - \cos 2\omega_a T \\ \sin 2\omega_a T - \sin\omega_a T \end{pmatrix} \hat{u}(0) + \begin{pmatrix} 1 - \cos\omega_a T \\ \sin\omega_a T \end{pmatrix} \cdot \hat{u}(1)$$

$$\hat{u}(0)=0 \begin{cases} |x_1(2)| \leq 1 - \cos\omega_a T \\ |x_2(2)| \leq \sin\omega_a T \end{cases} ; \hat{u}(1)=0 \begin{cases} |x_1(2)| \leq \cos\omega_a T - \cos 2\omega_a T \\ |x_2(2)| \leq \sin 2\omega_a T - \sin\omega_a T \end{cases}$$

En el caso de tres señales de control, se obtiene:

$$\begin{pmatrix} x_1(3) \\ x_2(3) \end{pmatrix} = A_D^2 \cdot B_D \hat{u}(0) + A_D \cdot B_D \hat{u}(1) + B_D \hat{u}(2)$$

Aplicando el teorema de Cayley Hamilton, y agrupando los términos:

$$A_D^2 = -\alpha \cdot A_D - \beta ; \alpha = -2 \cdot \cos(\omega_a T) ; \beta = 1$$

$$\begin{pmatrix} x_1(3) \\ x_2(3) \end{pmatrix} = (-\alpha \hat{u}(0) + \hat{u}(1)) \cdot A_D \cdot B_D + (-\beta \hat{u}(0) + \hat{u}(2)) \cdot B_D =$$

$$= \hat{u}'_3(0) \cdot A_D \cdot B_D + \hat{u}'_3(1) \cdot B_D.$$

Calculando la inversa, del mismo modo que en el caso de dos señales de control, se obtienen cuatro nuevas desigualdades, que nos definen un romboide:

$$\begin{cases} \frac{1}{2 \cdot (1 - \cos\omega_a T)} x_1(2) - \frac{1}{2 \sin\omega_a T} x_2(2) \leq \max(\hat{u}'_3(0)) = 2 \cdot \cos(\omega_a T) + 1 \\ \frac{1}{2 \cdot (1 - \cos\omega_a T)} x_1(2) - \frac{1}{\sin\omega_a T} x_2(2) \geq \min(\hat{u}'_3(0)) = -2 \cdot \cos(\omega_a T) - 1 \\ \frac{-2 \cos\omega_a T + 1}{2 \cdot (1 - \cos\omega_a T)} x_1(2) + \frac{\cos\omega_a T - \cos 2\omega_a T}{2 \sin\omega_a T (1 - \cos\omega_a T)} x_2(2) \leq \max(\hat{u}'_3(1)) = -2 \\ \frac{-2 \cos\omega_a T + 1}{2 \cdot (1 - \cos\omega_a T)} x_1(2) + \frac{\cos\omega_a T - \cos 2\omega_a T}{2 \sin\omega_a T (1 - \cos\omega_a T)} x_2(2) \geq \min(\hat{u}'_3(1)) = -2 \end{cases}$$

El lugar geométrico sería un romboide en caso de no existir relación entre las señales de

control, $\hat{u}_3'(0)$ y $\hat{u}_3'(1)$. Al haber una relación entre ambas señales, se puede despejar la señal de control $\hat{u}(0)$ de la ecuación matricial y obtener una nueva relación o restricción:

$$\begin{cases} (w_{21} - \frac{\beta}{\alpha} w_{11})x_1(3) + (w_{22} - \frac{\beta}{\alpha} w_{12})x_2(3) \leq \max(-\frac{\beta}{\alpha}\hat{u}(1) + \hat{u}(2)) \\ (w_{21} - \frac{\beta}{\alpha} w_{11})x_1(3) + (w_{22} - \frac{\beta}{\alpha} w_{12})x_2(3) \geq \min(-\frac{\beta}{\alpha}\hat{u}(1) + \hat{u}(2)) \end{cases}$$

que añadidas al romboide anterior, generan un hexágono.

De otro modo, se puede obtener la superficie que corresponde al aplicar tres señales de control desplazando la superficie generada por dos señales a lo largo de una recta definida por:

$$\begin{aligned} X^c &= \begin{pmatrix} x_1^c \\ x_2^c \end{pmatrix} = A_D^2 \cdot B_D \hat{u}(0) = \begin{pmatrix} \cos 2\omega_a T - \cos 3\omega_a T \\ \sin 3\omega_a T - \sin 2\omega_a T \end{pmatrix} \cdot \hat{u}(0) \\ (\sin 3\omega_a T - \sin 2\omega_a T)x_1^c - (\cos 2\omega_a T - \cos 3\omega_a T)x_2^c &= 0 \end{aligned}$$

donde X^c será el desplazamiento del origen.

Siempre y cuando no se alcance el valor n entero (5.4) de señales de control, las superficies generadas serán figuras de $2 \times n$ lados.

De la figura 5.2 y comparando con las superficies de máxima alcanzabilidad para los sistemas continuos, se desprende que los vértices de las superficies del sistema discreto, son los únicos puntos comunes con el sistema continuo; coincidiendo en ellos la máxima alcanzabilidad de ambos sistemas: continuo y discreto. Se observa una pérdida de alcanzabilidad al discretizar el sistema continuo.

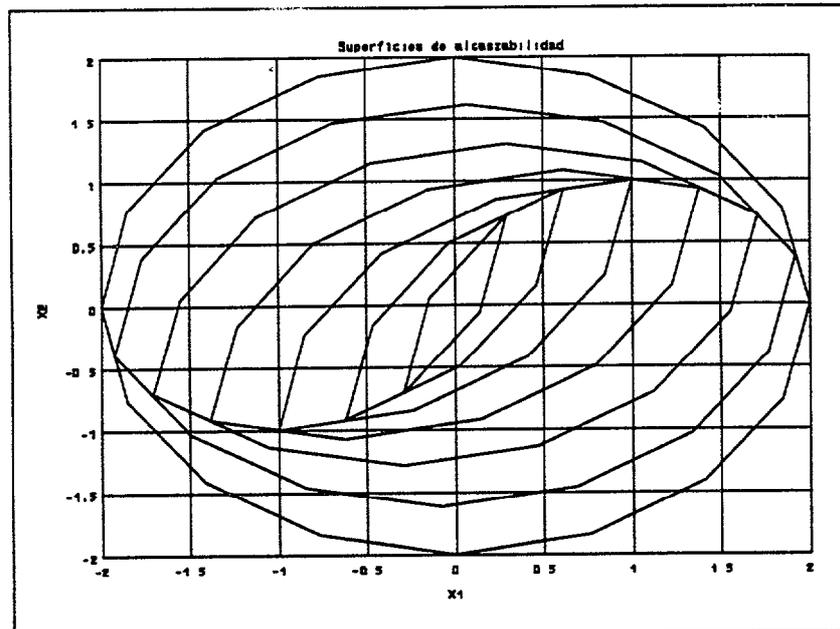


Fig.5.2. Superficies de alcanzabilidad.

5.5. LIMITACIONES DE LOS COMPENSADORES SERIE.

Una vez conocida la alcanzabilidad de un filtro LC, es interesante poder dimensionar las variables del compensador serie de tensión y buscar las relaciones entre ellas.

Como se ha demostrado, al generar una tensión en el condensador C_1 del filtro del compensador serie, ésta se encuentra condicionada por dos parámetros:

- Tensión de entrada al filtro.
- Tiempo para conseguir la tensión deseada.

Según estos dos parámetros, el estudio de la alcanzabilidad del filtro define las superficies alcanzables en el plano de fase.

A continuación se analizan las posibles limitaciones existentes en los compensadores serie.

5.5.1. Compensador CA/CA.

La señal de entrada al filtro del compensador serie de tensión CA/CA, que es en sí misma la señal perturbada, está compuesta por: una señal variable de forma senoidal y de frecuencia a 50Hz, y la propia perturbación. Las perturbaciones en la tensión de entrada al filtro son de diferentes características y tipos, e independientemente de éstas, el filtro activo LC, deberá conseguir la tensión necesaria en el condensador para eliminarlas.

Para que el compensador CA/CA pueda actuar sobre los valores deseados, es indispensable que exista tensión de entrada. Para definir las zonas de funcionamiento del compensador serie, se divide el período de una onda de frecuencia 50Hz en 360 grados [IBM80]. La figura 5.3 representa las dos zonas de funcionamiento con los valores de tensiones máximas y mínimas, de las que puede disponer el acondicionador según la perturbación. Estas zonas se definen por la existencia de tensión a la entrada.

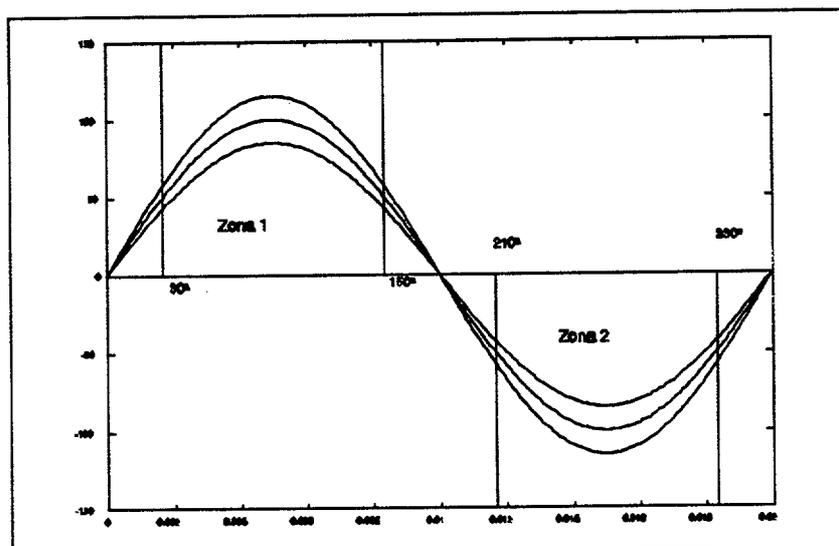


Fig. 5.3. Zonas activas del compensador CA/CA.

Zona 1 intervalo [30° 150°]

Zona 2 intervalo [210° 330°]

Si el compensador serie está dimensionado para eliminar perturbaciones dentro del $\pm 15\%$ de la tensión nominal, siempre e independientemente del ángulo donde se requiera que el acondicionador actúe, se obtiene el mismo resultado de alcanzabilidad, ya que la relación

entre la tensión de entrada y la compensada se mantiene al $\pm 15 \%$.

A continuación se desarrolla el ejemplo realizado sobre el compensador serie CA/CA.

EJEMPLO DE COMPENSADOR CA/CA.

El filtro del compensador serie es un sistema de segundo orden de polos imaginarios, siempre y cuando la resistencia sea bastante pequeña. De los valores de los elementos: $L_1 = 8'1\text{mH}$ y $C_1 = 2 \mu\text{F.}$, se obtiene una pulsación de $\omega_a = 7850$ radianes/seg, siendo el período de muestreo de $100 \mu\text{seg}$. La limitación del tiempo de aplicación de la señal de control ha de cumplir la siguiente condición:

$$T \leq \frac{\pi}{\omega_a} \leq 4 \cdot 10^{-4} \text{seg.}$$

La señal de control se aplicará con una frecuencia inversa del período de $1'25\text{kHz}$ como mínimo. Para determinar las superficies de alcanzabilidad se plantean los siguientes inconvenientes:

- La tensión de entrada al filtro no es constante, variando en torno a la onda de entrada cuya amplitud es de 100 V eficaces y su frecuencia 50Hz .
- El plano de fase de tensión e intensidad del filtro es totalmente alcanzable, siempre y cuando no existan restricciones en el tiempo para conseguirlo.

En el primer caso, la alcanzabilidad está directamente relacionada con la amplitud de la señal de entrada $\hat{u}(k)$. Cuanto mayor sea el valor de esta señal, mayor será la superficie alcanzable. En cuanto al segundo caso, se considera como variable el tiempo máximo de aplicación de la señal de control para que la superficie de alcanzabilidad sea simétrica y óptima.

La restricción (5.4) aplicada al compensador serie de tensión limita las señales de control a un máximo de cuatro, que definen un octógono como superficie de alcanzabilidad. A continuación, se representa la figura 5.4 que contiene las superficies de alcanzabilidad correspondientes a la aplicación de dos a ocho señales de control, superficies interior y exterior del plano de fase respectivamente. Aunque exista una deformación de las superficies, éstas tienden a formar un octógono, que será regular sólo cuando el número de señales de control sea múltiplo de cuatro.

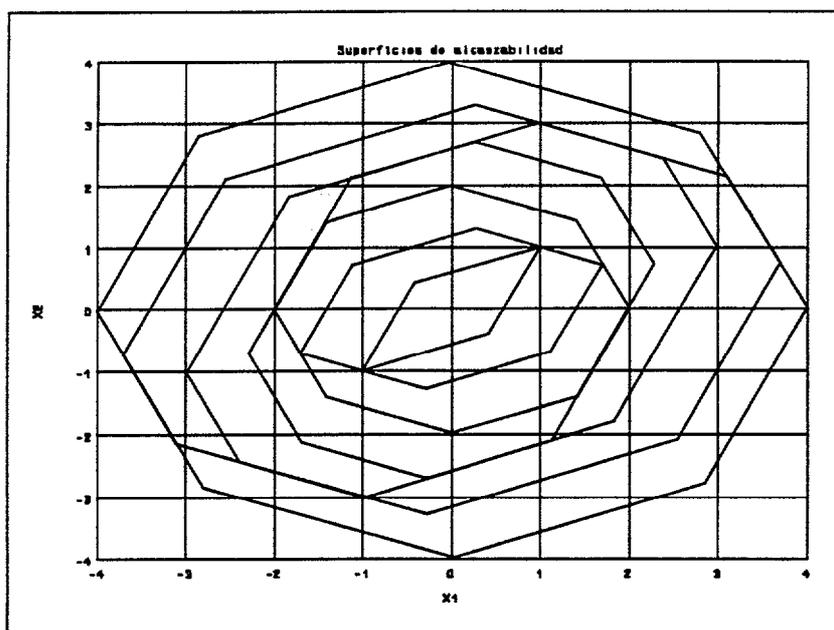


Fig. 5.4. Superficies de alcanzabilidad del compensador serie.

En este compensador para poder tender a la máxima alcanzabilidad, es recomendable que exista un número entero n que cumpla la igualdad (5.4), y para un período de $T = 100$ μseg , los valores que pueden adquirir los parámetros del filtro son:

$$n=2 \Rightarrow (L_1 \cdot C_1)_2 = 4 \cdot 10^{-9} = 4 \text{ pseg.}$$

$$(L_1 \cdot C_1)_n = n^2 \cdot (L_1 \cdot C_1)_1 = n^2 \cdot 1'013 \text{ nseg}$$

Una disminución de la frecuencia propia del filtro, aumentando la capacidad del condensador o la inductancia de la bobina, permitiría que la superficie de alcanzabilidad llegara a ser un poliedro de mayor número de lados, tendiendo al círculo. Con un aumento de la frecuencia, n disminuye, y se consigue una superficie más irregular con valores inferiores de L y C . Para conseguir un estado final arbitrario desde cualquier estado inicial, es necesario un número de secuencias de la variable de control igual o superior al número de variables de estado, reduciéndose la relación más rápida a $n=2$.

Las condiciones más extremas de funcionamiento del compensador serie de tensión CA/CA, con una relación de transformación 1:5, se darán cuando se intente corregir una perturbación del -15%. En esta situación es preciso obtener un valor de 0'8823 de la tensión de entrada. De la figura 5.4 que representa la alcanzabilidad, se puede obtener el valor

máximo de la tensión en el condensador con tres señales de control, es decir, el tiempo máximo para corregir una perturbación es de $3T$.

Se podría obtener una reducción del tiempo de respuesta, disminuyendo la relación de transformación; sin embargo, esto iría en detrimento de la calidad de la tensión de salida, añadiéndose con mayor peso el armónico intermuestra debido a la discretización.

5.5.2. Compensadores CA/CC/CA.

No existen zonas limitadas de actuación, como ocurre en el compensador CA/CA, para los compensadores CA/CC/CA, ya que la tensión necesaria para poder corregir una perturbación la adquiere el compensador desde el rectificador. Teniendo en cuenta que el compensador debe corregir perturbaciones comprendidas entre $\pm 15\%$ de la tensión nominal en un tiempo inferior a 2 mseg, entonces los parámetros del filtro, inductancia y capacidad, la tensión en continua disponible U_{cc} y el tiempo previsto para eliminar la perturbación están relacionados. La ecuación (5.4) y la gráfica de alcanzabilidad correspondiente definen las relaciones. Las zonas extremas de funcionamiento coinciden con los valores máximos y mínimos de la tensión de la red, ya que la corrección de la perturbación en estas zonas pueden alcanzar los valores máximos o mínimos de tensión en el condensador.

5.6. EFECTOS DE LOS FILTROS.

Utilizar filtros paso bajo para tratar las señales obtenidas a través de sensores, con la finalidad de eliminar armónicos de alta frecuencia (ruidos), modifica las señales de entrada al algoritmo. Esta modificación puede ser suficiente para alterar el correcto funcionamiento del control.

Se analiza en este apartado la incorporación de filtros a todas las señales de entrada $U(t)$, u_{c1} , i_{11} , i_{cg} . La función de transferencia del filtro es:

que corresponde a un filtro Butterworth de cuarto orden, cuya respuesta atenúa los armónicos

$$G(s) = \frac{1}{R_{f1} \cdot R_{f2} \cdot C_{f1} \cdot C_{f2} \cdot s^2 + (2 + \frac{R_{f1}}{R_{f2}}) \cdot R_{f4} \cdot C_{f4} \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{R_{f3} \cdot R_{f4} \cdot C_{f3} \cdot C_{f4} \cdot s^2 + (2 + \frac{R_{f3}}{R_{f4}}) \cdot R_{f4} \cdot C_{f4} \cdot s + 1}$$

de alta frecuencia y realiza un pequeño desfase de la señal de entrada. Como consecuencia de ello se produce un retardo en la misma.

Se propone un filtro de frecuencia de corte de 30300Hz, que se obtiene con los siguientes parámetros:

$$\begin{aligned} R_{f1} &= 1'5K\Omega ; R_{f2} = 0'82K\Omega ; C_{f1} = 6'8nF ; C_{f2} = 3'3nF \\ R_{f3} &= 1'82K\Omega ; R_{f4} = 0'82K\Omega ; C_{f3} = 5'6nF ; C_{f4} = 3,3nF \end{aligned}$$

La respuesta del filtro introduce un desfase de $\delta = 0'0068$ radianes a 50Hz. Para corregirlo se adelanta la fase según el siguiente método:

$$V'_s(t) = V_s(t) \cdot \frac{\sin(\omega_r \tau)}{\sin(\omega_r \tau - \delta)}$$

donde ω_r es la pulsación a 50Hz, V_s es la salida del filtro Butterworth y V'_s es la nueva señal con el adelanto de fase.

En el apartado de simulaciones, se obtienen los resultados al incorporar filtros Butterworth a las señales de entrada y el método para corregir el retraso de fase, comprobando el funcionamiento del algoritmo con este tipo de filtros, tanto en tensión como en intensidad. Se observa que no existe diferencia o deterioro en la calidad del compensador serie de tensión, siempre y cuando sea un filtro de frecuencia de corte elevada.

5.7. CONTROL DE LA CORRIENTE DE MAGNETIZACIÓN.

En el transformador de salida del compensador serie de tensión se realiza la operación

de suma o resta de la tensión existente en el condensador a la tensión de la red. En el transformador existe una relación entre la corriente de excitación del transformador y el flujo Φ . Las características del material ferromagnético definen esta relación.

La corriente de excitación I_0 , se descompone en la corriente de magnetización I_μ y una componente de pérdidas por histéresis I_{Fe} . En la práctica la corriente de pérdidas por histéresis es inferior al 10% de la corriente de magnetización, por lo que sólo se considerará en este apartado la componente de magnetización, como la corriente de excitación del transformador.

La corriente I_μ atraviesa la inductancia L_μ . La ecuación diferencial que relaciona I_μ con la tensión de salida en el condensador C_1 es:

$$u_{c1} = L_\mu \frac{d I_\mu}{dt}$$

cuya función de transferencia será:

$$G_\mu(s) = \frac{I_\mu(s)}{u_{c1}(s)} = \frac{1}{L_\mu \cdot s}$$

El objetivo de este apartado será el control de la componente continua de la corriente de magnetización para que sea cero o tienda a cero, evitando saturaciones innecesarias en el transformador que puedan ocasionar una distorsión de la tensión resultante.

Este apartado se divide en dos partes:

- Obtención de la corriente de magnetización.
- Control de la corriente de magnetización.

5.7.1. Obtención de la corriente de magnetización.

En el secundario del transformador se obtiene la intensidad de la carga, por lo que se puede calcular el valor de la I_μ . Esta variable será la suma de la corriente de la carga reflejada en el secundario del transformador y la corriente de magnetización. La corriente de la carga idealmente es armónica de pulsación ω_r y la corriente de magnetización debe ser la suma de una corriente de pulsación ω_r y los armónicos debidos a la curva de magnetización del transformador. Se desea evitar la componente continua en la intensidad que circula por el secundario del transformador para que la corriente de magnetización sea alterna únicamente.

Si se realiza un filtro paso bajo sobre la señal de la intensidad i_{cg} se podrá calcular la componente continua que está circulando por el secundario del transformador. El filtro paso bajo propuesto será:

$$G(s) = \frac{a}{s+a}$$

y dado que el filtrado lo realizará un microprocesador, es necesario obtener la ecuación en diferencias que represente la función del filtro paso bajo.

El método de aproximación que se aplica se basa en la integración trapezoidal, transformación z bilineal, que conduce a la conversión de datos muestreados, según:

$$s = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$$

La transformada bilineal transforma todo el semiplano izquierdo s , en el interior del círculo unidad en el plano z . Por lo tanto, todos los filtros analógicos estables se convertirán en filtros digitales estables. Sin embargo, existe una relación entre las frecuencias de corte del filtro ω_A y la frecuencia de corte en el plano discreto ω_D , según:

$$\omega_D = \frac{2}{T} \tan^{-1} \frac{\omega_A T}{2}$$

Aplicando la transformación al filtro analógico anterior, se podrá obtener la ecuación en diferencias siguiente:

$$I_{\mu}(k) = \frac{aT}{aT+2} [I_{cg}(k) + I_{cg}(k-1)] - \frac{aT-2}{aT+2} I_{\mu}(k-1) \quad (5.5)$$

El filtro se diseña para eliminar componentes armónicas superiores a 8Hz, obteniéndose un valor de $a=50$ radianes/seg. Se reduce además el cálculo de la corriente de magnetización a dos productos y dos sumas.

5.7.2. Regulador de la corriente de magnetización.

El regulador para controlar la componente continua de la corriente de magnetización será de tipo proporcional K_p , ya que al ser la función de transferencia un sistema de tipo 1, se puede eliminar el error en régimen permanente. El sistema de control se representa en la siguiente figura:

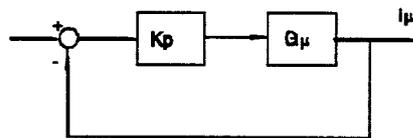


Fig 5.5. Control de la corriente de magnetización.

y su error de posición es cero. El error que aparece frente a una señal tipo rampa es:

$$e_v = \frac{L_\mu}{K_p}$$

Para realizar el control de la corriente de magnetización se adoptarán las siguientes consideraciones:

- La variable de control es la tensión de salida del troceador, representada por $p(k)$.
- Cada cinco ciclos de $100\mu\text{seg}$, ($100\mu\text{seg}$ es el período de control), se aumenta o disminuye el valor de la variable de control, para conseguir que la corriente de magnetización sea cero.

5.8. ESQUEMA GENERAL DE CONTROL.

El esquema de control definitivo se representa en la figura 5.6.

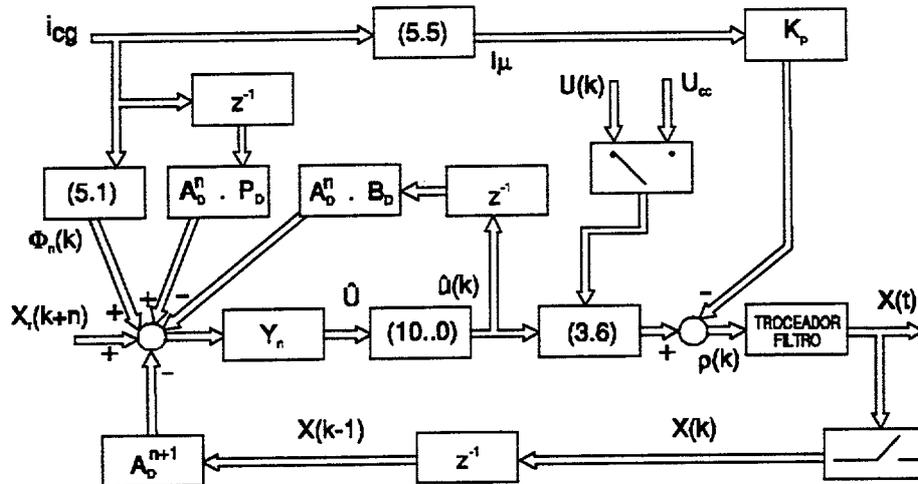


Fig. 5.6. Esquema de control.

El control se realiza según las ecuaciones (5.1), (5.3) y (5.5). La realimentación del estado se muestrea y se adelanta $(n+1)$ períodos (supuesta evolución libre). La existencia del retraso en la aplicación de la señal de control se refleja en las tres variables retardadas en un período. Del vector \hat{U} se obtiene el primer elemento $\hat{u}(k)$. Como se observa, la salida de control $\hat{u}(k)$ debe generar la relación de troceado $\rho(k)$, ecuación (3.6). Para ello, existen dos posibilidades dependiendo del tipo de compensador serie que está actuando. La primera de ellas, compensador CA/CA, debe utilizar la señal $U(k)$ que corresponde a la tensión existente a la entrada del compensador serie. La segunda, compensador CA/CC/CA, utiliza la tensión U_{cc} para el cálculo de $\rho(k)$. En este esquema también se refleja el control de la componente continua en la corriente de magnetización. La obtención de la corriente continua I_μ se consigue con la ecuación (5.5) y una vez multiplicada por el coeficiente K_p realiza la operación de aumento o disminución de la relación de troceado $\rho(k)$.

CAPÍTULO 6

GENERADOR DE REFERENCIAS.

6.1. INTRODUCCIÓN.

En este capítulo se describen, en primer lugar, los tipos de perturbaciones, ya sean de tensión o de intensidad, que el compensador serie elimina o atenúa. A continuación se analiza la incorporación de extrapoladores a las señales externas (tensión de entrada e intensidad de la carga) cuyo objetivo es mejorar la respuesta del sistema. Se concluye con las respuestas simuladas más significativas del algoritmo, donde se han incorporado las modificaciones ya detalladas en los capítulos precedentes.

6.2. TIPOS DE PERTURBACIONES.

Se denomina "Red de alimentación" o simplemente "red", a la fuente de alimentación más comúnmente utilizada por la mayor parte de los receptores industriales. Los parámetros ideales de dicha red son:

- Fuente de tensión senoidal.
- Valor constante de la tensión en todos los puntos.
- Frecuencia constante.

En la práctica estas condiciones no suelen cumplirse, ya que los propios generadores y la red de distribución presentan una impedancia interna y otras imperfecciones, que ocasionan desviaciones con respecto al comportamiento ideal.

Se aceptan como perturbaciones normales ciertas desviaciones en el valor eficaz de la tensión y de la frecuencia, existiendo normas que marcan los límites tolerados para dichas desviaciones. No obstante, el valor eficaz de la tensión y de la frecuencia en una red no definen totalmente la "calidad" de ésta, puesto que nada indican acerca de la forma de onda o su posible distorsión con respecto al valor senoidal teórico.

La definición clásica de "perturbación" en la red eléctrica empleada en la normativa vigente es:

" Modificación indeseable y casi siempre imprevisible de una magnitud

entrante distinta de la referencia de la red ".

Existen una serie de nuevas definiciones, válidas como conceptos básicos para el tratamiento que actualmente se está dando al problema de evaluación de las perturbaciones y sus efectos.

La CEI (Comisión Electrotécnica Internacional), encargada de elaborar nuevas normas, recomendaciones y publicaciones, ha creado diferentes subcomités encargados de especificar los límites tolerables de corrientes armónicas y fluctuaciones de tensión, elaborando para ello, las directrices generales para disminuir o eliminar las perturbaciones, y generando especificaciones para los ensayos de inmunidad.

En la actualidad las normas europeas EN60-555-1, EN60-555-2 y EN60-555-3, que corresponden a la normativa española UNE21-806-90 y UNE21-806-91, incorporan las definiciones, recomendaciones y especificaciones para armónicos y variaciones de la tensión de la red eléctrica.

Las características eléctricas de alimentación necesarias para las cargas poco críticas y cargas críticas se pueden clasificar de la siguiente manera:

- Estabilidad de la tensión en régimen estacionario.

Variaciones lentas de la tensión.

Cargas poco críticas	±10%
Cargas críticas	+5% y -8%

- Estabilidad de la tensión en régimen transitorio.

Variaciones rápidas de la tensión.

Cargas poco críticas	+20% -30% menos de 40mseg.
Cargas críticas	+12% -15% menos de 10mseg.

- Microcortes.

La red eléctrica presenta cortes de muy pequeña duración provocados por la conexión y desconexión de grandes motores o transformadores. Estos microcortes no suelen ocasionar la desconexión de las cargas poco críticas, pero sí de las cargas críticas.

- Impulso.

Su definición según Asinel-Unesa es:

" La variación del valor instantáneo de la tensión, de una magnitud que puede llegar a valer varias veces el valor de cresta de la onda de tensión y de duración brevísima, superior a algunos microsegundos e inferior a dos milisegundos. "

- Estabilidad de la frecuencia.

Las tolerancias admisibles en la frecuencia de la red son:

Cargas poco críticas	±2%
Cargas críticas	±0,5%

- Distorsión armónica de la tensión de alimentación.

La distorsión armónica total de una onda de tensión alterna es:

$$D_{at} = \frac{\sqrt{A_3^2 + A_5^2 + \dots + A_i^2}}{A_1} ;$$

∇ i = impar. Donde A_i es la amplitud del armónico i.

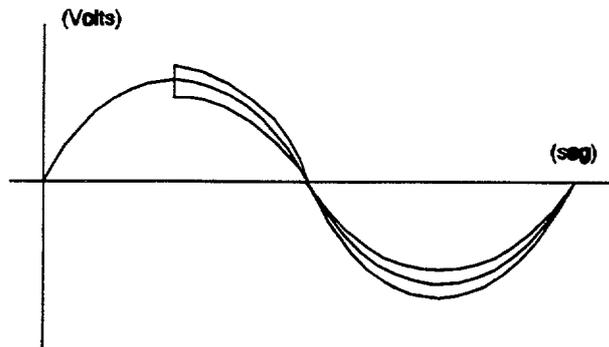
Cargas poco críticas	≤5%
Cargas críticas	≤3%, para el tercer armónico.

Las perturbaciones más comunes en la red eléctrica para variaciones de la tensión de entrada y de la corriente de carga se describen a continuación.

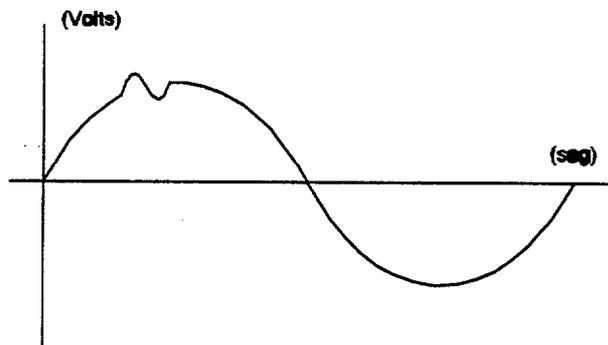
6.2.1. Perturbaciones de tensión.

- a) Escalón de tensión.

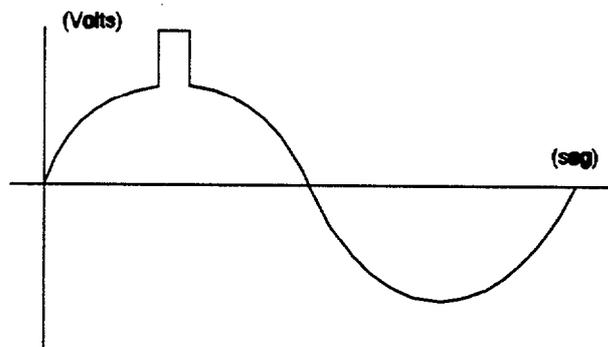
Escalón de tensión en fase con la tensión de alimentación y de amplitud ±15%.



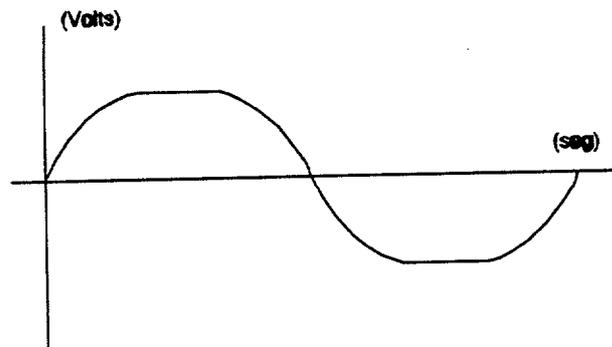
- b) Oscilación de alta frecuencia.
Armónico de amplitud hasta el $\pm 15\%$ y de frecuencia máxima 1kHz.



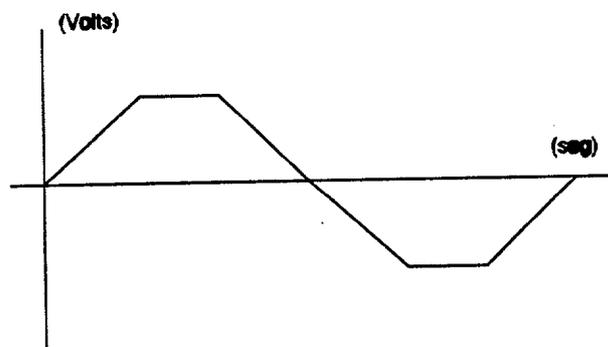
- c) Impulso de tensión.
Pico de tensión de amplitud máxima 100% de la tensión nominal y duración 1mseg.



- d) Senoide truncada.
Onda de tensión de alimentación con truncamiento en su amplitud hasta un mínimo del 15% de la nominal.



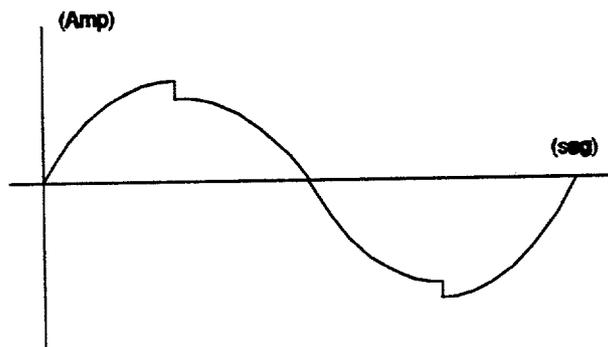
- e) Onda trapezoidal.



6.2.2. Perturbaciones de la intensidad.

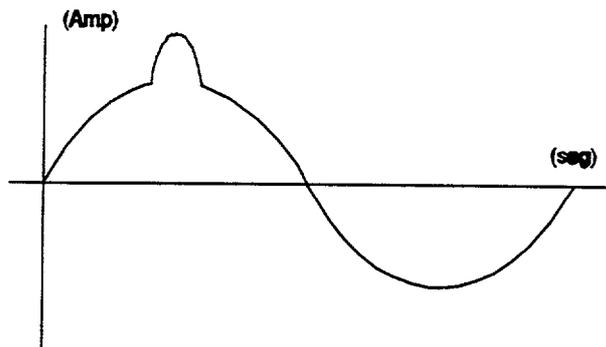
- a) Escalón de intensidad.

El escalón de intensidad es ocasionado por aumento o disminución de la carga de amplitud máxima de $\pm 15\%$.



- b) Carga alineal.

Generada por cargas alineales.



6.3. EXTRAPOLADOR DE TENSION.

En este apartado se estudia el mecanismo para poder generar el estado final X_r del apartado 5.2. El vector X es conocido en cada instante, pero el valor X_r es desconocido ya que será el correspondiente al valor futuro ($n \cdot T$ segundos más tarde). Dicho estado se calcula de modo que corrija la perturbación en la red en ese instante y, por lo tanto, depende del valor de la tensión de la red en el instante futuro. Los algoritmos propuestos permitirán estimar el valor de X_r , para el instante $n \cdot T$, conociendo los valores de X y anteriores. Los algoritmos se basan en extrapolaciones polinómicas.

Si en el instante $k \cdot T$ se dispone de las medidas de la tensión de la red, de su primera derivada $U'(k)$ y de las $m-1$ medidas anteriores, se pueden formar dos vectores según:

$$\begin{aligned} \hat{U}_v(k) &= (U((k-m+1) \cdot T) \ U((k-m+2) \cdot T) \ \dots \ U(k \cdot T)) \cdot t \\ \hat{U}'_v(k) &= (U'((k-m-1) \cdot T) \ U'((k-m-2) \cdot T) \ \dots \ U'(k \cdot T)) \cdot t \end{aligned}$$

Se desea ajustar un polinomio de grado p_v ,

$$P_v(t) = \sum_{i=0}^{p_v} P_{vi} \cdot t^i$$

en el que se minimice un funcional de error:

$$\mathfrak{S} = \sum_{i=1}^m w_{v1}(i) \cdot [\hat{U}_v(i) - P_v((i-m) \cdot T)]^2 + \sum_{i=1}^m w_{v2}(i) \cdot [\hat{U}'_v(i) - P'_v((i-m) \cdot T)]^2$$

donde los $w_{v1}(i)$ y $w_{v2}(i)$ son las constantes de ponderación. Si se definen las matrices:

$$W_{v1} = \text{diag}(w_{v1}(1), w_{v1}(2), \dots, w_{v1}(m))$$

$$W_{v2} = \text{diag}(w_{v2}(1), w_{v2}(2), \dots, w_{v2}(m))$$

$$X = \begin{pmatrix} 1 & (1-m)T & [(1-m)T]^2 & \dots & [(1-m)T]^p \\ 1 & (2-m)T & [(2-m)T]^2 & \dots & [(2-m)T]^p \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & -T & T^2 & \dots & [-T]^p \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix}$$

$$X' = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 2 \cdot [(1-m)T] & \dots & p \cdot [(1-m)T]^{p-1} \\ 0 & 1 & 2 \cdot [(2-m)T] & \dots & p \cdot [(2-m)T]^{p-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 1 & 2 \cdot [-T] & \dots & p \cdot [-T]^{p-1} \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix}$$

$$P_v = (p_{v0}, p_{v1}, \dots, p_{vp})^t$$

La función coste se puede expresar en notación matricial como:

$$S = (\hat{U}_v - X \cdot P_v)^t \cdot W_{v1} \cdot (\hat{U}_v - X \cdot P_v) + (\hat{U}'_v - X' \cdot P_v)^t \cdot W_{v2} \cdot (\hat{U}'_v - X' \cdot P_v)$$

Derivando con respecto al vector de coeficientes del polinomio P_v e igualando a cero, se obtiene:

$$\hat{P}_v = [X^t \cdot W_{v1} \cdot X + (X')^t \cdot W_{v2} \cdot X']^{-1} \cdot [X^t \cdot W_{v1} \cdot \hat{U}_v + (X')^t \cdot W_{v2} \cdot \hat{U}'_v]$$

La expresión anterior se puede expresar de la forma:

$$\hat{P}_v = E_v \cdot \hat{U}_v + E'_v \cdot \hat{U}'_v \tag{6.1}$$

$$E_v = [X^t \cdot W_{v1} \cdot X + (X')^t \cdot W_{v2} \cdot X']^{-1} \cdot [X^t \cdot W_{v1}]$$

$$E'_v = [X^t \cdot W_{v1} \cdot X + (X')^t \cdot W_{v2} \cdot X']^{-1} \cdot [(X')^t \cdot W_{v2}]$$

donde E_v y E'_v son constantes.

Para calcular el valor de la variable $U(k+n)$ y de su derivada, se operará de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} U_e((k+n)T) &= (1 \ nT \ (nT)^2 \ \dots \ (nT)^{p_v}) \cdot \hat{P}_v \\ U_e'((k+n)T) &= (0 \ 1 \ 2nT \ \dots \ p_v(nT)^{p_v-1}) \cdot \hat{P}_v \end{aligned} \quad (6.2)$$

6.4. EXTRAPOLADOR DE LA CORRIENTE DE CARGA.

Para la corrección de la perturbación es necesario determinar el término que representa la influencia de la carga. Como la corrección se realizará en tiempo posterior al actual (nT segundos más tarde), será necesario conocer el valor de la corriente para el tiempo nT posterior.

Si en el instante kT se dispone de las medidas de la intensidad de la carga, de su primera derivada i_{cg}' y de las $m-1$ medidas anteriores, se pueden formar dos vectores según:

$$\begin{aligned} \hat{I}_{cg}(k) &= (i_{cg}((k-m+1)T) \ i_{cg}((k-m+2)T) \ \dots \ i_{cg}(kT))^t \\ \hat{I}_{cg}'(k) &= (i_{cg}'((k-m-1)T) \ i_{cg}'((k-m-2)T) \ \dots \ i_{cg}'(kT))^t \end{aligned}$$

Se desea ajustar un polinomio de grado p ,

$$P_i(t) = \sum_{i=0}^p P_i t^i$$

en el que se minimice un funcional de error:

$$\mathfrak{S} = \sum_{i=1}^m w_{i1}(i) \cdot [\hat{I}_{cg}(i) - P_i((i-m)T)]^2 + \sum_{i=1}^m w_{i2}(i) \cdot [\hat{I}_{cg}'(i) - P_i'((i-m)T)]^2$$

donde los $w_{i1}(i)$ y $w_{i2}(i)$ son las constantes de ponderación que se pueden agrupar en las matrices diagonal W_{i1} y W_{i2} respectivamente. Repitiendo las mismas transformaciones y cálculos que en el apartado anterior, se obtiene:

$$\hat{P}_i = [X^t \cdot W_{i1} \cdot X + (X')^t \cdot W_{i2} \cdot X']^{-1} \cdot [X^t \cdot W_{i1} \cdot \hat{I}_{cg} + (X')^t \cdot W_{i2} \cdot \hat{I}_{cg}']$$

La expresión anterior se puede expresar de la forma:

$$\hat{P}_i = E_i \cdot \hat{i}_{cg} + E_i' \cdot \hat{i}_{cg}' \tag{6.3}$$

$$E_i = [X^t \cdot W_{i1} \cdot X + (X')^t \cdot W_{i2} \cdot X']^{-1} \cdot [X^t \cdot W_{i1}]$$

$$E_i' = [X^t \cdot W_{i1} \cdot X + (X')^t \cdot W_{i2} \cdot X']^{-1} \cdot [(X')^t \cdot W_{i2}]$$

donde E_i y E_i' son constantes.

Para calcular el valor estimado de la variable i_{cg} en el instante $(k+n) \cdot T$, se operará según:

$$i_{cg}((k+n) \cdot T) = (1 \ n \cdot T \ (n \cdot T)^2 \ \dots \ (n \cdot T)^p) \cdot \hat{P}_i \tag{6.4}$$

6.5. LEY DE CONTROL GENERALIZADA.

En este apartado se obtiene la ley de control ya desarrollada en el capítulo 5 incorporándole los extrapoladores, de tensión y de intensidad. La tensión que el compensador debe aportar a la red es la diferencia entre la tensión deseada y la tensión de la red. La corrección de la perturbación de tensión se realizará en tiempo posterior al actual ($n \cdot T$ segundos más tarde), por lo que es necesario conocer el valor de la tensión para el tiempo $n \cdot T$. Para el cálculo de la tensión de compensación, necesaria en el condensador del filtro de salida del acondicionador, se deberá estimar la tensión de entrada perturbada, para un instante posterior. Las relaciones existentes entre la salida del compensador y su derivada con el estado del filtro y las señales de entrada vienen dadas por:

$$v_2(k \cdot T) = (r \ 0) \cdot X(k \cdot T)$$

$$v_2'(k \cdot T) = (r \ 0) \cdot X'(k \cdot T)$$

teniendo en cuenta que la derivada de la tensión del filtro es igual a:

$$x_1' = \frac{x_2}{C_1} - \frac{r}{C_1} \cdot i_{cg}$$

El estado final deseado en el instante $(k+n) \cdot T$ viene dado por:

$$X_r = \begin{pmatrix} r & 0 \\ 0 & \frac{r}{C_1} \end{pmatrix}^{-1} \left[- \begin{pmatrix} v_{2e}((k+n)T) \\ v'_{2e}((k+n)T) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{r^2}{C_1} \end{pmatrix} i_{cge}((k+n)T) \right] \quad (6.5)$$

donde las variables con subíndices "e" serán estimadas.

De la ecuación (6.5) se puede realizar una agrupación de términos, si se utilizan las ecuaciones (6.2) y (6.4) que incluyen las extrapolaciones. Por lo tanto, si se generan las siguientes matrices:

$$\Xi_n = - \begin{pmatrix} r & 0 \\ 0 & \frac{r}{C_1} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} 1 & nT & (nT)^2 & \dots & (nT)^{p_v} \\ 0 & 1 & 2nT & \dots & p_v(nT)^{p_v-1} \end{pmatrix} \cdot E_v$$

$$\Xi'_n = - \begin{pmatrix} r & 0 \\ 0 & \frac{r}{C_1} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} 1 & nT & (nT)^2 & \dots & (nT)^{p_v} \\ 0 & 1 & 2nT & \dots & p_v(nT)^{p_v-1} \end{pmatrix} \cdot E'_v$$

que afectan a las medidas de la tensión, y las matrices:

$$\Lambda_n = \begin{pmatrix} r & 0 \\ 0 & \frac{r}{C_1} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{r^2}{C_1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & nT & (nT)^2 & \dots & (nT)^{p_i} \end{pmatrix} \cdot E_i$$

$$\Lambda'_n = \begin{pmatrix} r & 0 \\ 0 & \frac{r}{C_1} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{r^2}{C_1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & nT & (nT)^2 & \dots & (nT)^{p_i} \end{pmatrix} \cdot E'_i$$

que afectan a las medidas de intensidad, se puede obtener la ecuación (6.5) de la forma:

$$X_r(k+n) = \Xi_n \cdot \hat{U}_v(k) + \Xi'_n \cdot \hat{U}'_v(k) + \Lambda_n \cdot \hat{I}_{cg} + \Lambda'_n \cdot \hat{I}'_{cg}(k) \quad (6.6)$$

que genera la referencia del estado completo para un instante $(k+n)T$ posterior.

En la ecuación (5.3) existe el término correspondiente a la carga $\Phi_n(k)$ que está

desarrollado en (5.1). Para calcular este término es necesario conocer la evolución de la intensidad en los intervalos $n \cdot T$ siguientes. Utilizando los extrapoladores para la estimación de esta función se puede obtener:

$$\begin{aligned} \Gamma_n &= A_D^n \cdot \int_0^{nT} e^{-A\tau} \cdot P \cdot (1 \ \tau \ \tau^2 \ \dots \ \tau^{p-1}) \cdot d\tau \cdot E_i \\ \Gamma'_n &= A_D^n \cdot \int_0^{nT} e^{-A\tau} \cdot P \cdot (1 \ \tau \ \tau^2 \ \dots \ \tau^{p-1}) \cdot d\tau \cdot E'_i \end{aligned} \quad (6.7)$$

$$\Phi_n(k) = \Gamma_n \cdot \hat{i}_{cg}(k) + \Gamma'_n \cdot \hat{i}'_{cg}(k)$$

Con las ecuaciones (5.3), (6.6) y (6.7) se puede obtener la ecuación de control generalizada que incluya las predicciones de la tensión de la red y de la intensidad de la carga, resultando:

$$\begin{aligned} \hat{U}(k) &= Y_n \cdot (\Xi_n \hat{U}_v(k) + \Xi'_n \hat{U}'_v(k) + (\Gamma_n + \Lambda_n) \cdot \hat{i}_{cg}(k) + (\Gamma'_n + \Lambda'_n) \cdot \hat{i}'_{cg}(k) + \\ &\quad - A_D^{n+1} \cdot X(k-1) + A_D^n \cdot P_D \cdot i_{cg}(k-1) + A_D^n \cdot B_D \cdot \hat{u}(k-1)) \end{aligned} \quad (6.8)$$

Donde $\hat{U}(k)$ será el vector de n valores de señales de control para conseguir que en $n \cdot T$ segundos el estado del filtro adquiriera X_r .

Solamente se han considerado dos tipos de extrapoladores de orden inferior:

- Extrapolador constante (orden 0).
- Extrapolador lineal (orden 1).

En el caso de que se utilicen un número alto de muestras m , se puede introducir en la estimación un factor de olvido a través de los coeficientes de la matriz de ponderación W_{v1} , W_{v2} , W_{i1} , W_{i2} .

6.6. SIMULACIONES.

En este apartado se presentan las simulaciones utilizando el algoritmo de control con los extrapoladores propuestos. Las simulaciones se han realizado en un PC 486, con el programa MATLAB.

Los valores de los elementos del filtro de salida del compensador serie de tensión son $L_1 = 8$ mH, $C_1 = 2$ μ F, la relación de transformación del transformador es 1/5. El período de troceo, el período de muestreo de la tensión de la red y el período de muestreo de la intensidad de la carga coinciden en 100 μ seg.

Primero se exponen los resultados del compensador serie funcionando en vacío y posteriormente en carga. El extrapolador de las variables tensión de entrada e intensidad de la carga es de orden uno, ya que con éste se obtienen los mejores resultados en la compensación.

6.6.1. Simulaciones del compensador serie en vacío.

Todas las simulaciones en vacío se realizan sobre un semiciclo de onda senoidal de frecuencia 50 Hz, (10 mseg.), con tres perturbaciones de la tensión que representan los casos más desfavorables:

- 1) Ciclo completo de una onda senoidal invertida de amplitud 10% de la máxima, que comienza en 30° y de frecuencia 450 Hz, (novenio armónico).
- 2) Escalón positivo del 15% de la tensión instantánea que comienza en 80° y dura 1mseg.
- 3) Escalón negativo del 15% de la tensión instantánea que comienza en 110° y dura 1mseg.

Estas perturbaciones en la tensión estarán presentes en todas las simulaciones.

Los resultados se representan en las figuras 6.1, 6.2, 6.3, 6.4, 6.5 y 6.6.

Con un extrapolador lineal se puede estimar la evolución de la tensión de entrada al compensador serie de tensión. En la primera figura 6.1 se representan tres señales:

- La señal de perturbación de la tensión en trazo continuo.
- En trazo discontinuo se representa la tensión en el condensador del filtro de salida del compensador, atenuada por la relación de transformación del transformador de salida.
- Con el símbolo '*' se representa el valor de extrapolación de la tensión para el siguiente intervalo de tiempo.

Como se aprecia en las perturbaciones tipo escalón, el transitorio dura tres ciclos completos hasta obtener la anulación de la perturbación y entrar en un régimen permanente. En la figura 6.2 se tienen las tres señales siguientes:

- En trazo continuo, la señal compensada.
- En trazo discontinuo, la señal perturbada.
- En puntos, la señal senoidal teórica.

La compensación a las perturbaciones de tipo escalón, tanto en el comienzo como en el final, se realiza con tres señales de control. La compensación consigue que la perturbación senoidal se atenúe, sin eliminarla, ya que la velocidad de respuesta del compensador serie es inferior al armónico considerado.

Cuando el algoritmo actúa con un retardo en la aplicación de la señal de control y no se disponen de extrapoladores, se obtienen los resultados expuestos en las figuras 6.3 y 6.4. Se observa un deterioro en la señal compensada.

En las figuras 6.5. y 6.6 se representa la respuesta del algoritmo, cuando la señal de control se aplica en el siguiente intervalo e incluyendo extrapoladores. El retardo en la aplicación de la señal de control, difiere la actuación del compensador serie de tensión en un período. La respuesta del compensador, además de incluir un retardo, adquiere oscilaciones en la tensión del filtro de salida, superiores a las del caso anterior (sin retardo), como se reflejan en las figuras 6.1 y 6.2, con el consiguiente deterioro en la señal compensada. Estas simulaciones incorporan a su vez filtros en las señales de entrada, según el apartado 5.6.

Como resultado final se representa en la figura 6.7 la variación de la intensidad a través de la bobina del filtro de salida del compensador serie de tensión.

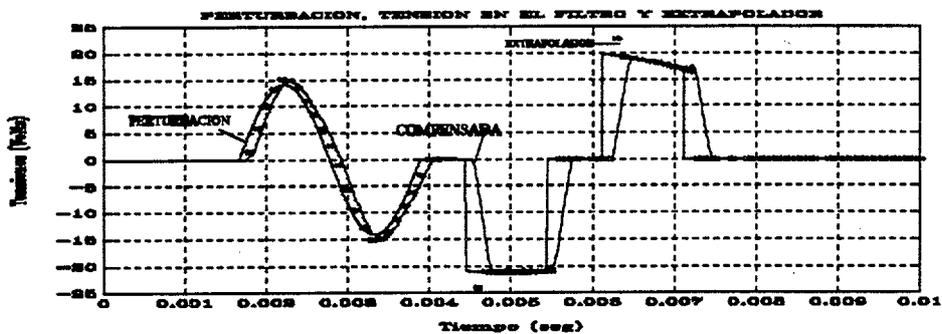


Fig 6.1. Control en vacío con extrapolador de orden uno. Perturbaciones y tensión generada.

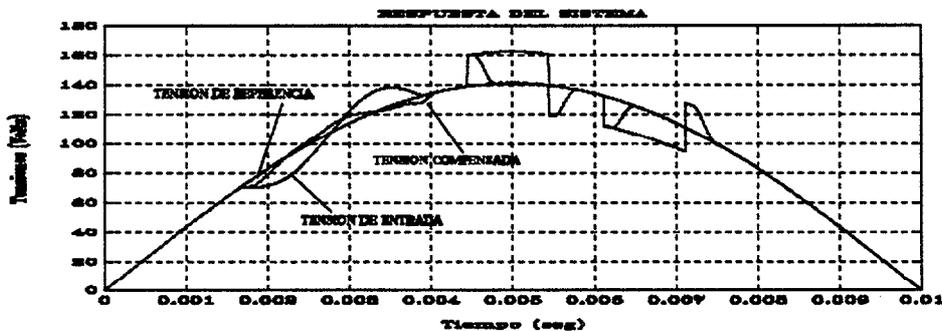


Fig 6.2. Respuesta del compensador serie en vacío. Extrapolador de orden uno.

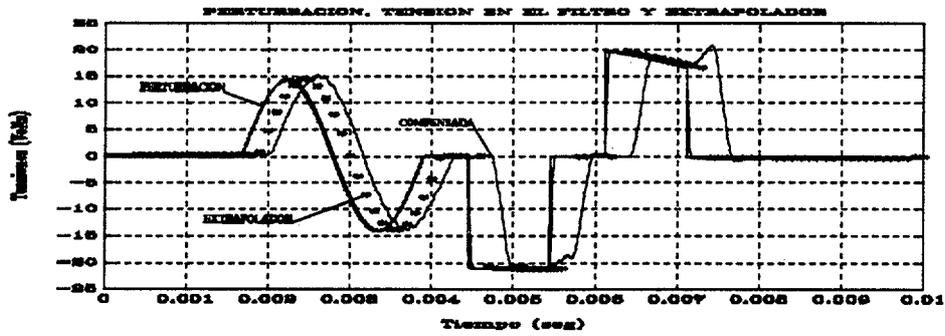


Fig 6.3. Control en vacío sin extrapoladores y retardo en la aplicación de la señal. Perturbaciones y tensión generada.

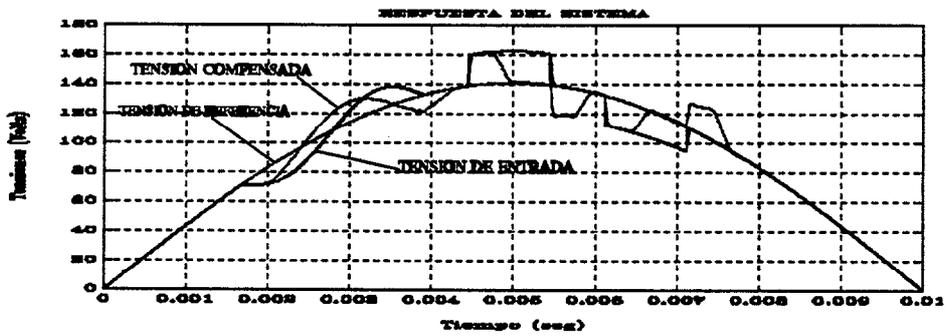


Fig 6.4. Respuesta del compensador serie en vacío. Sin Extrapoladores y retardo en la aplicación de la señal.

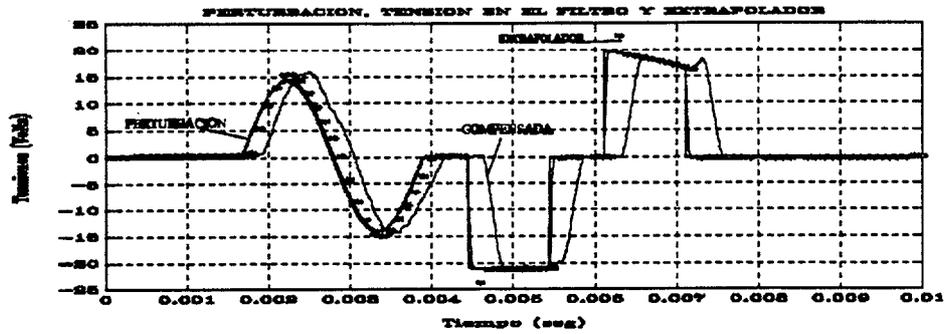


Fig 6.5. Control en vacío, retardo en la aplicación de la señal de control y extrapoladores. Perturbaciones y tensión generada.

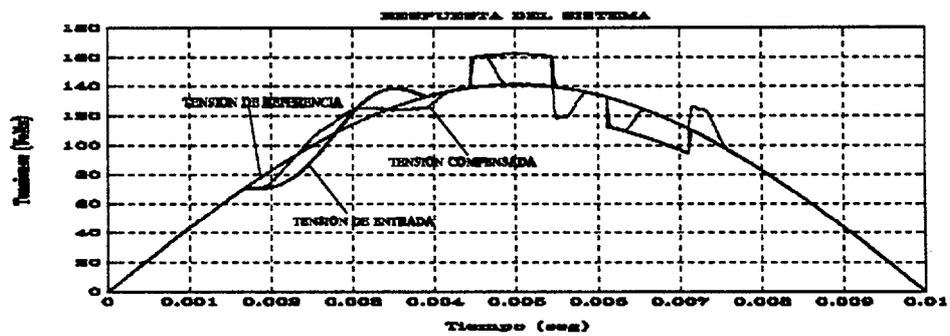


Fig 6.6. Respuesta del compensador serie en vacío con retardo en la aplicación de la señal de control y extrapoladores.

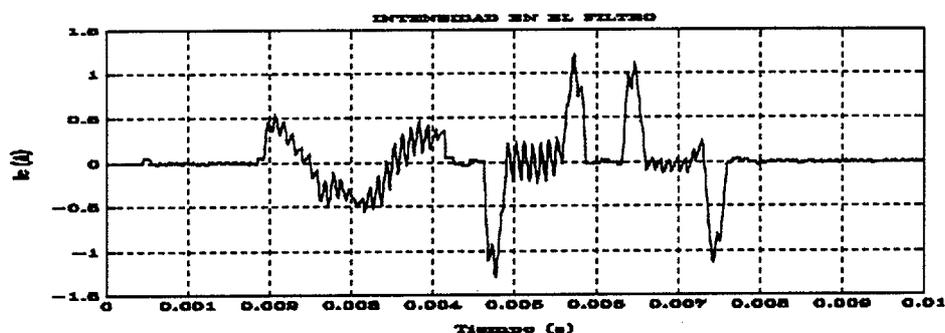


Fig 6.7 Evolución de la intensidad en la bobina del filtro de salida.

6.6.2. Simulaciones del compensador serie en carga.

Para las simulaciones en carga se incluyen las mismas perturbaciones de la tensión de entrada que se han expuesto en su estudio en vacío. Además, se incorporan distintas perturbaciones en la carga para obtener la respuesta definitiva del algoritmo de control. Las simulaciones se realizan sobre un semiciclo de onda senoidal de frecuencia 50 Hz, (10 mseg.), con una carga capacitiva que demanda 3 amperios nominales, con factor de potencia 0'9 y con perturbaciones en la intensidad de carga que incluyen los casos más desfavorables, a saber:

- 1) Caída a cero de la corriente a partir del instante correspondiente a 25° en la referencia de tensión.
- 2) Retorno de la corriente a su valor nominal en el instante correspondiente a 45°.
- 3) Caída a cero de la corriente a partir del instante correspondiente a 90° en la referencia de tensión.
- 4) Retorno de la corriente a su valor nominal en el instante correspondiente a 110°.

- 5) Carga alineal, con un valor de pico de 0'5 p.u. del valor nominal y una duración de 0'55 mseg ($\theta=10^\circ$), caso más desfavorable.

Las perturbaciones en la tensión y en la intensidad de carga se considerarán en todas las simulaciones. Se detalla el comportamiento del algoritmo de control, cuando se utiliza un extrapolador de orden uno en la estimación de la evolución de la tensión de entrada y de la intensidad de la carga.

Solamente se exponen los resultados del algoritmo de control para el extrapolador de orden uno, ya que con éste se obtienen los mejores resultados.

Cuando el compensador serie de tensión actúa en carga, la intensidad a su vez perturbará la tensión de entrada. La carga puede ser inductiva o capacitiva, pero al considerar ambos casos se comprueba que con cargas capacitivas, se dan las condiciones más desfavorables de funcionamiento.

Las respuestas obtenidas se representan en las figuras 6.8, 6.9, 6.10, 6.11, 6.13 y 6.13. En la figura 6.8 se presentan la señal de tensión perturbada, la tensión atenuada en el condensador del filtro de salida, el valor de la extrapolación de la tensión y la intensidad de la carga con sus perturbaciones, en trazo discontinuo. La calidad de la compensación disminuye cuando el compensador actúa en carga.

En las figuras 6.10 y 6.11 se muestran los resultados de algoritmo de control cuando se incorpora un retardo en la aplicación de la señal. Existe una respuesta compensada de peor calidad que en los resultados anteriores que se mejora con la incorporación de extrapoladores.

En las figuras 6.12 y 6.13 se presentan los resultados de incorporar al algoritmo, un retardo de un período en la aplicación de la señal de control y extrapoladores. El retardo en la aplicación de la señal, difiere la actuación del compensador serie de tensión en un período. La calidad de la compensación mejora con respecto al caso anterior. Estas simulaciones incorporan a su vez filtros en las señales de entrada.

Como resultado final se representa en la figura 6.14 la variación de la intensidad a través de la bobina del filtro de salida del compensador para éste último caso y en la figura 6.15 la evolución de la señal de entrada al filtro obtenida por el troceador.

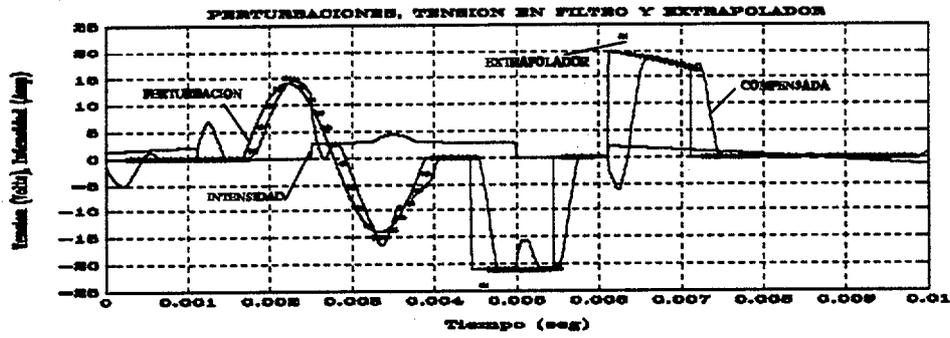


Fig 6.8. Control en carga con extrapolador de orden uno. Perturbaciones y tensión generada.

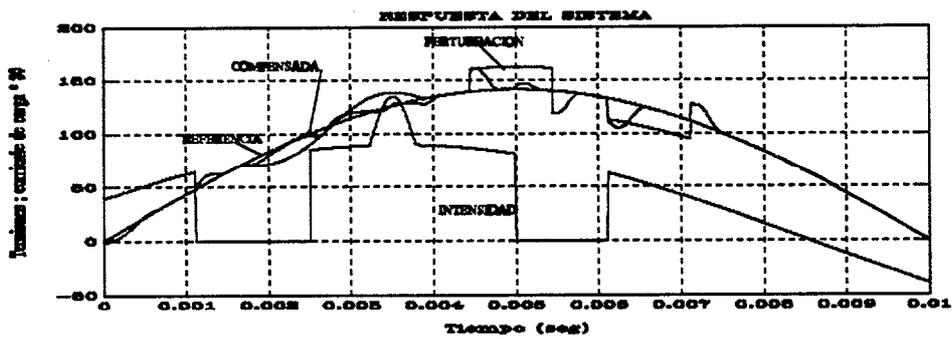


Fig 6.9. Respuesta del compensador serie en carga. Extrapolador de orden uno.

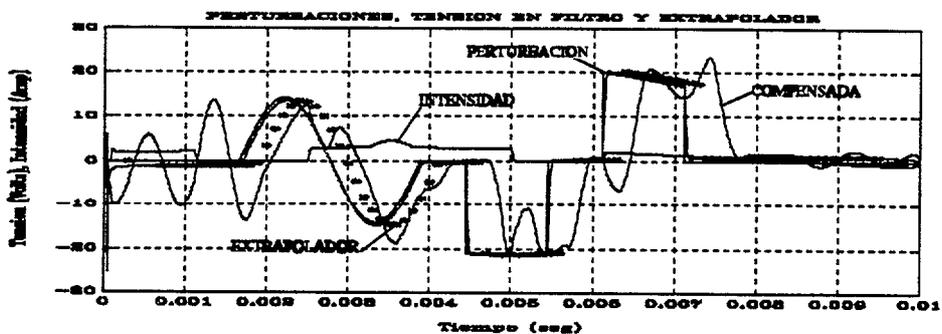


Fig 6.10. Control en carga con retardo en la aplicación de la señal. Perturbaciones y tensión generada.

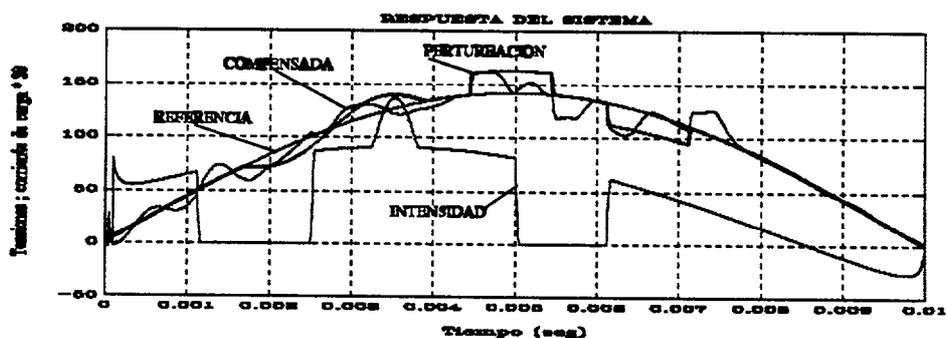


Fig 6.11. Respuesta del compensador serie en carga con retardo en la aplicación de la señal.

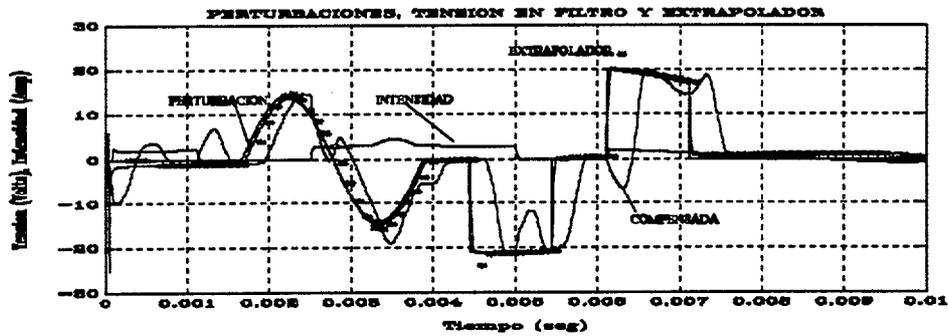


Fig 6.12. Control en carga y retardo en la aplicación de la señal de control y extrapoladores. Perturbaciones y tensión generada.

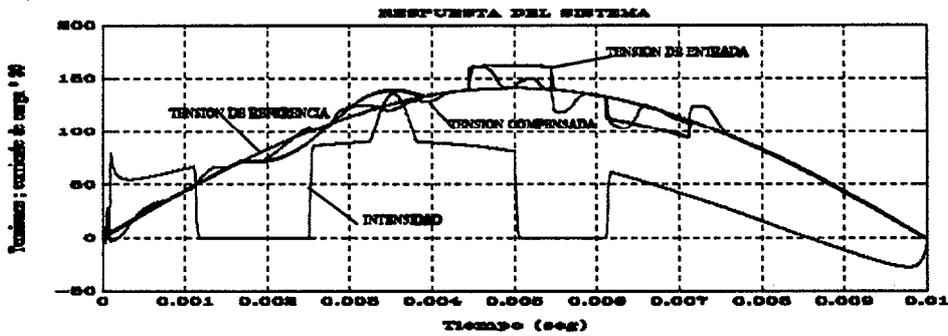


Fig 6.13. Respuesta del compensador serie en carga con retardo en la aplicación de la señal de control y extrapoladores.

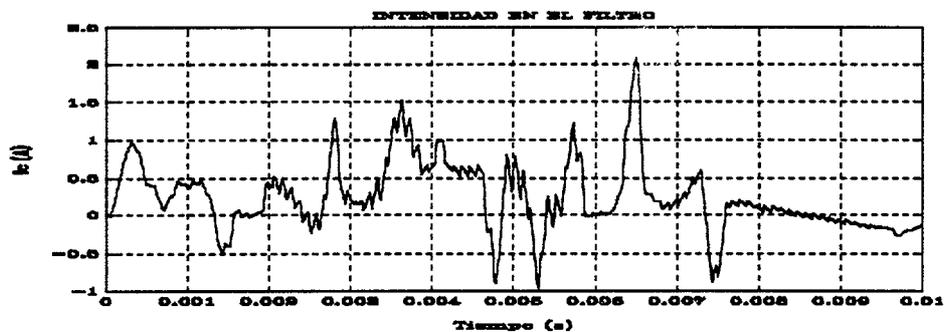


Fig 6.14. Evolución de la intensidad en la bobina del filtro de salida.

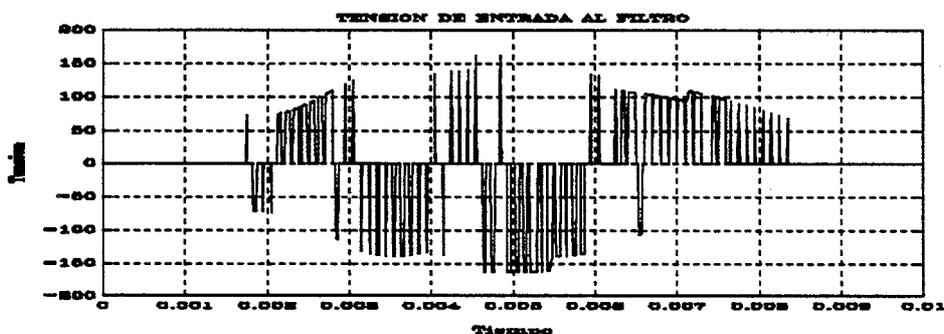


Fig 6.15. Evolución de la tensión de entrada al filtro del compensador.

CAPÍTULO 7

PROTOTIPO DEL SISTEMA DE CONTROL.

7.1. INTRODUCCIÓN.

En este capítulo se expone el desarrollo realizado para la implantación del sistema de control en un compensador serie de tensión CA/CA. El esquema de control se representa en la figura 7.1. En la figura se ha incorporado al esquema de control el generador de referencia basado en extrapoladores. Primeramente se describe el desarrollo físico realizado y posteriormente la programación.

7.2. DESARROLLO FÍSICO.

El prototipo del sistema de control desarrollado debe ser capaz de corregir las perturbaciones de la tensión de la red, ocasionadas por la modificación de la propia tensión o por las alinealidades de la carga.

Se ha utilizado un computador compatible con una UCP (unidad central de proceso) basada en el microprocesador 80386. Estos computadores permiten la incorporación de equipos adicionales (tarjetas) para conseguir un sistema completo de adquisición y control. Esta elección permite la utilización de accesorios muy comercializados, aportando únicamente la electrónica específica necesaria en el desarrollo.

La elección de la UCP se debe a su velocidad de proceso, ya que el tiempo necesario para ejecutar el algoritmo es crítico.

La configuración física del sistema se representa en la figura 7.2 y consta de tres partes bien diferenciadas:

- Ordenador compatible IBM PC-386, a 33 MHz.

Este ordenador será el encargado de la adquisición de datos, ejecución del algoritmo de control y generación de las señales de control. La especificación más importante será su velocidad de proceso y no su capacidad de almacenamiento o memoria central.

- Tarjeta de entradas E/S y contadores.

Es la tarjeta encargada de la comunicación con el exterior de todas las señales digitales tanto de entrada como de salida.

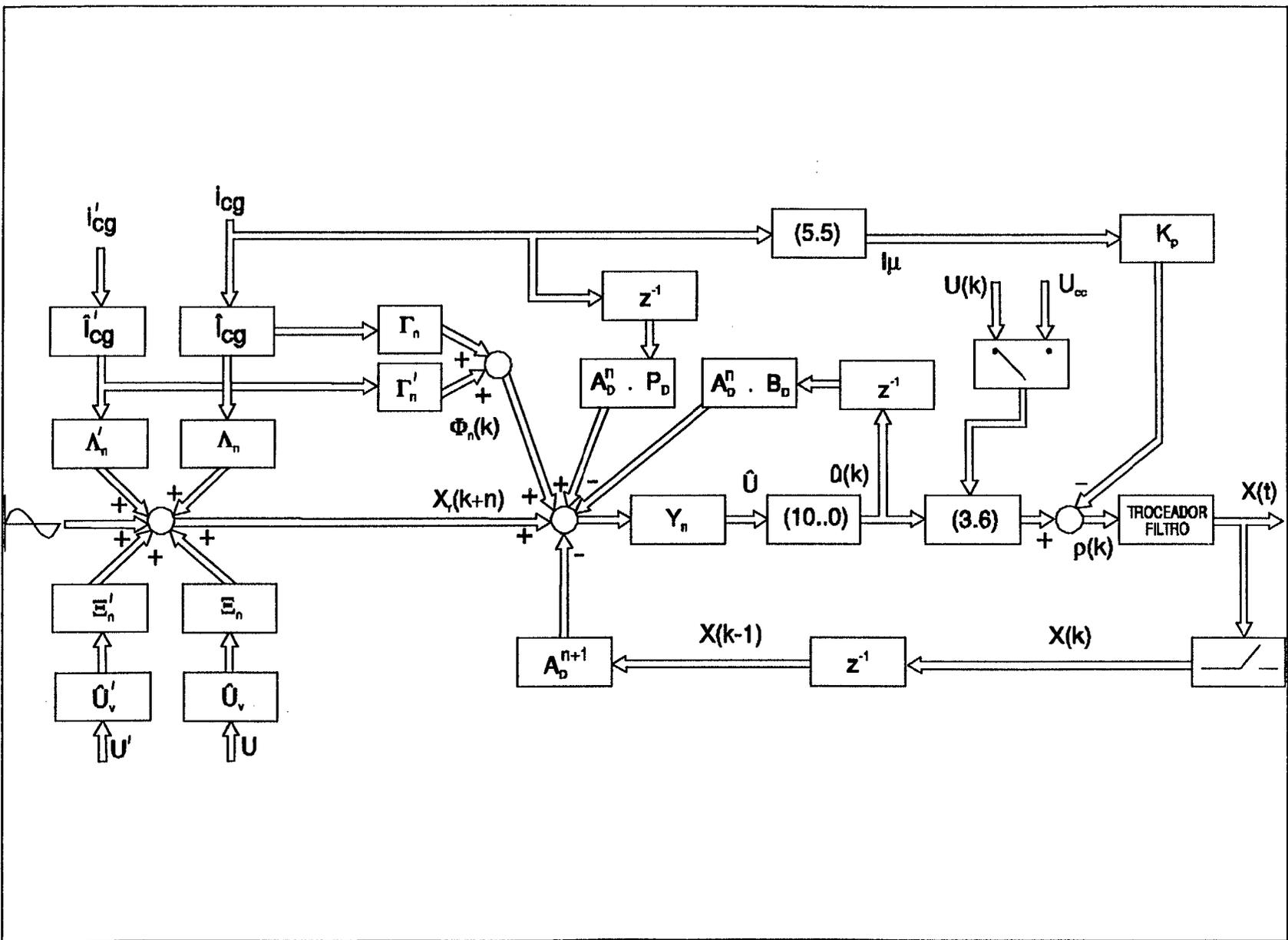


Fig. 7.1. Esquema del sistema de control.

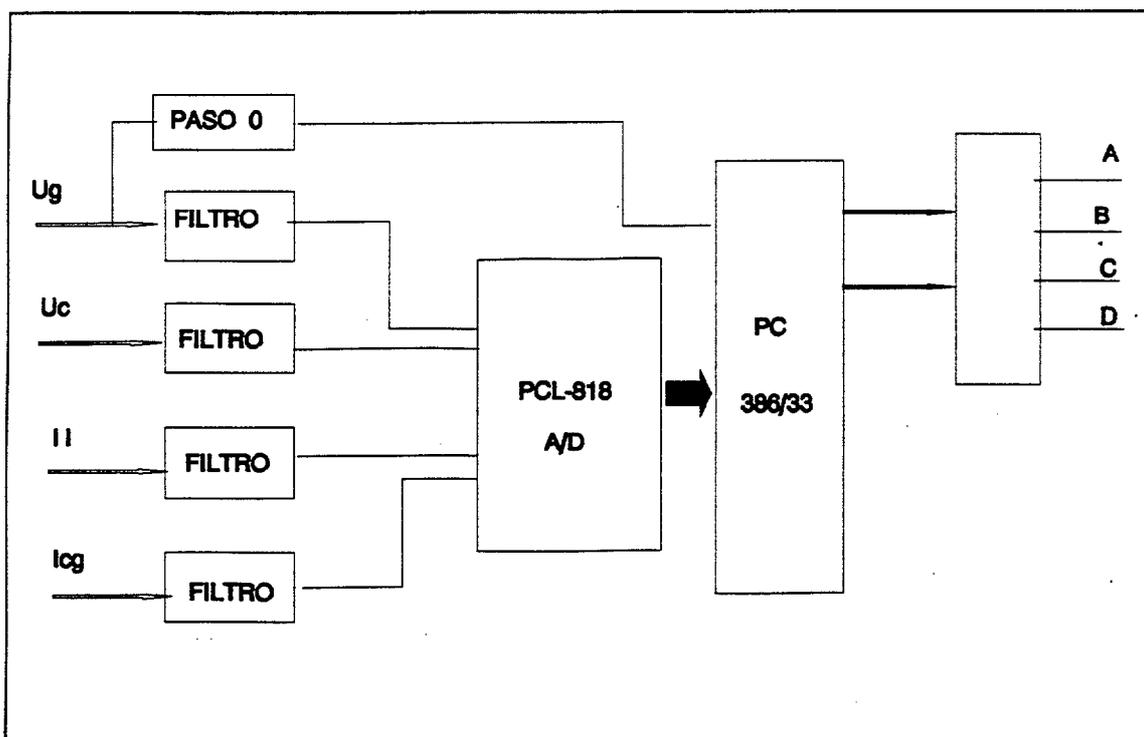


Fig. 7.2. Diagrama de bloques.

- Tarjeta de entradas analógicas A/D.

Es la encargada de suministrar al ordenador los valores analógicos de las señales externas necesarias para el control. Previo a cada señal analógica, existe un filtro para la eliminación o atenuación de armónicos a alta frecuencia.

En los siguientes apartados se exponen las características más relevantes del *hardware* utilizado, y el método para resolver la obtención de cada señal.

7.2.1. Señales digitales.

Toda la información del exterior (señales de entrada) y todas las órdenes que necesita generar el algoritmo de control están tratadas a través de la tarjeta PCL-830. Esta tarjeta suministra al ordenador las siguientes funciones:

- 16 entradas digitales.
- 16 salidas digitales.

- 10 contadores programables.

Para la generación de pulsos programables se disponen de 10 contadores. El circuito encargado de realizar las funciones de contador es el AMD9513 de Advance Micro Device.

Las operaciones que realizará esta tarjeta PCL-830 son:

- Captar la señal de sincronismo con la red eléctrica a 50 Hz.
- Generar las señales de control para el troceador.

La sincronización con la red eléctrica se lleva a cabo mediante la utilización de una señal de entrada, que proviene de un detector de paso por cero de la tensión de la red. Este paso por cero, solo se activa cuando la tensión de la red es nula y su derivada positiva. El ancho del pulso generado por el circuito de paso por cero, debe ser mayor a un período de control (100 μ seg).

La segunda operación, generación de las señales para el troceador, consiste en suministrar las ordenes de apertura o cierre de los cuatro interruptores del troceador. El control de estos interruptores se realiza mediante dos señales digitales:

- Señal de signo.
- Señal de troceado.

El troceador dispone de combinaciones de interruptores prohibidas, por este motivo, es aconsejable añadir una electrónica adicional para evitar situaciones de cortocircuito.

La señal de signo la suministra un puerto de salida digital y se actualiza en el comienzo del período de control.

La señal de troceado es un pulso de ancho programable, dentro del período de 100 μ seg. Debido a que la base de tiempos de la tarjeta PC-830 es de 1 MHz, el pulso mínimo generado será de 1 μ seg, permitiendo dividir el período de control en 100 partes. El pulso se genera centrado con respecto al período, mediante el modo de programación G del circuito AMD9513, donde se especifican para cada período dos parámetros:

- Tiempo a nivel bajo, desde el comienzo del período.
- Tiempo a nivel alto, comenzando a partir del final del anterior.

7.2.2. Señales analógicas.

La tarjeta de entradas analógicas utilizada es la PCL-818, y permite la conversión de todos los datos analógicos. Las variables a convertir son:

- Tensión de la red U .
- Tensión en el condensador del filtro de salida u_{c1} .
- Intensidad de la bobina en el filtro de salida i_{11} .
- Intensidad de la carga i_{cg} .

La conversión se realiza en una palabra de 12 bits y el tiempo máximo de conversión es de 10 μ seg, por lo que se requieren 40 μ seg para obtener la conversión de las cuatro variables en cada período.

7.3. PROGRAMACIÓN.

La programación del algoritmo de control se ha realizado en el lenguaje ensamblador del 80286. La necesidad de ejecutar el algoritmo de control en 100 μ seg requiere la utilización de este tipo de lenguajes. Las tareas principales se han dividido en tres módulos:

- Programa principal.
- Subrutina de interrupción a 10 kHz.
- Subrutina de conversión A/D.

El programa principal consta de varios módulos de ejecución cíclica y continuada. El algoritmo del programa principal es:

- *inicialización: interrupciones, canales y rango A/D, temporizaciones.*
- *hacer siempre*
 - *sincronizar con la red (49'75 Hz - 50'25Hz).*
 - *Hacer siempre que está sincronizado*
 - *Ejecución del algoritmo sobre la corriente de magnetización (5.5).*
 - *Ejecución del algoritmo en tiempo mínimo para obtener $\rho(k)$ (5.3).*
 - *Fin.*
- *Fin.*

La primera parte del algoritmo es la inicialización de todas las tarjetas que se van a utilizar. A continuación, se introduce el algoritmo en una ejecución cíclica siendo su primera tarea la de sincronizarse con la red eléctrica a 50 Hz. La sincronización se realiza comprobando la existencia de la señal de paso por cero en dos ciclos completos (20 mseg). Este estado (compensador sincronizado) se comprobará de forma rutinaria en cada comienzo previsto de la tensión de la red. La sincronización del algoritmo de control con la red eléctrica es prioritaria para localizar las zonas activas de funcionamiento y calcular la tensión de red ideal (referencia). Una vez sincronizado, el algoritmo deberá calcular las zonas activas para generar la variable de control $\rho(k)$. Los dos cálculos realizados en el algoritmo son los obtenidos en los apartados 5.3 y 5.5. Para obtener la relación de troceado necesaria en el siguiente intervalo de tiempos (3.6), se ha tabulado la relación existente entre $y(\rho)$ y ρ . Una vez obtenida la relación de troceado se traslada a dos variables para programar los contadores. La programación de los contadores la realiza la subrutina de interrupciones a 10 kHz.

Esta subrutina que se ejecuta cada 100 μ seg, tiene las siguientes funciones:

- *Envía $\rho(k)$.*
- *Comprueba la zona de funcionamiento.*
- *Activa la primera conversión A/D.*

La ejecución de esta subrutina indica el comienzo de un período de control. La primera función consiste en enviar la información al troceador para el período que comienza. La comprobación de la zona de funcionamiento indica al programa principal si se debe

calcular una nueva relación de troceado o no, según lo especificado en el apartado 5.5.1. A su vez, se genera la orden de conversión de la primera variable analógica.

La segunda subrutina de interrupciones es la de conversión A/D. Esta subrutina, activada la primera vez por la de interrupciones a 10 kHz, se redisparará hasta permitir la lectura de las cuatro variables analógicas. Una vez completa la lectura de las señales analógicas permanecerá inactiva hasta el comienzo del período siguiente.

Con la estructura modular del algoritmo principal de cálculo y la activación periódica (cada 100 μ seg) de la subrutina de interrupciones se consigue un mayor aprovechamiento del microprocesador de propósito general. De esta manera, al igual que a lo largo del presente trabajo, el prototipo desarrollado permite una fácil adaptación a otros tipos de sistemas. No obstante, para la ejecución de algoritmos más complejos se requiere la utilización de microprocesadores de propósito general más rápidos o microprocesadores dedicados al tratamiento de la señal.

Como resultado del prototipo de control desarrollado se ha conseguido el control de un compensador serie de tensión CA/CA relativamente económico, utilizando una programación estructurada que permite su adaptación a otros sistemas similares de control.

CAPÍTULO 8

RESULTADOS.

8.1. INTRODUCCIÓN.

En este capítulo se exponen los resultados obtenidos del prototipo de compensador serie de tensión. Éste está diseñado para compensar perturbaciones de tensión a la entrada, existentes en la red u ocasionadas por la propia carga, con una tensión nominal de funcionamiento de 100 Voltios eficaces. Se han elegido tres tipos de perturbaciones para comprobar el correcto funcionamiento del compensador:

- 1.- Corrección de la amplitud en la tensión.
- 2.- Impulso positivo de tensión.
- 3.- Truncamiento de la tensión.

8.2. CORRECCIÓN DE LA AMPLITUD.

Para este tipo de perturbación se presentan los resultados con dos figuras. La primera de ellas, figura 8.1, corresponde a la compensación de una tensión con amplitud superior a la nominal, y se representan tres curvas: tensión de entrada, tensión de referencia y tensión compensada.

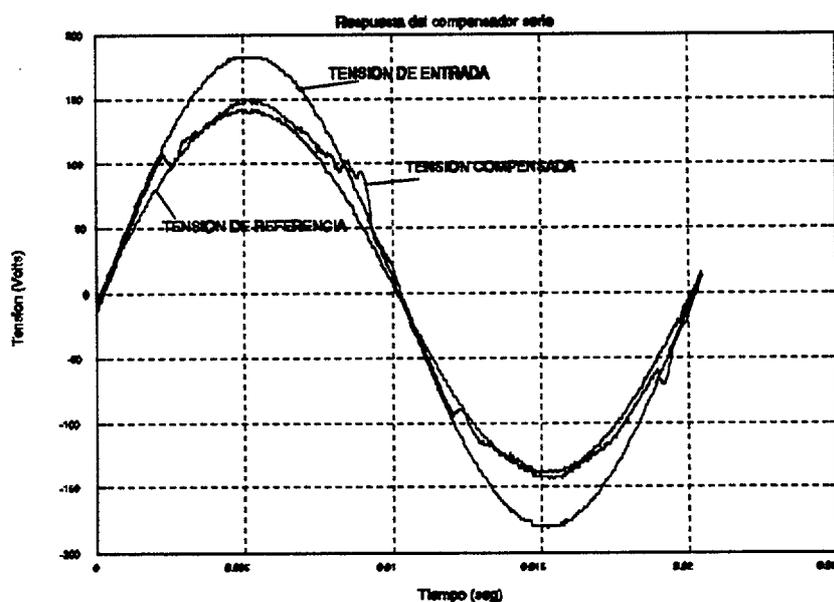


Fig. 8.1. Compensación de una tensión con amplitud superior a la nominal.

La compensación se realiza en ambos semiciclos de la onda de referencia cuando la tensión de entrada de la red es una tensión con una amplitud superior a la nominal. Se muestran claramente las dos zonas activas de funcionamiento del compensador correspondientes a cada semiciclo. La compensación se realiza con un incremento de la tensión en ambas zonas.

La compensación de una tensión con amplitud inferior a la nominal se representa en la figura 8.2. Ésta se realiza con un incremento de la tensión de red que comienza en 30° y finaliza en 150° para el semiciclo positivo, y para el negativo comienza en 210° y finaliza en 330° . Se aprecia claramente el régimen transitorio en el comienzo y final de cada zona activa para el control.

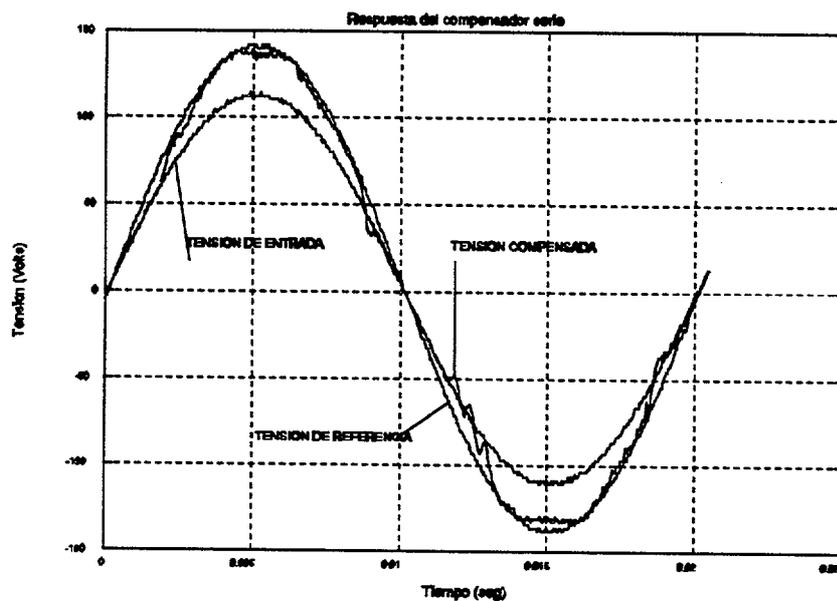


Fig. 8.2. Compensación de una tensión de amplitud inferior a la nominal.

Una vez obtenida la compensación de tensiones con amplitudes superior e inferior a la nominal se han realizado unas tablas para comprobar los resultados. En las siguientes tablas se muestran los resultados obtenidos del armónico fundamental y la distorsión armónica de la tensión de entrada y de la tensión de salida compensada. Como se aprecia existe un armónico fundamental compensado que tiende a 141 Voltios con un incremento no

significativo de la distorsión armónica.

AMPLITUD SUPERIOR DE TENSIÓN.	T. DE ENTRADA	T. DE SALIDA
Armónico fundamental (Volts)	183'79	149'9
Distorsión armónica %	0'0255	0'0607

AMPLITUD INFERIOR DE TENSIÓN.	T. DE ENTRADA	T. DE SALIDA
Armónico fundamental (Volts)	113'1	135'1
Distorsión armónica %	0'0433	0'0656

8.3. IMPULSO DE TENSIÓN.

En las siguientes figuras se muestra el comportamiento del compensador serie de tensión cuando la perturbación es un impulso de tensión en el semiciclo positivo. En la figura 8.3. se representa la compensación a un impulso positivo de tensión. Al igual que en el apartado anterior la figura contiene tres curvas: tensión de referencia, tensión de entrada y tensión compensada. Se observa que la creación de la perturbación genera un desfase de la tensión de entrada con respecto a la tensión de referencia, que motiva la actuación del compensador en toda la zona activa del semiciclo positivo.

En la tabla siguiente se muestran los resultados obtenidos para el primer armónico y la distorsión armónica de la tensión de entrada y la tensión compensada.

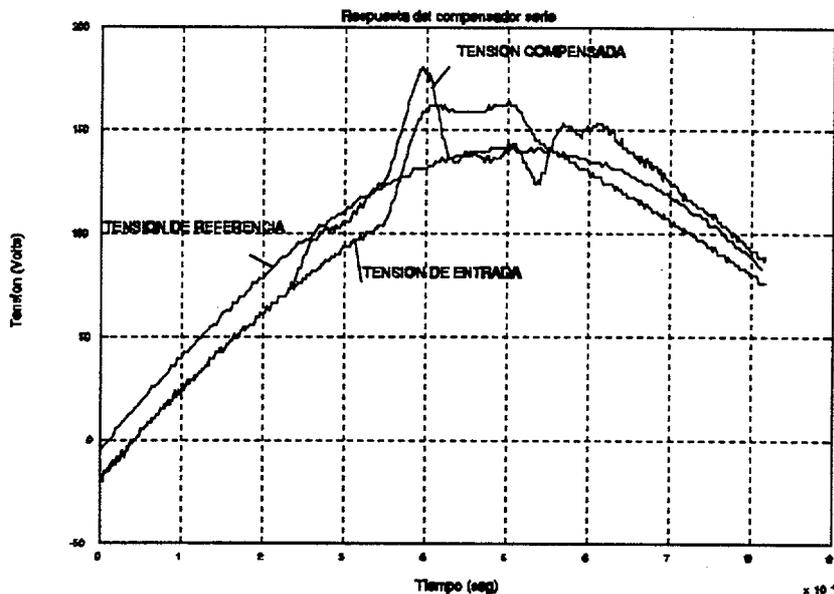


Fig. 8.3. Compensación a un impulso positivo de tensión.

IMPULSO POSITIVO DE TENSIÓN.	T. DE ENTRADA	T. DE SALIDA
Armónico fundamental (Volts)	147'84	139,48
Distorsión armónica %	0'1009	0'0755

8.4. TENSIÓN TRUNCADA.

En la figura 8.4 se representa el resultado de la compensación ante un truncamiento de la tensión de entrada.

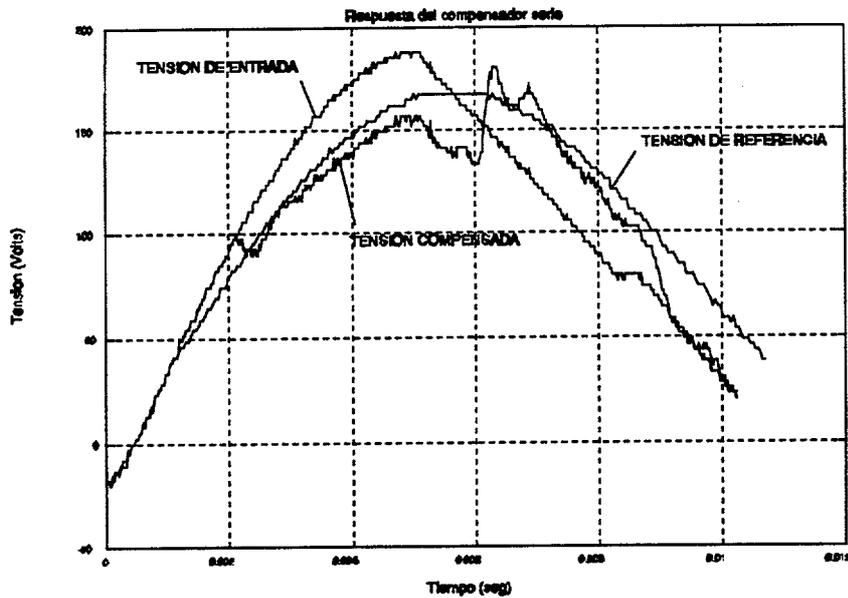


Fig. 8.4. Compensación a un truncamiento de la tensión.

Esta perturbación comienza en el valor máximo de la tensión de entrada. En el comienzo de la perturbación se observa una disminución de la tensión compensada, debida a la relación existente entre la tensión de entrada y la tensión compensada en los compensadores CA/CA. Esta relación se debe a la necesidad de estimar la

tensión de compensación y la tensión existente a la entrada del compensador en instantes posteriores, con lo que se provoca un deterioro en la tensión de salida cuando existen fluctuaciones en la tensión de entrada. También se observa cómo el compensador actúa en la primera mitad del semiciclo, restando el exceso de la tensión de entrada sobre la de referencia.

En la figura 8.5 se representan la tensión del condensador en el filtro de salida del compensador serie y la intensidad en la bobina del mismo. Estas dos variables son las

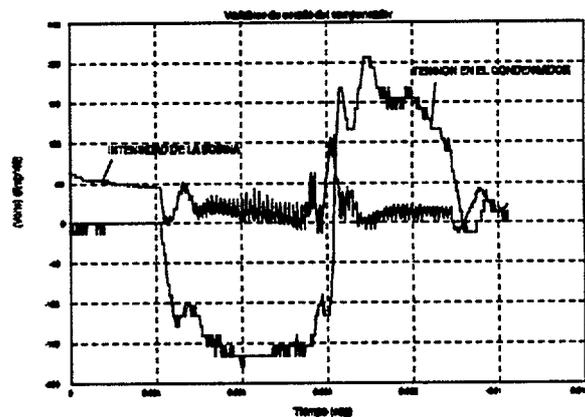


Fig. 8.5. Tensión en el condensador e intensidad en la bobina.

obtenidas en el resultado del ensayo de la figura 8.4. Como se mostró en las simulaciones previas, las fluctuaciones de la intensidad son debidas a los cambios existentes en la polaridad del condensador.

En la siguiente tabla se muestran el armónico fundamental y la distorsión armónica de la tensión de entrada y la tensión compensada.

TRUNCAMIENTO DE TENSIÓN.	T. DE ENTRADA	T. DE SALIDA
Armónico fundamental (Volts)	144'41	138
Distorsión armónica %	0'0788	0'0620

8.5 TIEMPO DE RESPUESTA DEL PROTOTIPO.

Para evaluar el tiempo de respuesta del compensador serie de tensión CA/CA, se procede a calcularlo en los resultados ya expuestos del prototipo.

En la figura 8.1 se considera que en el comienzo de cada zona activa (30° y 150°), el compensador, sin haber actuado previamente, detecta un escalón de tensión. La respuesta del compensador desde los comienzos de las zonas activas hasta la eliminación de la perturbación es de 0'4 mseg, igual resultado que el obtenido en las simulaciones.

En la figura 8.2 y para el semiciclo positivo se obtiene el mismo resultado anterior. Sin embargo, en el semiciclo negativo se observa el problema de saturación del algoritmo de control ya que la perturbación dispone de una tensión insuficiente para corregir la perturbación. Se demuestra claramente que el compensador actúa en condiciones más favorables cuando elimina tensión.

De la figura 8.3 se puede calcular el tiempo necesario para que el compensador elimine el impulso de tensión. El impulso generado evoluciona hasta su valor máximo en 0'5 mseg, por ese motivo la compensación requiere un tiempo de 0'75 mseg.

De los resultados anteriores se comprueba que el prototipo de compensador serie CA/CA cumple de forma holgada con las especificaciones de un acondicionador de línea.

CAPÍTULO 9

CONCLUSIONES.

9.1. CONCLUSIONES.

En la presente tesis se ha desarrollado un compensador serie de tensión capaz de eliminar perturbaciones en la red eléctrica en pocos milisegundos. Este aparato se sitúa dentro de los estabilizadores de tensión como un acondicionador de línea, que elimina todo tipo de perturbaciones excepto los microcortes.

A continuación se enumeran las contribuciones de mayor interés:

- * Desarrollo del algoritmo de control necesario para todo tipo de compensadores serie, de tensión, CA/CA y CA/CC/CA.
- * Generalización del algoritmo de control para cualquier metodología de acción sobre el elemento de control.
- * Metodología para obtener modelos discretos lineales cuando se utilizan elementos no lineales de tipo relé para el control.
- * Desarrollo e implantación del sistema de control para comprobar la bondad del compensador serie de tensión en un prototipo de Laboratorio.

Entre las posibles mejoras observadas factibles de incorporar al compensador serie, destacan:

- * Reducción del ciclo de control.

Esta posibilidad mejoraría el comportamiento del compensador serie, obligando a utilizar microprocesadores más rápidos, DSP, para obtener un ciclo inferior de control. Las limitaciones físicas existentes en las conmutaciones de los interruptores de potencia serán más restrictivas, e impondrán el tiempo mínimo del ciclo de control.

- * Aumento de la tensión de entrada al compensador serie.

La utilización de algún elemento que aumente la tensión de entrada, permitiría dos

posibles mejoras:

- Reducción del tiempo de respuesta del compensador.
- Posibilidad de corregir perturbaciones fuera del rango del $\pm 15\%$.

* Ampliar las zonas de actuación del compensador.

Se comprueba que el funcionamiento del compensador serie de tensión CA/CA, se limita a las zonas donde exista tensión para poder actuar. Ampliar las zonas a todo el ciclo de la tensión, exigiría utilizar configuraciones de compensadores indirectos CA/CC/CA.

9.2. LÍNEAS FUTURAS.

Desarrollado el compensador serie de tensión, y comprobado su funcionamiento, se señalan las posibles líneas futuras a partir del presente trabajo:

* Desarrollo de un compensador serie de tensión indirecto (CA/CC/CA), capaz de eliminar y corregir perturbaciones sin las limitaciones expuestas en el compensador CA/CA.

* Desarrollo de un compensador serie de intensidad CA/CA, que corrija las perturbaciones en la corriente, basándose en la misma filosofía expuesta en la presente tesis.

* Desarrollo de un compensador serie de tensión e intensidad CA/CA ó CA/CC/CA, que elimine las perturbaciones en la red eléctrica de tensión e intensidad.

* Generalización al diseño de un compensador total, de tensión, intensidad y factor de potencia.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [AgBaM91] R. Aguasca, F. Barrero, P. Martinez. " *Análisis en Frecuencia de un Troceador de CA para Filtros Activos*". II Jornadas Luso-Españolas de Ingeniería eléctrica, COIMBRA Portugal, Julio 1991.
- [AKNaA86] H. Akagi, A. Nabae, S. Atoh. " *Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltage-Source PWM Converters*". IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol IA-22 Enero 1986.
- [AkTsN88] K. Akagi, Y. Tsukamoto, A. Nabae. " *Analysis and Design of an Active Power Filter Using Quad-Series Voltage Source PWM Converters*". IEEE Trans. on Ind. Appl. 1988 pp 867-872.
- [ArBrB85] J. Arrillaga, D. A. Bradley, P. S. Brodger. " *Power System Harmonics*" New York Willey 1985.
- [ArrDu80] J. Arrillaga, R.M. Duke. " *A Static Alternative to the Transformer on-Load Tap Changer*". IEEE PAS Vol 99 n°1 Enero/Febrero 1980 pag 86-91.
- [AshWi82] S. Ashoka, J. Withayathel. " *A Simple Multiple Pulse Width Modulated AC Chopper*", IEEE Trans. on Ind. Electronics. Vpol IE-29, n°3, pp 185-189, Agosto 1982.
- [AthFa66] Athans & Falb. " *Optimal Control*". Lincoln Laboratory Publication Mc Graw 1966
- [BaNuY92] F. Barrero, I. Nuez, F. Yeves." *Mejora de la Calidad del Servicio y de la Gestión de la Red mediante Electrónica de Potencia*". MATELEC-92 Madrid. Octubre 1992.
- [BhaEn92] V. Bhavaraju, P. Enjeti. " *Analysis and Design of an Active Power Filter for Balancing Unbalanced Loads*". IEEE Pesc 92.
- [BooZi86] M. Boost, Phoivos Ziogas. " *State of the Art PWM Techniques: A Critical Evaluation*". IEEE Pesc 1986.
- [BooZi88] M. Boost, P. D. Ziogas. " *State of the Art Carrier PWM Techniques: A critical Evaluation*". IEEE Trans. Ind. Appl. vol IA-24 n°2 Marzo/Abril 1988.
- [Bose92] B. K. Bose. " *Recent Advances in Power Electronics*". IEEE Trans. Power Electronics Vol 7 Enero 1992.

- [Bose92] B. K. Bose. " *Power Electronics and Motion Control Technology Status and Recent Trends*". IEEE PESC 1992.
- [CaJoZ92] A. Campos, G. Joos, P. Ziogas. " *Analysis and Design of a Series Voltage Compensator for Three-Phase Unbalanced Sources*". IEEE Trans. on Ind. Electronics. Vol 39 Abril 1992.
- [ChaCa85] S. C. Chapra, R. P. Canale. " *Numerical Methods for Engineers*". Mc-Graw-Hill 1985.
- [Cook86] P. A. Cook. " *Nonlinear Dynamical Systems*". Prentice Hall 1986.
- [Egure89] J. Eguren. " *Contaminación de Redes de Energía Eléctrica en B.T. y su Protección*". Jornadas sobre perturbaciones eléctricas. Enero 1989.
- [EmaEi68] A. Emanuel-Eigles. " *AC Voltage Regulation by Means of Chopper Circuits*". Electron. Lett, Vol 4 pp26-28, Enero 1968.
- [EnjZi91] P. Enjeti, P. Ziogas. " *Analysis of a Static Power Converter under Unbalance*". IEEE Tran on Ind. Electronics Vol 37 pp 91-93 Febrero 1991.
- [FuIwH90] S. Fukuda, Y. Iwaji, H. Hasegawa. " *PWM Technique for Inverter with Sinusoidal Output Current*". IEEE Trans. on Power Electronics Vol 5, pp 54-61 Enero 1990.
- [FukIw91] S. Fukuda, Y. Iwaji. " *A Pulse Frequency Modulated PWM Scheme for Sinusoidal Inverters*". IEEE PESC 1991.
- [GoKaH85] K. Gokhale, A. Kawamura, R. Holf. " *Deadbeat Microprocesor Control of PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis*". IEEE PESC 1985.
- [GreDi89] R. Gretsch, G. Dinkel. " *A New Power Conditioner Capable of Compensating Harmonics and Reactive Power*". CIRED 1989.
- [GüBaE81] G. Güth, R. Baker, P.Eglin. " *Static Thyristor-Controlled Regulating Transformer for AC-Transformer for AC-Transmission*". IEEE International Conference on "Thyristor and Variable static equipment for AC and DC transmission" 30 Noviembre - 3 Diciembre 1981 Londres.
- [GuEnR87] G. Gueth, P. Enstedt, A. Rey. " *Individual Phase Control of a Static Compensator for Load Compensation and Voltage Balancing and Regulation*". IEEE Trans. on Power Systems Vol PWRS-2 N°4 Noviembre 1987.
- [Gyugy88] L. Gyugyi. " *Power Electronics in Electric Utilities: Static Var Compensators*". Procc. IEEE Vol 76 Abril 1988

- [GyuSt76] L. Gyugyi, E. Strycula. " *Active AC Power Filters*". IEEE Trans. on Ind. Appl. 1976 pp 529-535.
- [Hamel49] Hamel B. " *Contribution à l'étude Mathématique des Systèmes de réglage partout-on-rien*" C.E.M.V. 17 Service Technique aeronautique (1949).
- [Hamed90] S. A. Hamed. " *Steady-State Modeling, Analysis, and Performance of Transistor-Controlled AC Power Conditioning Systems*". IEEE Trans. on Power Electronics Julio 1990.
- [Hayki72] S. Haykin. " *A Unified Treatment of Recursive Digital Filtering*". IEEE Trans Automatic Control. Vol AC-17 pp 113-116 Febrero 1972.
- [HeMoW90] J. He, N. Mohan, B. Wold. " *Zero Voltage Switching PWM Inverter for high Frequency DC-AC Power Conversion*". IEEE Ind. Appl 1990 pp 1215-1221.
- [HolLi92] Donald G. Holmes, Thomas A. Lipo. " *Implementation of a Controlled Rectifier Using AC-AC Matrix Converter Theory*". IEEE Trans. on Power Electronics Enero 1992.
- [HoTso88] P. T. Ho, S. K. Tso. " *Software Control of Static Reactive Current Compensators*". IEE Proceeding Vol 135 Noviembre 1988.
- [HuaHu88] G. Hua, S. Huang. " *New PWM Switched-Mode Converter Topologies*". IEEE PESC Abril 1988.
- [IBM80] " *Guía de selección de U.P.S.*". Manual GA27-2771-1. IBM 1980.
- [JiDeL92] H. Jin, S.B. Dewan, J. D. Lavers. " *Voltage Loop Design for a Low Ripple Fast Response AC/DC Switchmode Magnet Power Supply*". IEEE PESC 1992.
- [JoMoZ91] G. Joos L. Moran, P.D. Ziogas. " *Performance Analysis of a PWM Inverter VAR Compensator*". IEEE Trans. on Power Electronics. vol 6 n°3 Julio 1991.
- [KaHaH86] A. Kawamura, T. Haneyoshi, R. Holf. " *Deadbeat Controlled PWM Inverter with Estimation Using only Voltage Sensor*". IEEE PESC 1986.
- [Kalma60] Kalman, R. E. " *On the General Theory of Control Systems*" Proceedings of the First International Congress of Automatic Control, Moscú 1960.
- [KaMiY88] T. Kawabata, T. Miyashita, Y. Yamamoto. " *Digital Control of Three Phase PWM Inverter with L-C Filter*". IEEE Pesc 1988.
- [KaToH88] A. Kawamura, H. Toshimasa, R.G. Hoft. " *Dead Beat Control PWM Inverter with Parameter Estimation Using only Voltage Sensor*". IEEE Trans. Power Electronics. 1988 Vol 3, pp 118-125.

- [KawIs88] A. Kawamura, K. Ishihara. " *Real Time Digital Feedback Control of Three Phase PWM Inverter with Quick Transient Response*". IEEE PESC 1988.
- [KhoYu88] A. Khoel, S. Yuvarajan. " *Single-Phase AC-AC Converters Using Power MOSFET*". IEEE Trans. on Ind. Electronics Vol IE-35 n°3, pp 442-443. Agosto 1988.
- [KoErZ91] J. Kolar, H. Erthe, F. Zach. " *Analysis of ON and OFF Line Optimized Predictive Current Controllers for PWM Converter Systems*". IEEE Trans Power Electronics Vol 6 n°3 Julio 1991.
- [LiuLi89] K. H. Liu, Y. L. Lin. " *Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converters*", IEEE PESC 1991.
- [MaAgB91] P.M. Martínez, R. Aguasca, F. Barrero. " *Fast Voltage Conditioner Based on Active Filtering*". P.Q.A. 1991, Paris 1991.
- [MaFeY91] S. Martínez, V. Feliu, F. Yeves. " *Informe Provisional sobre Búsqueda de Soluciones para Acondicionadores Rápidos de Tensión de la Red*". Technical Report IT91-1. Dpto de Ingeniería Eléctrica y de Control. UNED. Madrid 1991.
- [Marti89] S. Martínez. " *Calidad y Seguridad en la Alimentación de Cargas Críticas*". Jornadas sobre perturbaciones eléctricas, Análisis y prevención. Valladolid Mayo 1989.
- [Marti92] S. Martínez. " *Alimentación de Equipos Informáticos y Otras Cargas Críticas*". Mc Graw -Hill 92.
- [MarVa87] P. Maranesi, V. Varoli. " *PWM Regulators Transfer-Functions by Exact Time-Variant Network Analysis*". IEEE PESC 1987.
- [MidKr92] P. Midya, P. T. Krein. " *Optimal Control Approaches to Switching Power Converters*" IEEE PESC 1992.
- [Moran89] S. Moran. " *A Line Voltage Regulator/Conditioner for Harmonic-Sensitive Load Isolation*". IEEE Trans. on Ind Appl. Febrero 1989.
- [MoMoW92] L. Moran, E. Mora, R. Wallace. " *Performance Analysis of a Power Factor Compensator which Simultaneously Eliminates Line Current Harmonics*". IEEE PESC 1992.
- [MozBo76] A. Mozder Jr, B.K. Bose. " *Three Phase AC Power Control Using Power Transistor*". IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol IA-12, pp 499-505. Septiembre 1976.

- [MoZiJ89] L. Moran, P. Ziogas, G. Joos. " *Analysis and Design of a Novel 3- ϕ Solid State Power Factor Compensator and Harmonic Suppressor System*". IEEE Trans. on Ind. Applications Vol 25. Julio/Agosto 1989.
- [Murra88] W. McMurray. " *Power Electronic Circuit Topology*". Procc. IEEE Vol 76 Abril 1988.
- [NarHa71] S. Narita, M. Hammam. " *A Computational Algorithm for Real-Time Control of System Voltage and Reactive Power*". IEEE Trans on Power Apparatus & System Nov/Dic 1971.
- [NozPa88] F. Nozari, H. S. Pastel. " *Power Electronics in Electric Utilities: HVDC Power Transmission Systems*". Procc. IEEE Vol 76 Abril 1988.
- [NuAgF93] I. Nuez, R. Aguasca, V. Feliu. " *Solución de Control para Compensadores Activos de Tensión*". XIV Jornadas de Automática Murcia 1993.
- [NuCaC92] I. Nuez, J. Carpio, C Cerrada. " *Acondicionador de Red para Reducción de Perturbaciones*". MATELEC-92 Madrid. Octubre 1992.
- [NueFe92] I. Nuez, V. Feliu " *Control de Filtros Activos para Acondicionadores de Red*". XIII Jornadas de Automática, Avila 1992.
- [NuFeA92] I. Nuez, V. Feliu, R. Aguasca. " *Control Strategies for Voltage Conditioners Based on Chopper Duty Cycle Modulation*". Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Canada. Septiembre 1992.
- [Park89] M. Park. " *High Performance Control Strategy of Current Controlled PWM Inverter Fed Induction Motor Servo Drive System*". IECON'89.
- [ParWo91] M. Park, C. Won. " *Time Optimal Control for Induction Motor Servo System*". IEEE Trans. Power Electronics. Vol. 6 n°3 Julio 1991.
- [PeAkN87] P. Peng, E. Akagi, A. Nabae. " *A Study of Active Power Filters Using Quad-Series Voltage-Source PWM Converters for Harmonics Compensation*". IEEE Trans. Power Electronics Abril 1987.
- [RiTAK87] G. Richards, O. Tan, P. Klinkhachorn. " *Cost-Constrained Power Factor Optimization with Source Harmonics Using LC Compensators*". IEEE Tran. on Ind. Electronics Vol IE-34 Mayo 1987.
- [Sugim88] O. Sugimoto. " *High Frequency Carrier PWM Inverter by Static Induction Thyristor*". IEEE PESC 1988.
- [TaKNu92] I. Takahashi, M. Nunokawa. " *Prediction Control for a Cycloconverter of a Power Distortion Compensation System*". IEEE PESC 1992.

- [Tsypk84] Y. Z. Tsypkin. " *Relay Control Systems*". Cambridge University Press 1984.
- [ZiKhR86] P.D. Ziogas, S.I. Khan, M.H. Rasid. " *Analysis and Design of Forced Commutated Cycloconverter Structures with Improved Transfer Characteristics*". IEEE Trans. on Ind. Electronics Vol IE-33 pp271-280. Agosto 1986.