

MODELIZACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DINÁMICO NO LINEAL DE CONVERTIDORES CONMUTADOS POR LÍNEA (LCC)

Ing. Gustavo Uicich

Trabajo de Tesis presentado al Departamento Electrónica y Computación de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata el 28 de Diciembre de 2023, como requisito parcial para la obtención del Título de: Doctor en Ingeniería, Mención Electrónica
28/Diciembre/2023

Director: Dr. Ing. Mario Benedetti

Codirector: Dr. Ing. Sebastian Maestri



RINFI es desarrollado por la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la
Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar
documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y
Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto
de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo
con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad
entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons
Atribución- NoComercial-CompartirIgual 4.0
Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).

MODELIZACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DINÁMICO NO LINEAL DE CONVERTIDORES CONMUTADOS POR LÍNEA (LCC)

Ing. Gustavo Uicich

Trabajo de Tesis presentado al Departamento Electrónica y Computación de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata el 28 de Diciembre de 2023, como requisito parcial para la obtención del Título de: Doctor en Ingeniería, Mención Electrónica
28/Diciembre/2023

Director: Dr. Ing. Mario Benedetti

Codirector: Dr. Ing. Sebastian Maestri

A Tita y Juan Carlos, origen, valores y perseverancia.

A Marcela, compañía, camino, Vida y Alma.

A Tomi, Simo y Cata, los Tesoros de mi Universo.

Tabla de Contenidos

Índice de Figuras	5
Índice de Tablas:	9
Agradecimientos:	10
Resumen	11
Nomenclatura:	12
Capítulo 1: Introducción	13
El Procesamiento Electrónico de Energía Eléctrica y el tiristor.....	13
Aplicaciones actuales de los tiristores.....	15
Objetivos y organización de la Tesis.....	19
Capítulo 2: Caracterización de LCC's (Convertidores Conmutados por Línea) a SCR en modo de Conducción Continua (CCM).....	21
Ganancia estática de conversión de un LCC a SCR operando en CCM.....	22
Regulación del ángulo de disparo	26
Linealización de la dependencia funcional de la tensión rectificada con el ángulo de disparo.....	28
Comportamiento dinámico de un LCC en CCM.....	30
Modelo de Parrish-Mc Vey.....	32
Capítulo 3: Modelado dinámico de LCC's en lazo cerrado mediante mapas unidimensionales	38
Mapas unidimensionales.....	38
Modelado de LCC's sin corrección de alinealidad y con control integral mediante series temporales	46
Diagramas de Bifurcaciones para la operación de LCC's sin corrección de alinealidad en modo inversor.....	54
Modelado de LCC's con alinealidad estática corregida y control integral mediante series temporales	56
Capítulo 4: Simulación circuital de LCC's	64
Respuesta de LCC's operando en el límite de estabilidad según el modelo de Parrish_McVey.....	66
Incremento de la velocidad de respuesta de LCC's considerando el límite de oscilación subarmónica propuesto	67
Existencia de oscilaciones subarmónicas	68
Verificación del límite de oscilación subarmónica para $p=6$	69

Orbitas de mayor orden para el caso $p=6$	70
Simulación de LCC's con compensación integral y $p=12$	71
Caso particular de LCC's de dos pulsos	73
Simulación de LCC's con corrección de alinealidad estática	75
Capítulo 5: Resultados Experimentales.....	79
Calibración inicial.....	81
Mediciones efectuadas.....	82
Capítulo 6: Conclusiones.....	85
Apéndice: Publicaciones asociadas.....	87
Bibliografía	0

Índice de Figuras

Figura 1 Modelo circuital del interruptor p-n-p-n [1] (izq.) correspondiente al modelo metalúrgico de fabricación (tres variantes) (der.). DZ representa el fenómeno de avalancha de las junturas p-n en inversa.....	14
Figura 2. Estructura de fabricación con gate convencional para SCR de <48mm.....	15
Figura 3 . Estructura física de un SCR con amplificación de gate (2 SCR auxiliares)	15
Figura 4 . Aspecto de un LTT (Light-Triggered Thyristor) comandado por laser (izq.) y de un SCR con disparo eléctrico convencional en encapsulado tipo disco 150mm (der.) (Infineon)	16
Figura 5 . Espacio tension-corriente de operación para dispositivos de silicio de elevada potencia (2017).....	16
Figura 6 . Frecuencia de conmutación vs. potencia controlada para diferentes tecnologías de semiconductor (2017).....	17
Figura 7 . Imágenes de estaciones de rectificación a SCR para transmisión de energía eléctrica por HVDC	18
Figura 8 . Reacondicionamiento de la cavidad del acelerador SPS (super proton- synchrotron) del CERN en el centro de un electroimán de trayectoria	19
Figura 9: Ejemplos de LCC a SCR. Izquierda: rectificador trifásico con carga L-R. Centro: rectificador con carga resistiva. Derecha: LCC con diodo de rueda libre.....	21
Figura 10: Representación genérica de un sistema de tensiones AC P-Fásico alimentando un LCC en CCM.....	22
Figura 11.Representación temporal de las tensiones del generador	23
Figura 12. Determinación de la tensión rectificadora promedio	24
Figura 13. Dependencia funcional de la tensión promedio normalizada de un LCC en el puerto de corriente, con el ángulo de disparo	25
Figura 14. Ganancia normalizada de la planta en función del punto de operación	26
Figura 15. Diagrama de bloque representativo del sistema de conversión con regulador de ángulo de disparo	26
Figura 16. Método de rampa y pedestal para la generación del ángulo de disparo	27
Figura 17. Relación funcional de la tensión rectificadora normalizada y linealizada en función del ángulo de disparo.....	29
Figura 18.Estrategia conceptual de corrección de alinealidad	29
Figura 19. Función de linealización del ángulo de disparo $\alpha^*=F(\alpha)$	30

Figura 20. Formas de onda para un sistema de tres fases en CCM en respuesta a un cambio de ángulo de disparo en forma de escalón.....	31
Figura 21. Caracterización de la planta mediante un modelo dinámico en el plano transformado .	32
Figura 22. Representación del modelo aproximado lineal para $G_{TH}(s)$	34
Figura 23. Representación del módulo normalizado del modelo aproximado lineal para $G_{TH}(s)$	34
Figura 24. Diagrama de bloques de un LCC con control integral.....	35
Figura 25. Diagrama de Bode de la ganancia de lazo para un LCC con control integral, en condiciones de compensación para $m\varphi \sim \pi/4$	36
Figura 26. Mapa unidimensional para el problema $x_{n+1}=\cos(x_n)$	39
Figura 27. Mapa unidimensional para el problema $x_{n+1}=2.\cos(x_n)$	40
Figura 28. Mapa unidimensional para el problema $x_{n+1}=\text{sen}(x_n)$	41
Figura 29. Representación del modelo de Ecuación 24.....	42
Figura 30. Representación del modelo de Ecuación 24 para $r=0.8$ y $x(0)=0.2$	42
Figura 31. Representación del modelo de Ecuación 24 para $r=2$ y $x(0)=0.2$	43
Figura 32. Representación del modelo de Ecuación 24 para $r=2.8$ y $x(0)=0.2$	43
Figura 33. Representación del modelo de Ecuación 24 para $r=3.3$ y $x(0)=0.2$	44
Figura 34. Representación del modelo de Ecuación 24 para $r=3.5$ y $x(0)=0.2$	44
Figura 35. Representación del modelo de Ecuación 24 para $r=3.9$ y $x(0)=0.2$	45
Figura 36. Diagrama de bifurcaciones para el modelo de Ecuación 24	46
Figura 37. Sistema de control de tensión basado en un LCC con compensador integral y sin corrección de alinealidad	46
Figura 38. Determinación de los instantes de disparos mediante la técnica de rampa-pedestal.....	48
Figura 39. Límite de oscilación subarmónica de un LCC con control integral en función del ángulo de disparo y del número de pulsos.....	52
Figura 40. Limite de estabilidad para $\alpha_R > \pi/2$ según el número de pulsos del LCC.....	53
Figura 41. Diagrama de bifurcaciones para $\omega_C/\omega_L=160$, $p=6$ en función de la referencia de ángulo α_R	55
Figura 42. Diagrama de bifurcaciones en función de ω_C/ω_L , $p=6$ para un ángulo de referencia fijo $\alpha_R=130^\circ$	55
Figura 43. Determinación de los instantes de disparos para corrección de alinealidad modificando la función de comparación en el TGC	57
Figura 44. Límite de oscilación subarmónica de un LCC con corrección de linealidad y control integral en función del ángulo de disparo y del número de pulsos.....	61
Figura 45. Limite de estabilidad para $\alpha_R > \pi/2$ según el número de pulsos del LCC, con alinealidad estática corregida.....	62

Figura 46. Limitación del ángulo de operación en un LCC con $p=6$ para obtener mismo ancho de banda que sin corrección de alinealidad.	62
Figura 47. Modelo circuital NL5 de un LCC con $p=6$ y control integral.....	64
Figura 48. Formas de onda de prueba en lazo abierto para el modelo NL5 del LCC con $p=6$	65
Figura 49. Modelo de simulación para las condiciones del límite de estabilidad según el modelo Parrish-McVey, $p=6$, CCM y entorno de $\alpha_R=\pi/2$	66
Figura 50. Comparación de la velocidad de respuesta en lazo cerrado al avance del ángulo de disparo. (Gris= compensación según modelo Parrish-McVey)	67
Figura 51. Comparación de la velocidad de respuesta en lazo cerrado al retraso en el ángulo de disparo. (Gris= compensación según modelo Parrish-McVey)	68
Figura 52. Ejemplo de oscilación subarmónica en un LCC con $p=6$, $\omega_C/\omega_L=30$, para $\alpha_R=105^\circ$ y $\alpha_R=115^\circ$	69
Figura 53. Puntos de verificación de bifurcaciones mediante simulación para $p=6$	70
Figura 54. Ejemplo de oscilación subarmónica en un LCC con $p=6$, $\omega_C/\omega_L=70$, para la transición $\alpha_R=95^\circ$ y $\alpha_R=100^\circ$	70
Figura 55. Ejemplo de órbitas de período-4 en un LCC con $p=6$, $\omega_C/\omega_L=80$, y $\alpha_R=130^\circ$	71
Figura 56. Modelo circuital NL5 de un LCC con $p=12$ y control integral.....	71
Figura 57. Formas de onda de prueba en lazo cerrado para el modelo NL5 del LCC con $p=12$	72
Figura 58. Puntos de verificación de bifurcaciones mediante simulación circuital para el caso $p=12$	72
Figura 59. Ejemplo de oscilación subarmónica en un LCC con $p=12$, $\omega_C/\omega_L=60$, para la transición $\alpha_R=135^\circ$ y $\alpha_R=143^\circ$	73
Figura 60. Modelo circuital de simulación NL5 de un LCC con $p=2$ y control integral.....	74
Figura 61. Resultado de simulación del caso $p=2$ en el límite de estabilidad según el modelo lineal de Parrish-McVey.....	75
Figura 62. Comportamiento aperiódico del caso $p=2$ ante un cambio en la referencia de $\alpha_R=0^\circ$ a $\alpha_R=160^\circ$	75
Figura 63. Modelo circuital de un LCC con $p=6$, control integral y corrección de alinealidad estática en el TGC.	76
Figura 64. Señales relevantes del modelo LCC con corrección de alinealidad	76
Figura 65. Puntos de verificación de bifurcaciones para un LCC con $p=6$ y corrección de alinealidad	77
Figura 66. Caso de un LCC con $p=6$ y corrección de alinealidad, $\omega_C/\omega_L=1$ y $\alpha_R=170^\circ$	77
Figura 67. Caso de un LCC con $p=6$ y corrección de alinealidad, $\omega_C/\omega_L=2.5$ y $\alpha_R=170^\circ$	78
Figura 68. Diagrama circuital del sistema experimental con $p=6$ sin corrección de alinealidad	79

Figura 69. Vista superior del TGC digital con entrada analógica sin correccion de alinealidad	80
Figura 70. Vista lateral del stack de SCR.	81
Figura 71. Calibración inicial del sistema de control.....	82
Figura 72. Transición de referencia $\alpha_R=80^\circ$ a $\alpha_R=100^\circ$ con $\omega_C/\omega_L=65$	82
Figura 73. Respuesta estacionaria del LCC con $p=6$ para una referencia $\alpha_R=100^\circ$ y $\omega_C/\omega_L=65$	83
Figura 74. Transición de referencia $\alpha_R=65^\circ$ a $\alpha_R=115^\circ$ con $\omega_C/\omega_L=30$	84
Figura 75. Respuesta estacionaria del LCC con $p=6$ y control integral para una referencia $\alpha_R=115^\circ$ con $\omega_C/\omega_L=30$	84

Índice de Tablas:

Tabla 1. Relación entre la frecuencia de corte máxima y la de línea para la ganancia de lazo G.H según el número de pulsos y el modelo considerado.....	50
Tabla 2. Comportamiento del sistema para diferentes valores de ángulo de referencia con $p=6$ y $\omega_c/\omega_L=160$	53

Agradecimientos:

A la Educación Pública Argentina, instrumento invaluable de crecimiento y progreso social y en particular a la Universidad Nacional de Mar del Plata.

Al Laboratorio de Instrumentación y Control, espacio fraterno de enriquecimiento profesional, a sus integrantes a través de los años, a Mario Benedetti, su columna fundacional, a Daniel Carrica que me honra con su amistad y a Sebastián por su ayuda.

Al CERN, el Centro Europeo de Física de Partículas, una utopía tangible de post-guerra, por proponerme la aventura de pensar ingeniería con amplitud infinita.

Al Departamento de Electrónica y Computación, fuente de motivación y estímulo para la concreción de este trabajo.

Resumen

Este trabajo de Tesis tiene por objeto caracterizar el comportamiento temporal de convertidores AC/DC conmutados por línea (LCC) mediante la aplicación de una herramienta matemática propia de sistemas unidimensionales con dinámica no-lineal y aplicar los resultados obtenidos para definir condiciones de estabilidad en sistemas LCC realimentados con control integral. Las motivaciones del presente trabajo son esencialmente dos: a).evaluar la dependencia funcional de la estabilidad con el punto de operación (ángulo de disparo) y b).extender el ancho de banda del lazo de control a efectos de aumentar la velocidad de respuesta.

Para este fin, se evalúan brevemente las limitaciones de uno de los modelos de planta más empleados y se propone luego el uso de mapas unidimensionales como una alternativa analítica para inferir las propiedades de convergencia temporal en las variables del lazo de control.

Teniendo presente la alinealidad estática asociada a la relación entre la tensión de salida del sistema y la variable de control de entrada, se estudian tanto los casos que no incorporan corrección de la misma, como aquellos orientados a linealizar la planta de extremo a extremo.

La formulación algebraica se convalida primeramente con simulación numérica en un entorno NL5 de simulación circuital y finalmente con mediciones sobre un prototipo experimental.

Nomenclatura:

LCC	<i>Line-Commutated Converter (Convertidor conmutado por línea)</i>
\bar{U}_R	<i>Tensión promedio (DC) de salida de un LCC</i>
V	<i>Tensión pico de red de un sistema p-fásico equilibrado</i>
p	<i>Cantidad de fases de un sistema de alimentación de tensión equilibrado</i>
α	<i>Ángulo de disparo o de inicio de conducción de un LCC</i>
LTI	<i>Linear Time-Invariant Systems (Sistemas Lineales Invariantes en Tiempo)</i>
$K_{TH}(\alpha)$	<i>Ganancia de un LCC respecto del ángulo de disparo</i>
ZOH	<i>Sistema de retención de orden cero (Zero-order hold)</i>
CCM	<i>Modo de conducción continua</i>
TGC	<i>Thyristor Gate-Controller (Sistema de Control de Disparo de Tiristores)</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop (Lazo de enganche de fase)</i>
ω_L	<i>Pulsación (frecuencia angular) de red</i>
ω_R	<i>Pulsación (frecuencia angular) de ripple</i>

Capítulo 1: Introducción

El Procesamiento Electrónico de Energía Eléctrica y el tiristor

La calidad de vida de una sociedad moderna se encuentra estrechamente vinculada a la disponibilidad y aprovechamiento de la energía eléctrica. Tanto el crecimiento productivo como el mejoramiento del hábitat implican necesariamente un aumento del consumo eléctrico, de manera que la magnitud de este recurso resulta indisoluble del desarrollo. Los procesos industriales, el transporte, las comunicaciones y la iluminación son ejemplos clave de aplicación de esta forma de energía, abastecidos por instancias de suministro muy diversas tanto por su origen como por sus características, tales como la generación hidroeléctrica, térmica -en cualquiera de sus variantes- (nuclear, geotérmica, fósil), solar fotovoltaica, eólica y mareomotriz, por citar las más relevantes. La necesidad de adecuar las características de la generación eléctrica, en términos de frecuencia, impedancia, potencia, tensión y corriente, con los requerimientos de las demandas, estimuló el desarrollo de estrategias y metodologías orientadas a la transformación eficiente de la energía eléctrica, dando origen a un área específica en la ingeniería, generalmente conocida como *Procesamiento Electrónico de Energía Eléctrica*.

El *Procesamiento Electrónico de Energía Eléctrica* se ocupa del diseño de sistemas de conversión de energía, que operan en base a alteraciones morfológicas de circuitos, utilizando llaves semiconductoras de potencia accionadas según una ley de control. Retrospectivamente, el surgimiento de esta área podría situarse temporalmente en 1901, con la invención de la válvula rectificadora de arco de mercurio que posibilitó la *rectificación* electrónica o conversión CA-CC. Posteriormente, la creación de otros dispositivos valvulares de alta corriente como el *thyatron* (1926) y el *ignitron* (1933), cuya conducción era iniciada por la generación de un plasma localizado en un tercer electrodo, aportaron crucialmente y por primera vez *posibilidades de control*, dando lugar a numerosas aplicaciones fundamentalmente en tracción eléctrica (trenes y subterráneos). Años después, las investigaciones en tecnología de semiconductores que hicieron posible la invención del transistor bipolar de juntura en 1948, produjeron secundariamente un dispositivo biestable de cuatro capas publicado por W. Shockley en 1950 y modelado posteriormente por J. Ebers en 1952 (Figura 1) [(J.J.Ebers, 1952)], cuya conducción era inducida por mecanismos de avalancha.

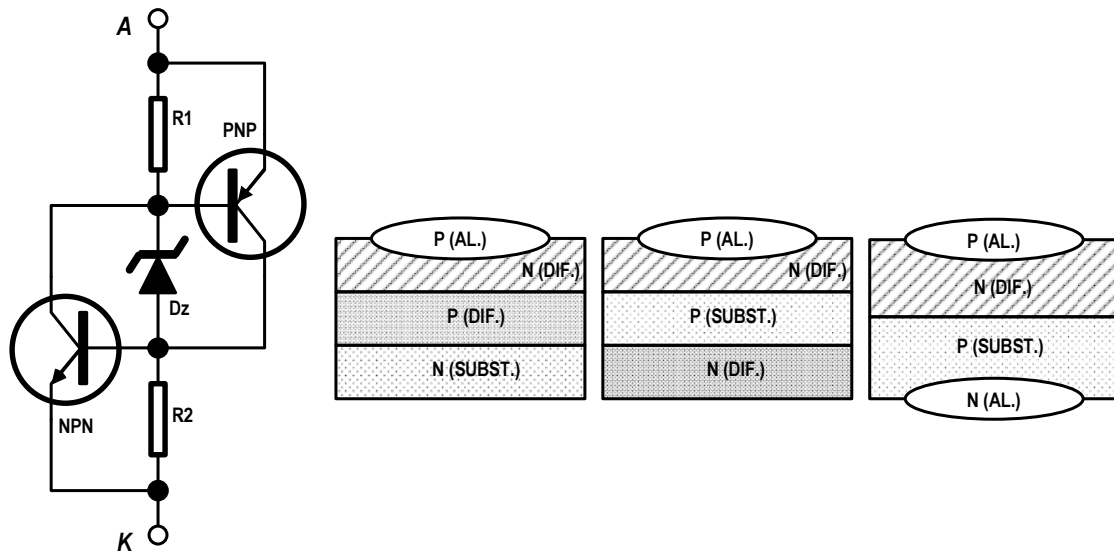


Figura 1 Modelo circuital del interruptor p-n-p-n [1] (izq.) correspondiente al modelo metalúrgico de fabricación (tres variantes) (der.). DZ representa el fenómeno de avalancha de las junturas p-n en inversa

Este dispositivo, a diferencia del transistor bipolar diseñado para amplificación de corrientes débiles, fue construido inestable y con realimentación positiva precisamente para operar como interruptor, evitando intencionalmente la operación lineal. Paradójicamente, fue proyectado inicialmente para aplicaciones en telefonía, con el fin de sustituir los costosos relays propensos a fallas en las centrales de comunicación de Bell Telephone, Co.. Sin embargo, R.A.York (General Electric) comprendió las posibilidades del agregado de un tercer electrodo (gate) para la inyección de portadores, iniciando la conducción del dispositivo a tensiones menores a la de avalancha y creando un equivalente al thyatron pero en estado sólido [(Holonyak, 2001)]. El resultado fue el surgimiento comercial del rectificador controlado de silicio (SCR) o tiristor en 1957, un dispositivo con capacidad de conmutar corrientes fuertes, comandado mediante una corriente débil.

Con posterioridad al SCR se crearon otros dispositivos derivados, específicamente para aplicaciones de conmutación basados en inyección regenerativa. Además del TRIAC o thyristor simétrico desarrollado por Aldrich y Holoniak en 1958, la familia del SCR se compone principalmente de: dispositivos con inyección óptica LASCR o LTT (Light Activated SCR o Light Triggered Thyristor), dispositivos con inyección de portadores por campo eléctrico SITH o FCTh (Static Induction Thyristor o Field-Controlled Thyristor) y dispositivos que incluyen una estructura que permite extinguir la corriente de ánodo por comando, GTO (Gate Turn-Off), MCT (MOS-Controlled Thyristor), SGCT (Symmetrical Gate Commutated Turn Off Thyristor), IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor) y el ETO (Emitter Turn-Off Thyristor).

En la actualidad, los tiristores de silicio fabricados para corrientes de moderadas a bajas en obleas menores a 48mm en diámetro, emplean la estructura metalúrgica convencional mostrada en la Figura 2, con un gate (compuerta) que requiere pulsos de corriente con elevada di/dt para producir un encendido apropiado.

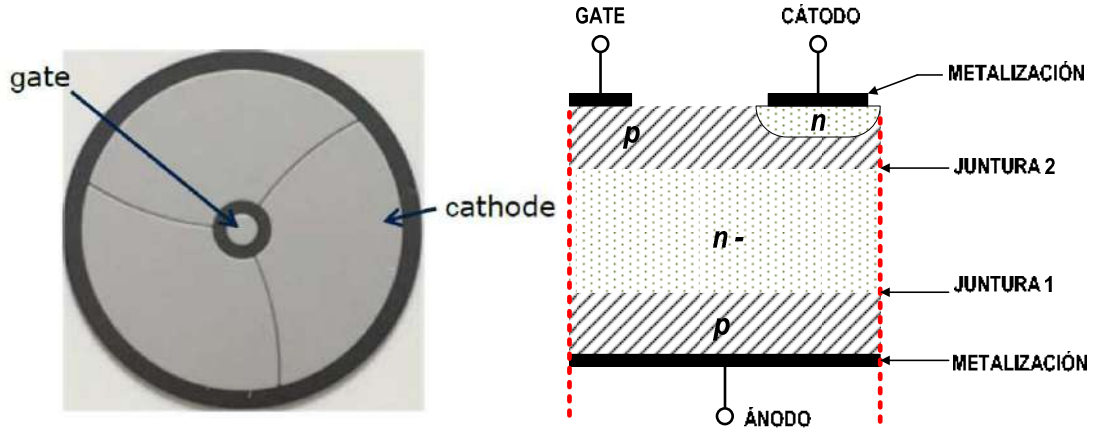


Figura 2. Estructura de fabricación con gate convencional para SCR de <48mm

En los SCR de corrientes elevadas elaborados a partir de wafers de 150mm se integran tiristores auxiliares a la estructura a efectos de reducir los requerimientos de excitación Figura 3 .

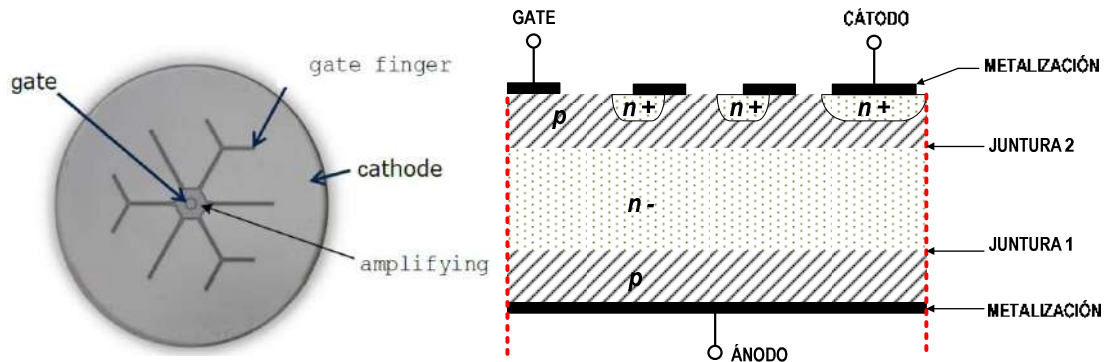


Figura 3 . Estructura física de un SCR con amplificación de gate (2 SCR auxiliares)

Finalmente y en lo referente al encapsulado, los formatos usados en aplicaciones de gran corriente mantienen los tradicionales discos, también denominados hockey-pucks o press-packs (Figura 4).

Aplicaciones actuales de los tiristores

Las aplicaciones actuales más relevantes para los tiristores (SCR) incluyen aquellos sistemas o procesos que controlan grandes potencias, típicamente superiores a 1MVA, en los cuales la elevada confiabilidad constituye una característica absolutamente esencial por las implicancias técnico-económicas resultantes de eventuales fallas.



Figura 4 . Aspecto de un LTT (Light-Triggered Thyristor) comandado por laser (izq.) y de un SCR con disparo eléctrico convencional en encapsulado tipo disco 150mm (der.) (Infineon)

Esta confiabilidad es inherente a la robustez de los SCR y es el resultado de tres de sus características:

- capacidad de operar bajo elevados regímenes de sobrecarga
- reducida caída de tensión en estado de conducción
- ausencia de zona activa lineal (ganancia), por ser un dispositivo biestable (llave).

Con relación a la potencia controlada, el gráfico de la Figura 5 extraído de [(Huang, 2017)] muestra los límites de tensión de avalancha y corriente máxima discriminados por tipo de semiconductor, disponibles comercialmente durante el año 2017.

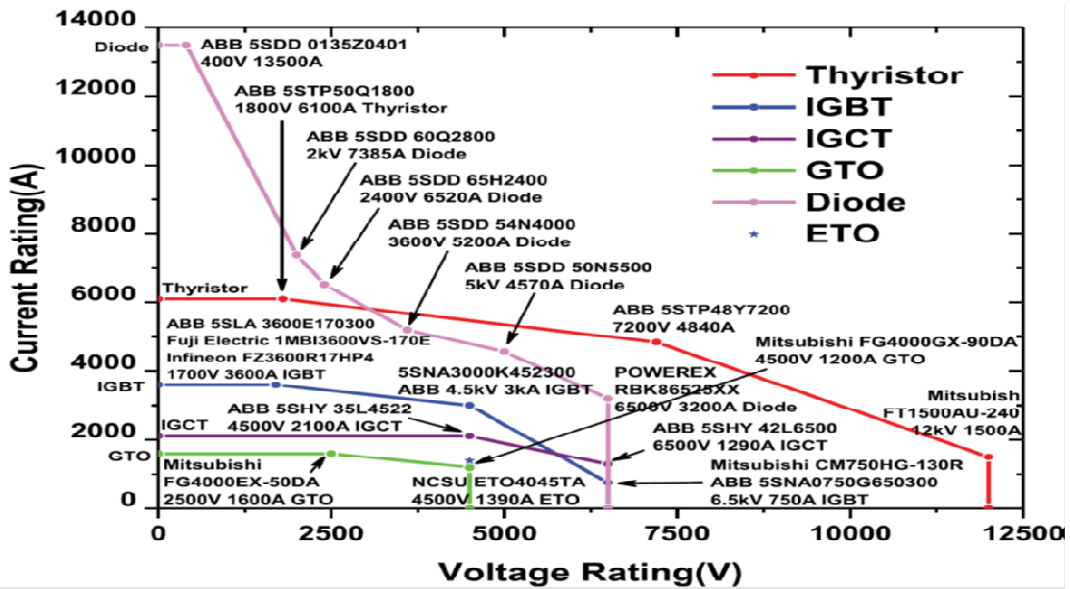


Figura 5 . Espacio tension-corriente de operación para dispositivos de silicio de elevada potencia (2017)

Se observa que para el caso de los tiristores existen dispositivos capaces de conmutar potencias superiores a los 20MVA. En cuanto a la frecuencia de conmutación utilizada en la conversión de potencia, la

Figura 6 en [(Huang, 2017)] discrimina por aplicaciones en términos de potencia vs frecuencia de conmutación para diferentes tecnologías. A la fecha mencionada, el dispositivo SCR con mayor capacidad es un 5STP48Y7200 de la empresa ABB, útil para el control de 4840[A] / 7200[V], es decir, de aproximadamente 34 [MVA].

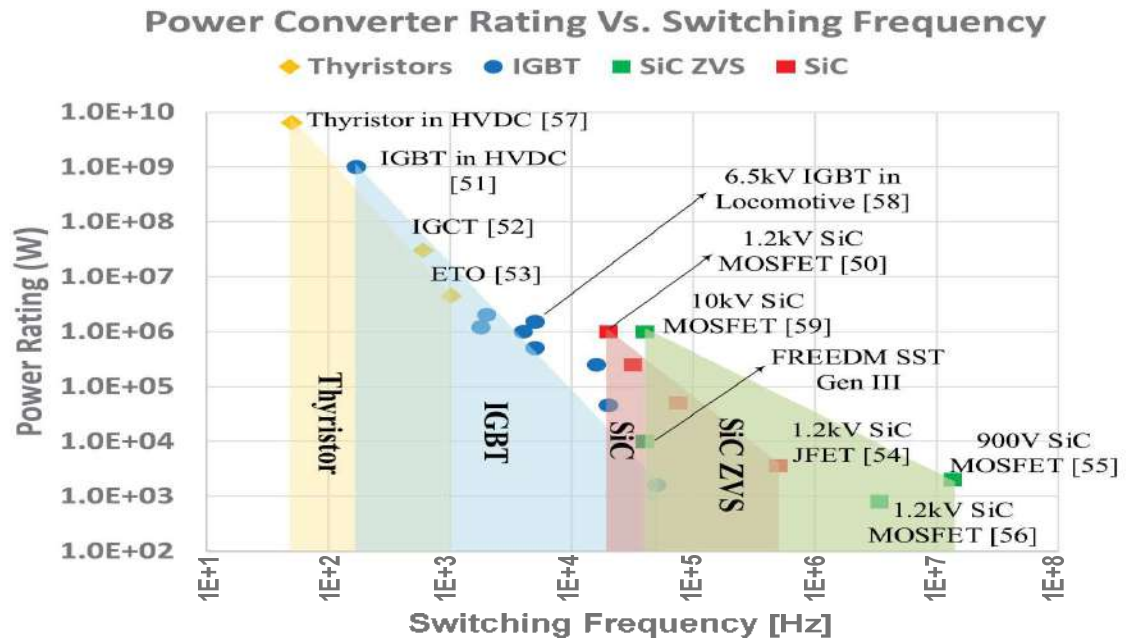


Figura 6 . Frecuencia de conmutación vs. potencia controlada para diferentes tecnologías de semiconductor (2017)

Los convertidores conmutados por línea (LCC) son estructuras de conversión basadas en el uso de tiristores (SCR) en alguna de sus variantes tecnológicas más modernas. Entre los ejemplos de aplicación más relevantes [ver por ejemplo (Arsov & Mircesvki, 2010) , (Hirota & Hiroki, 2011), (Li, Liu, Xiao, & Wang, 2006), (Li, Luo, Rehtanz, Ruberg, & Liu, 2012), (Nomura & Wiik, 2012) (Teshirogi & Nishikata, 2011), (Wang, Xu, Wu, & Luo, 2011), (Wiechmann, Burgos, & Holtz, 2000), (Goldemberg, 2005), (Kolar, 2023), se pueden citar:

- Inyección de corriente en electroimanes de trayectoria en aceleradores de partículas
- Generadores de partículas para tratamiento oncológico
- Instalaciones industriales de refinamiento electrolítico o de electrodeposición de metales
- Instalaciones de transmisión de energía eléctrica en alta tensión en DC (HVDC)
- Redes locales DC de media tensión para propulsión de buques

- Transmisión DC a partir de recursos renovables, típicamente eólicos off-shore
- Accionamientos de grandes motores, típicos en industrias Oil & Gas
- Conversión CC/CC de media tensión para máquinas de tracción en transporte ferroviario
- Cicloconvertidores de elevada potencia para distribución de energía
- Sistemas de transmisión de CA flexibles (FACT's) incluyendo STATCOM's (Static Synchronous Compensator) y SVC's (Static VAR Compensator)

Ilustrando alguna de tales aplicaciones, la Figura 7 muestra el aspecto de estaciones de rectificación a SCR para distribución de energía eléctrica en HVDC (cortesía Siemens / ABB).

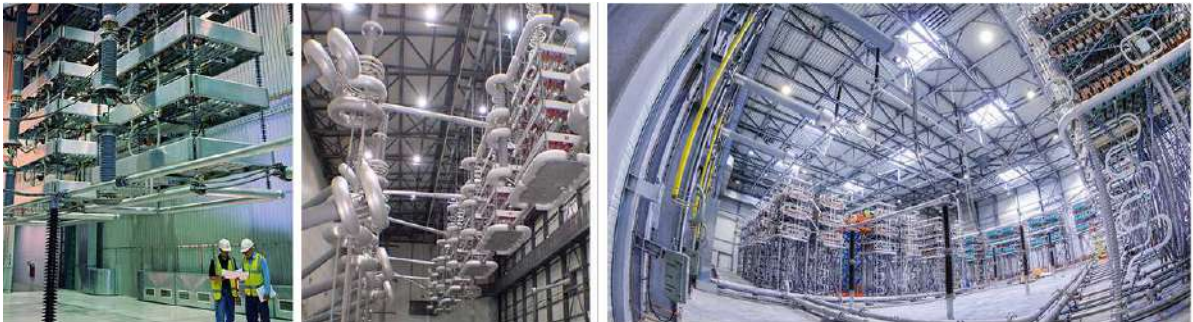


Figura 7 . Imágenes de estaciones de rectificación a SCR para transmisión de energía eléctrica por HVDC

Además de las ventajas de operación en modo aislado ante fallas de distribución, las instalaciones de redes y micro-redes de CC en particular concitan actualmente un gran interés global, con recursos dedicados a investigación, debido a que conllevan menores pérdidas eléctricas, una reducción en la cantidad de etapas de conversión y porque limitan los inconvenientes de la sincronización y de calidad de energía (armónicos) a la etapa de interfaz con la red de distribución AC.

La Figura 8 muestra el aspecto de uno de los cientos de electroimanes empleados para la definición de la trayectoria de partículas en un acelerador de tipo protón-sincrotrón del CERN, accionado por rectificadores a SCR.

En todas las aplicaciones de elevada potencia mencionadas para las que resulta esencial garantizar robustez, alta capacidad de sobrecarga y resiliencia ante fallas por el impacto económico asociado, el SCR se destaca en prestaciones respecto de cualquier otro semiconductor.



Figura 8 . Reacondicionamiento de la cavidad del acelerador SPS (super proton- synchrotron) del CERN en el centro de un electroimán de trayectoria

Objetivos y organización de la Tesis

Los convertidores conmutados por línea (LCC) a SCR son estructuras de conversión de dos cuadrantes en el espacio tensión/corriente, que se utilizan para transferir energía entre un sistema generador de tensión de CA (línea) y un generador de corriente en CC. La mayoría de las aplicaciones se diseñan para operar en el modo de conducción continua (CCM), lo que implica que la corriente entre el puerto de CA y el de CC no se interrumpe durante el funcionamiento. Esta condición de trabajo permite establecer la tensión instantánea en la salida del convertidor como función del conjunto generador y del ángulo de disparo α e independiente de la carga, de manera que el control del flujo de energía entre ambos generadores se produce mediante la variación de este ángulo en sincronismo con la frecuencia de línea.

Los convertidores de potencia basados en LCC operan en condiciones de realimentación de tensión y/o corriente, fundamentalmente para corregir su alinealidad funcional respecto de la variable de comando. El diseño de los sistemas de control asociados se realiza normalmente en el dominio de Laplace y requiere de la definición de la dinámica de la planta bajo el paradigma LTI. En el caso particular de los LCC, la asignación de una función de transferencia recurre a hipótesis simplificadoras que permiten aproximar su comportamiento no lineal y de estructura variable, por medio de un modelo con validez restringida a un entorno del punto de funcionamiento, aludido genéricamente como de “pequeña señal”. Como consecuencia de la simplificación se obtienen modelos de planta conservadores, los que para garantizar estabilidad en todo el espacio de operación tienden a subestimar la respuesta dinámica.

A los efectos de evidenciar las limitaciones que el uso de estos modelos introduce en los sistemas de control con convertidores CA/CC conmutados por línea, este trabajo propone en primer lugar caracterizar su comportamiento en el dominio temporal empleando mapas unidimensionales. Seguidamente, utilizar esta herramienta matemática para inferir las condiciones de estabilidad de plantas LCC realimentadas con control integral. Las motivaciones subyacentes son esencialmente dos: a).evaluar la dependencia funcional de la estabilidad con el punto de operación (ángulo de disparo) y b).extender el ancho de banda del lazo de control a efectos de aumentar la velocidad de respuesta.

Capítulo 2: Caracterización de LCC's (Convertidores Conmutados por Línea) a SCR en modo de Conducción Continua (CCM)

Un LCC, al igual que cualquier sistema eficiente de conversión de energía, es un arreglo circuital cuya topología varía según una magnitud de control. Las alteraciones morfológicas se producen mediante la conexión y desconexión de nodos del circuito de potencia, comandando en una secuencia definida, la conmutación de las llaves que lo componen –SCR en este caso-. Debido a su naturaleza funcional, las transiciones de una configuración circuital a la siguiente en la secuencia se realizan intencionalmente mediante el comando al encendido o “disparo” de los dispositivos. Existiendo variantes de LCC a SCR con diodos de rueda libre u operando en conducción de corriente discontinua, se considerará para el análisis solamente el subconjunto de topologías circuitales con modos de funcionamiento cuyas alteraciones estén unívocamente definidas por eventos de disparo de llaves asociados a la señal de control. Estos se conocen como convertidores de conducción continua (CCM).

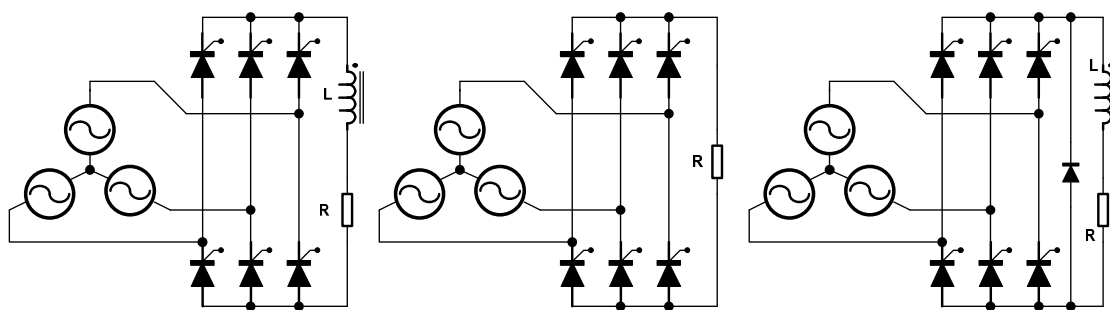


Figura 9: Ejemplos de LCC a SCR. Izquierda: rectificador trifásico con carga L-R. Centro: rectificador con carga resistiva. Derecha: LCC con diodo de rueda libre.

En la Figura 9 se muestran tres ejemplos de LCC a SCR alimentados desde una fuente trifásica y con cargas pasivas. La operación en CCM de cada uno de ellos es posible en tanto pueda garantizarse que la conducción de un SCR se interrumpe únicamente por el disparo del SCR subsiguiente en secuencia. En el caso de la carga LR (izquierda), la condición CCM es viable si la constante de tiempo L/R es significativa respecto del período de red, para casos transitorios, o bien cuando en estado estacionario se opere con $\alpha \leq (\pi/2) - (\pi/p)$ como se podrá inferir más adelante. Para las otras dos situaciones, con carga R (centro) o bien con diodo de rueda libre

(derecha), se obtiene CCM solamente cuando $\alpha \leq (\pi/2) - (\pi/p)$. La caracterización de LCC's que no cumplen CCM, es decir, en conducción discontinua o DCM se analizan por ejemplo en (Maestri, Uicich, & Petrocelli, Method for Discontinuous Current Mode Compensation of Line-Commutated Converters, 2009)

En este capítulo se describe el comportamiento estático y dinámico de los LCC a SCR bajo el paradigma de conducción continua. Inicialmente, se evalúa la relación funcional entre la tensión promedio en el puerto de CC y el ángulo de disparo. Luego, se utiliza el modelo propuesto por (Parrish & McVey, 1967) para la caracterización dinámica de la planta y se analizan sus implicancias desde el punto de vista del control.

Ganancia estática de conversión de un LCC a SCR operando en CCM

En términos generales, un LCC a SCR alimentado desde un sistema de generación P-fásico, equilibrado, con pulsación de línea constante ω_L de tensión alterna (CA) operando en CCM puede representarse como se muestra a continuación:

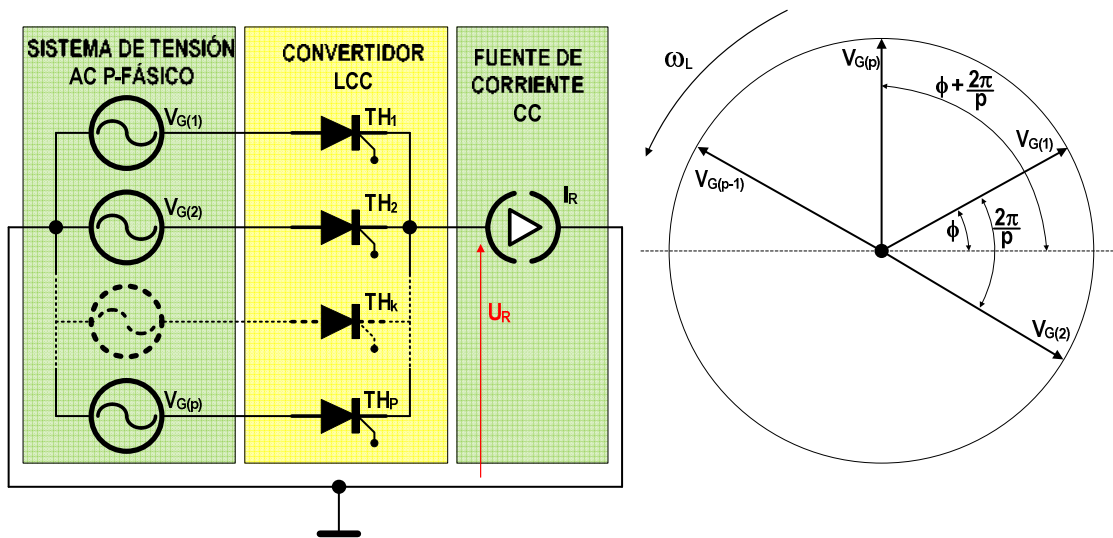


Figura 10: Representación genérica de un sistema de tensiones AC P-Fásico alimentando un LCC en CCM

La Figura 10 presenta al LCC como un sistema de intercambio controlado de energía entre un puerto de tensión CA y un puerto de corriente CC. El puerto de tensión se dice equilibrado cuando el módulo de cada fasor y su separación angular respecto de los adyacentes, es constante e igual a $2\pi/p$ y por ende se verifica que $\sum_{k=1}^p \overline{V_{G(k)}} = \vec{0}$. El diagrama mostrado permite inferir la noción de secuencialidad en la operación del convertidor.

En este convertidor existen p estados o configuraciones circuitales identificados por el único SCR en conducción que conecta al generador de tensión homónimo en su ánodo con el generador de corriente que representa la carga. Cada SCR es comandado al encendido con idéntica secuencia que la de los fasores tensión, mediante la inyección de un impulso de corriente en el gate correspondiente. El apagado del SCR asociado al estado $k-1$ -ésimo ocurre por el encendido del SCR correspondiente al estado k subsiguiente en la secuencia. Para que esto sea posible TH_k debe tener mayor tensión en su ánodo que TH_{k-1} al momento de enviarse el impulso de disparo, es decir, $V_{G(k)} > V_{G(k-1)}$ (como consecuencia de lo cual la corriente de salida I_R se transfiere de TH_{k-1} a TH_k y por tanto TH_{k-1} se apaga. De este modo, en estado estacionario y CCM cada SCR conduce un intervalo angular igual a $2\pi/p$, es decir, igual a la separación angular entre los fasores del generador. Por consistencia en la nomenclatura, se entiende que $V_{G(0)}=V_{G(p)}$.

Siendo $k=1\dots p$, V la amplitud pico del fasor tensión, y ω_L la frecuencia de línea, la tensión asociada al fasor k -ésimo puede expresarse como:

$$V_{G(k)}(\omega_L t) = V \cdot \text{sen}\left(\omega_L t + \phi + \frac{2(k-1)\pi}{p}\right) \quad \text{Ecuación 1}$$

Sistema que puede representarse mediante:

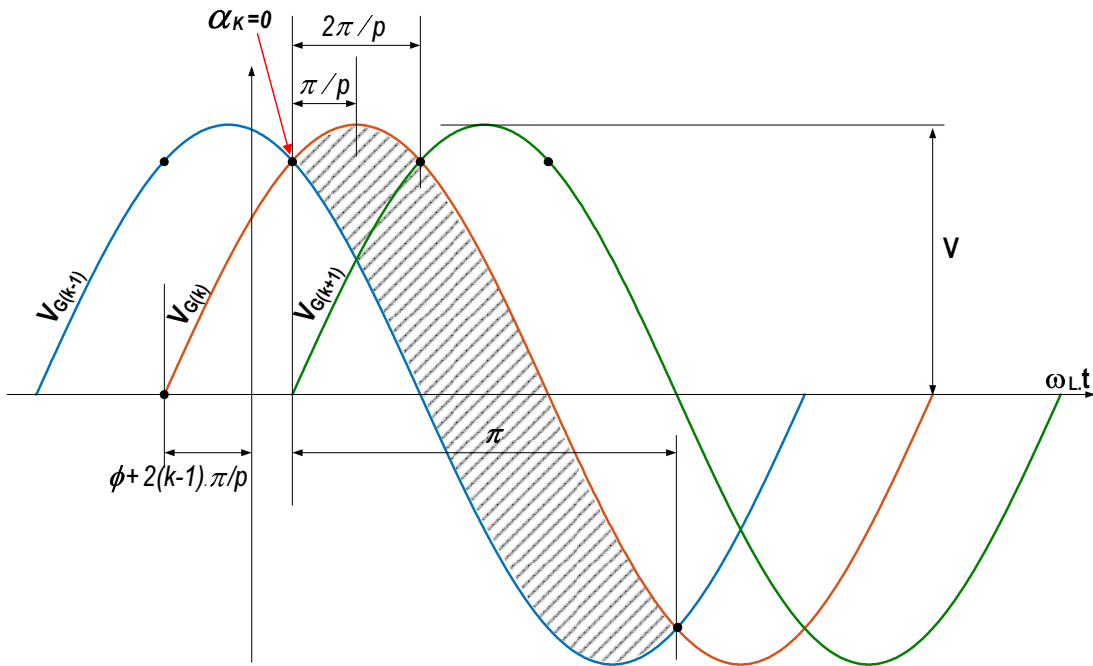


Figura 11. Representación temporal de las tensiones del generador

El área sombreada en Figura 11 indica el intervalo angular en el cual el dispositivo TH_k es susceptible de ser comandado al encendido puesto que se cumple que $V_{G(k)} > V_{G(k-1)}$. En la misma figura puede apreciarse que cuando la tensión instantánea de la fase k -ésima en conducción se

vuelve negativa, es el generador en el puerto de corriente quien sostiene la conducción del SCR ya disparado. Se ubica también el evento angular $\alpha_k=0$ conocido como *instante de conmutación natural*, a partir del cual se mide el ángulo de disparo para el tiristor homólogo. La razón del nombre es porque corresponde al instante en que se tendría conmutación de corriente de un dispositivo al siguiente en secuencia, al reemplazarse los SCR por diodos.

Para un ángulo de disparo fijo α la tensión resultante $U_R(\omega t)$ en el puerto de corriente, es una función de período $2\pi/p$, con una amplitud pico a pico y valor medio que dependen de α como se muestra (sombreado) en la Figura 12.

En estado estacionario y asumiendo que $\alpha = constante$, la tensión promedio de salida puede obtenerse a partir de la integración sobre el intervalo de conducción $2\pi/p$ de cada dispositivo:

$$\overline{U}_R(\alpha) = \frac{p}{2\pi} \int_{\pi/2 - \pi/p + \alpha}^{\pi/2 + \pi/p + \alpha} V \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot d(\omega t) = \frac{p}{\pi} \cdot V \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot \cos(\alpha) \quad \text{Ecuación 2}$$

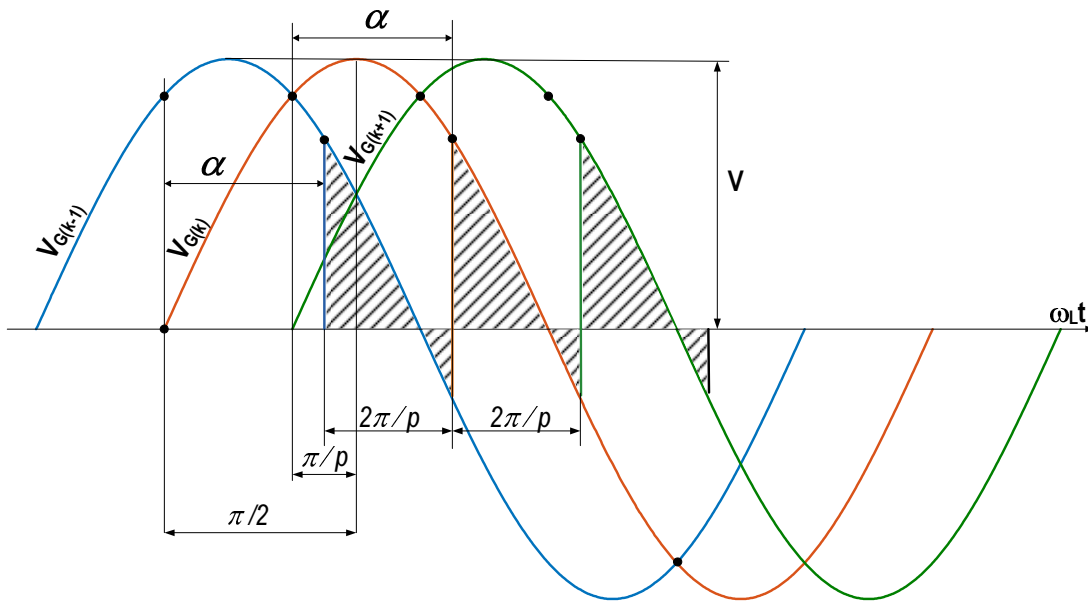


Figura 12. Determinación de la tensión rectificadora promedio

Notando que en general, $\alpha = \alpha(t)$ define la demora angular al encendido de cada SCR respecto del instante de conmutación natural. De la Figura 12 se entiende que el área sombreada representa $U_R(\omega_L t)$, la tensión *instantánea* observada en el puerto de corriente y se desprende observando la forma de onda, que tiene un ripple con pulsación fundamental $p \cdot \omega_L$ y que ésta es en todo instante positiva $U_R(\omega_L t) > 0$ para los casos particulares en que el ángulo de disparo verifique $\alpha < (\pi/2) - (\pi/p)$.

Normalizando:

$$\overline{U_{RN}}(\alpha) = \frac{\overline{U_R}(\alpha)}{V \cdot \frac{p}{\pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right)} = \cos(\alpha)$$

La relación $\overline{U_{RN}}(\alpha)$ adimensional se muestra en la Figura 13.

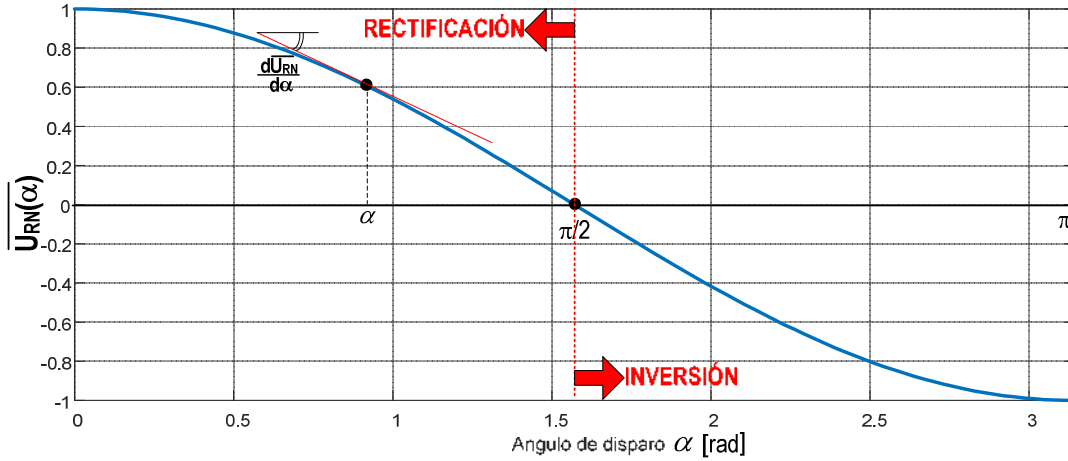


Figura 13. Dependencia funcional de la tensión promedio normalizada de un LCC en el puerto de corriente, con el ángulo de disparo

Ignorando efectos de segundo orden como la conducción simultánea y el tiempo de encendido / apagado de los SCR, se observa que el LCC en CCM se comporta como un generador de tensión variable con $\alpha(t)$, en el cual, para ángulos de disparo $\alpha \leq \pi/2$ la tensión promedio $\overline{U_{RN}}(\alpha) \geq 0$ de modo la potencia fluye desde la red CA hacia el puerto de corriente CC y el LCC opera como *rectificador*. Complementariamente, para ángulos de disparo $\alpha > \pi/2$ la tensión promedio $\overline{U_{RN}}(\alpha) < 0$ y la potencia fluye desde el puerto de corriente DC hacia la red AC y el LCC opera como *inversor*.

A partir de la Figura 13 es posible definir la ganancia estática de pequeña señal entorno de cada punto de operación como:

$$G_{TH}(\alpha) = \frac{d\overline{U_R}(\alpha)}{d\alpha} = V \cdot \frac{p}{\pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot \frac{d\overline{U_{RN}}}{d\alpha} = -V \cdot \frac{p}{\pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot \text{sen}(\alpha)$$

La Ecuación 4 evidencia la alinealidad en la ganancia, con un máximo en $\alpha = \pi/2$ y valor nulo para $\alpha = 0$ y $\alpha = \pi$. Esto tiene un impacto significativo en el control de la planta, puesto que para garantizar estabilidad con compensadores LTI se debe considerar el caso de máxima en $\alpha = \pi/2$ con la consecuente pérdida de performance y ancho de banda para otros puntos de operación con menor ganancia. Particularmente, dado que para $\alpha = 0$ y $\alpha = \pi$ la ganancia de la planta es *nula*, se recurre típicamente a limitar el ángulo de disparo a $0 < \alpha_{MIN} \leq \alpha \leq \alpha_{MAX} < \pi$, lo que conlleva inevitablemente una reducción en el rango de conversión.

Sin perder generalidad, en lo que sigue preferentemente se normalizará la tensión promedio en el puerto de corriente para independizar los resultados de la tensión de red y del número de pulsos por ciclo p .

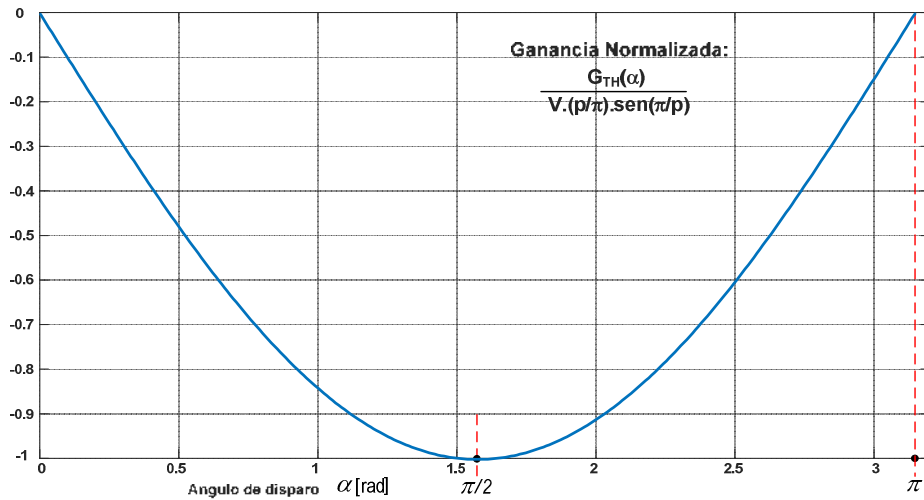


Figura 14. Ganancia normalizada de la planta en función del punto de operación

La Figura 14 muestra la variación de la ganancia estática en pequeña señal con el ángulo de disparo, normalizada respecto de la tensión máxima disponible, notándose el signo negativo a considerar para garantizar estabilidad en el lazo de control.

Regulación del ángulo de disparo

El control de un LCC requiere la generación de impulsos de disparo para cada SCR, en una secuencia definida y con un retraso α respecto de los respectivos puntos de conmutación natural, variable en el rango $0 \leq \alpha \leq \pi$. En adelante, el módulo de hardware empleado para este efecto se denominará TGC. Aspectos constructivos pueden encontrarse por ejemplo en (Benedetti & Uicich, 1999). En términos de diagrama de bloques, el sistema puede concebirse como se muestra:

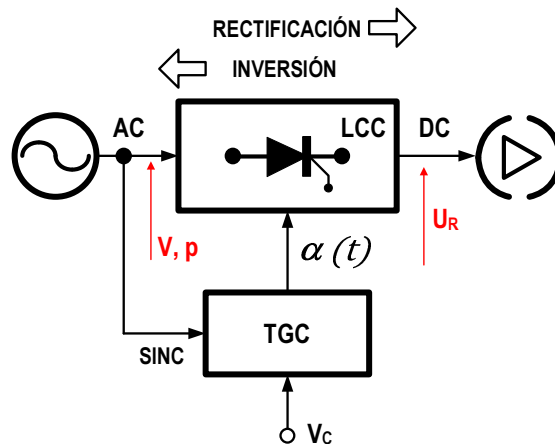


Figura 15. Diagrama de bloque representativo del sistema de conversión con regulador de ángulo de disparo

En la Figura 15 se simboliza la red de CA, que comprende los p -generadores de amplitud V de la Figura 10, el puerto de CC, el LCC y el sistema de disparo TGC que recibe el sincronismo desde la red CA. V_c representa la variable de control que ajusta el ángulo de disparo y por ende la tensión rectificadora U_R . La flechas indican el sentido del flujo estacionario de potencia según el valor de α .

El TGC provee p -eventos de disparo por período de red a los SCR con un ordenamiento secuencial, utilizando típicamente el método de rampa-pedestal mostrado en Figura 16. Este método emplea p -rampas sincrónicas con la red CA, una por cada estado del LCC, cuyo inicio coincide con el punto de conmutación natural correspondiente y con una duración de π radianes. El retardo en el disparo ocurre por comparación con una variable de entrada (pedestal) V_c , obteniéndose una dependencia lineal entre V_c y α . El método es susceptible de ser implementado con hardware analógico o digital. En el último caso, las rampas representarían la evolución de contadores de pulsos y la comparación respecto de V_c que produciría los impulsos de disparo, sería también digital.

El sincronismo necesario para la generación de las rampas de comparación normalmente recurre al uso de un PLL u otros métodos de sincronismo más avanzados. (Véase por ejemplo (Uicich, Benedetti, & Rovira, A Novel Synchronism Method for Thyristor Power Converters Using the Space Vector Approach, 2006).

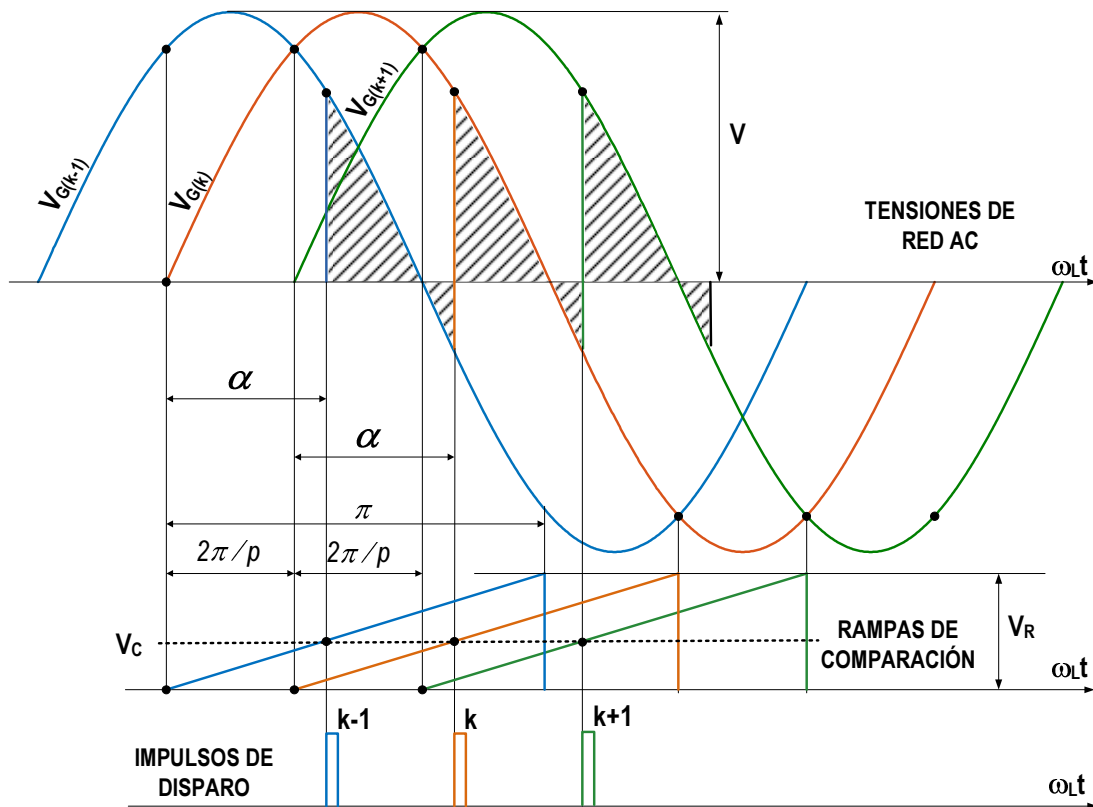


Figura 16. Método de rampa y pedestal para la generación del ángulo de disparo

El bloque de regulación de ángulo de disparo (TGC) introduce un factor de ganancia constante G_{TGC} que depende de la amplitud de la rampa de comparación. Dado que la duración angular de la rampa equivale a π [rad]:

$$G_{TGC} = \frac{d\alpha}{dV_c} = cte = \frac{\pi[\text{rad}]}{V_R[V]} \quad \text{Ecuación 5}$$

Si la amplitud de la rampa es de π [V], la ganancia del TGC es constante y unitaria, de valor $|TGC| = 1[\frac{\text{rad}}{V}]$. Con esta estrategia lineal de generación del ángulo de retraso para los impulsos de disparo respecto del punto de conmutación natural, se observa que para tensión de control $V_c = 0$ [V] la tensión de salida del LCC es máxima. El impacto en un diagrama de bloques para el modelo de control es la introducción de un offset, que no altera el comportamiento dinámico en sistemas realimentados con controlador integral, como se verá posteriormente.

Linealización de la dependencia funcional de la tensión rectificada con el ángulo de disparo

La Figura 14 que muestra la ganancia incremental del LCC en función del punto de operación, pone de manifiesto además de la inversión de signo, insensibilidad del convertidor respecto de la variable de control en los extremos del rango y falta de linealidad. Si se establece como objetivo la linealización completa de la característica $\overline{U}_R(\alpha)$ de la Figura 13, de modo que resulte una ganancia estática constante en todo el dominio, se requiere definir e incorporar en el control del disparo, una transformación no lineal $\alpha \rightarrow \alpha^*$, es decir $\alpha^* = F(\alpha)$, con $\alpha \in R$ y dominio $0 \leq \alpha \leq \pi$. Para este propósito, asumiendo el mismo intervalo en la variable de control $0 \leq \alpha \leq \pi$ y considerando la Ecuación 3, la relación funcional para la tensión rectificada normalizada y linealizada $\overline{U}_{RNL}(\alpha)$ buscada, puede escribirse como:

$$\overline{U}_{RNL}(\alpha) = \frac{\overline{U}_R(\alpha^*)}{V \cdot \frac{p}{\pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{P}\right)} = 1 - \frac{2\alpha}{\pi} \quad \text{Ecuación 6}$$

Como consecuencia de la aplicación de la Ecuación 6, el módulo de la *ganancia normalizada máxima* de la planta se reduce de la unidad, a un valor ligeramente menor pero *constante* de $2/\pi$ en todo el dominio, perfectamente tratable mediante un ajuste en el compensador del sistema. La Figura 17 representa en trazo celeste la relación tensión de salida normalizada en el puerto de corriente vs. ángulo de disparo del LCC original, en tanto que en trazo verde la misma característica luego de la linealización que establece la Ecuación 6, la que presenta pendiente –y por ende– ganancia constante como se propuso, en todo el rango $0 \leq \alpha \leq \pi$.

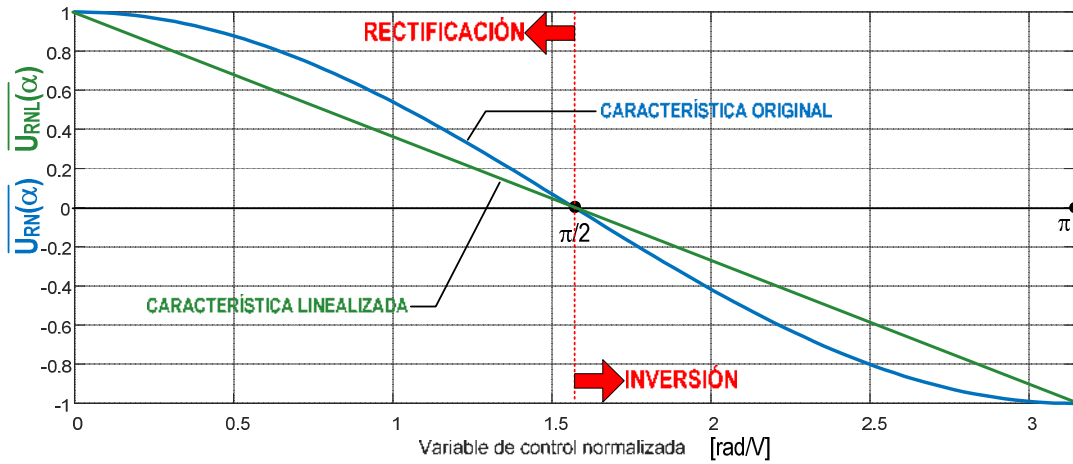


Figura 17. Relación funcional de la tensión rectificadora normalizada y linealizada en función del ángulo de disparo

La corrección de alinealidad típicamente se implementa en el TGC por medio de uno de los siguientes mecanismos: a).reemplazando las rampas de comparación en Figura 16 por funciones coseno, sincrónicas con la red, o bien b).en sistemas digitales, por la incorporación de una tabla de corrección (LUT). De entre ambas, la LUT produce resultados de mayor precisión con menor complejidad.

La Figura 18 ilustra una posible modificación del sistema de disparo original con rampas (TGC) por otro *linealizante* (TGC_L), que incorpora una función $\alpha^* = F(\alpha)$ a definir en lo que sigue.

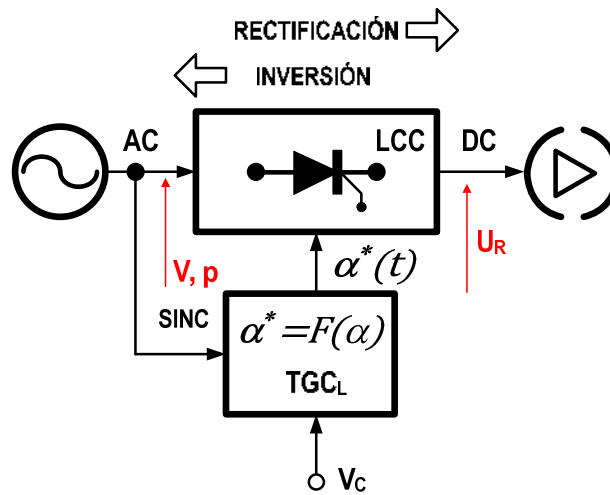


Figura 18. Estrategia conceptual de corrección de alinealidad

Llamando α^* al ángulo de disparo efectivo luego de la linealización, de la Ecuación 3 y por igualación con la Ecuación 6 se deduce la función linealizante buscada:

$$\alpha^* = F(\alpha) = \arccos\left(1 - \frac{2\alpha}{\pi}\right)$$

Ecuación 7

La Ecuación 7 es la función $\alpha^* = F(\alpha)$ generatriz de la tabla de correspondencia (LUT) para la corrección de la alinealidad estática del LCC, la que se representa en la Figura 19:

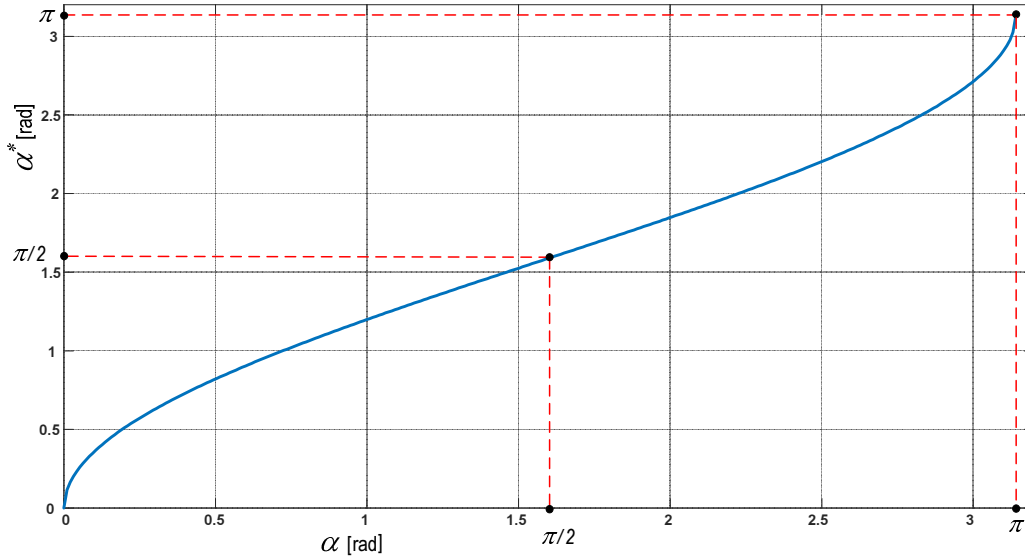


Figura 19. Función de linealización del ángulo de disparo $\alpha^*=F(\alpha)$

Manteniendo el método rampa-pedestal para la generación de retardos con el agregado de la LUT de corrección, sustituyendo α en la Ecuación 7 la ganancia equivalente del TGC_L deviene ahora variable a fin de corregir la alinealidad del LCC:

$$\alpha^* = F(\alpha) = \arccos\left(1 - 2\frac{V_C}{V_R}\right) \quad \text{Ecuación 8}$$

$$G_{TGCL}(\alpha) = \frac{d\alpha^*}{dV_C} = \frac{1}{\sqrt{V_C \cdot V_R - V_C^2}} \quad \text{Ecuación 9}$$

Notándose que la ganancia de linealización diverge para $V_C = 0 \wedge V_C = V_R \equiv \pi$ como es de esperar para compensar la característica estática del LCC en los extremos del rango del ángulo de disparo.

Comportamiento dinámico de un LCC en CCM

En un convertidor estático CC/CC convencional, con semiconductores operando como llaves de tres cuadrantes, los cambios de estado topológicos se producen mediante el control de encendido y apagado de los mismos. En consecuencia, considerados como sistemas dinámicos, su velocidad de respuesta puede acomodarse con bastante libertad, dentro de los límites que impone la tecnología. Por el contrario, la respuesta temporal de un LCC en CCM está ligada a la frecuencia de red CA, al número de pulsos p y fundamentalmente, al comportamiento intrínseco de los SCR. La particularidad de estos dispositivos reside en que pueden comandarse *únicamente* al encendido en el intervalo angular en que la tensión de ánodo es superior a la del cátodo, en tanto que el

apagado se produce en el instante en que la corriente de ánodo se extingue, como consecuencia del disparo de otro SCR.

Para ilustrar las limitaciones dinámicas asociadas al LCC, la Figura 20 muestra formas de onda obtenidas por simulación en un sistema cuasi-ideal con $p=3$, cuando el ángulo de disparo se varía en forma de escalón.

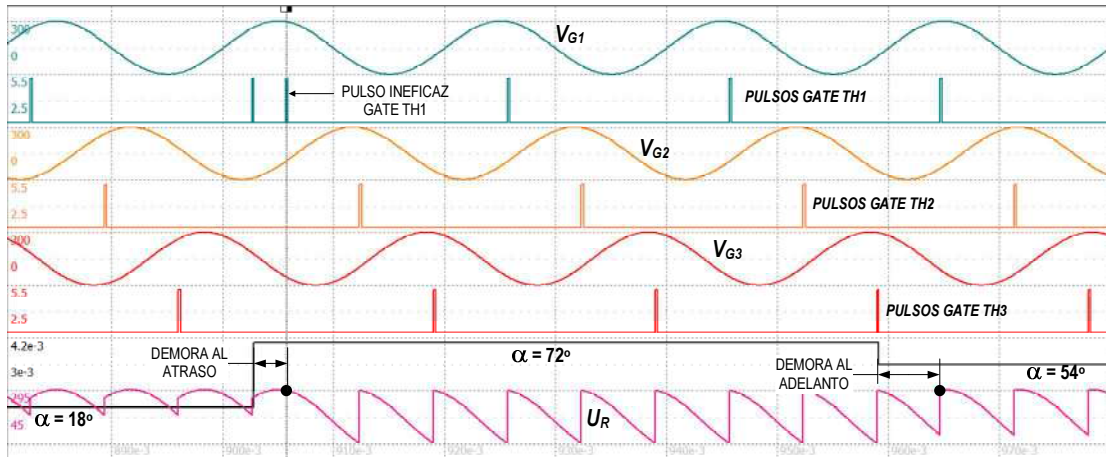


Figura 20. Formas de onda para un sistema de tres fases en CCM en respuesta a un cambio de ángulo de disparo en forma de escalón

En la primera transición $\alpha = 18^\circ \rightarrow 72^\circ$ se observa que el tiristor TH1 se encontraba ya en conducción cuando se envía un nuevo disparo al mismo dispositivo retrasado respecto del anterior, lo que evidentemente no produce ningún cambio de estado en ese instante. La respuesta en la tensión rectificada se manifiesta ante el disparo de TH2. Para esta situación puede notarse que la señal $U_R(t)$ no evidencia alteración alguna durante un intervalo angular $2\pi/p$ posterior al evento, comportamiento que puede modelarse en la dinámica de $\overline{U}_R(t)$ como un retardo de igual duración. Complementariamente, para la segunda transición $\alpha = 72^\circ \rightarrow 54^\circ$ intencionalmente ubicada inmediatamente posterior a un disparo -TH3 en este caso- se evidencia una demora diferente (menor) y que depende de la magnitud del escalón en α puesto que TH1 inicia efectivamente su conducción con un adelanto angular. Por ende, el retardo equivalente en $U_R(t)$ resulta inferior a $2\pi/p$ y dependiente de la magnitud de tal perturbación. La situación podría ser eventualmente favorable en el sentido de producirse un retardo nulo, en caso en que la magnitud del valor final del escalón de α coincidiera en el momento de la transición, con el instante deseado de disparo del SCR correspondiente en la secuencia. Del ejemplo se observa que el retardo obtenido en la respuesta del sistema es variable, dependiendo de la *amplitud y del signo* de la perturbación del ángulo de disparo, tanto como de su sincronismo con la fase de la red.

Otras causas de alinealidad dinámica, tales como el tiempo de encendido de los SCR o el de solapamiento entre estados de conducción, se consideran de segundo orden para el presente análisis y no serán tenidos en cuenta.

Modelo de Parrish-Mc Vey

La conveniencia en la definición de un modelo dinámico que caracterice al LCC mediante la asignación de una función de transferencia, reside en que permite utilizar las herramientas tradicionales de análisis y diseño de sistemas de control lineales, tales como diagramas de Bode y de Nyquist. La Figura 21 a continuación, que considera al TGC como un bloque de ganancia constante y que eventualmente podría incluir el proceso de linealización, referencia las variables a considerar en lo sucesivo para la construcción de diagramas de bloque:

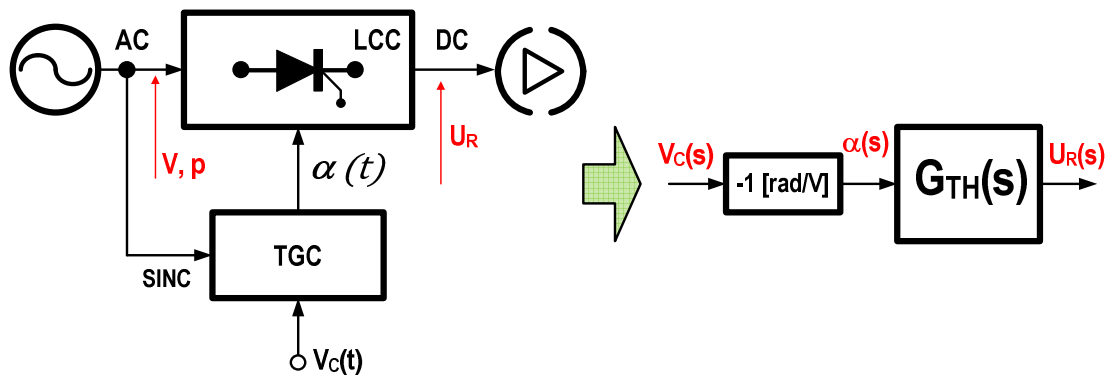


Figura 21. Caracterización de la planta mediante un modelo dinámico en el plano transformado

Los modelos dinámicos para el control de LCC's se han basado típicamente en versiones lineales, válidas bajo el paradigma de pequeña señal y definidos preferentemente en el dominio de la frecuencia, estableciendo un compromiso entre simplicidad y exactitud. Aunque originalmente fuera planteado para sistemas con $p = 2$, posiblemente el modelo más extensamente empleado consiste en una ganancia constante y un retardo de medio período de ripple, propuesto por (Parrish & McVey, 1967) en base a las similitudes con el comportamiento de un retenedor de orden cero (ZOH).

El modelo se sustenta en lo siguiente:

a). validez en pequeña señal, es decir, para variaciones de α restringidas a un entorno del punto de operación;

b). el comportamiento intrínseco del SCR, que impacta en la dinámica del LCC por cuanto los cambios de estado se producen solo con el encendido de aquellos dispositivos en condiciones de conducir, lo que a su vez está ligado al sincronismo con la red.

Bajo este paradigma la transferencia de pequeña señal de la planta se puede representar mediante:

$$\frac{\overline{U}_R(s)}{V_C} = V \cdot \frac{P}{\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot (-\operatorname{sen}(\alpha_{OP})) \cdot K_{TGC} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{s \cdot 2 \cdot \pi}{\omega_R}}}{\frac{s \cdot 2 \cdot \pi}{\omega_R}} = K_{TGC} \cdot G_{TH}(s) \quad \text{Ecuación 10}$$

para el caso en que el sistema no tenga corrección de alinealidad, una función del ángulo de operación α_{OP} , o bien:

$$\frac{\overline{U}_R(s)}{V_C} = V \cdot \frac{P}{\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot \left(-\frac{2}{\pi}\right) \cdot K_{TGCL} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{s \cdot 2 \cdot \pi}{\omega_R}}}{\frac{s \cdot 2 \cdot \pi}{\omega_R}} = K_{TGCL} \cdot G_{THL}(s) \quad \text{Ecuación 11}$$

resultando independiente del punto de operación, para el caso en que el sistema incorpore la corrección de alinealidad, siendo: $\omega_R = p \cdot \omega_L$, con p =número de pulsos, $\frac{2 \cdot \pi}{\omega_R} = T_R$, el período del ripple expresado en [s] y ω_L la pulsación de red indicada en [rad/s] y K_{TGC} y K_{TGCL} constantes de ganancia de sendos TGC en [rad/V].

En lo que sigue, se reemplazará:

$$G_O(\alpha_{OP}) = V \cdot \frac{P}{\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot (-\operatorname{sen}(\alpha_{OP})) \quad \text{Ecuación 12}$$

$$G_{OL} = V \cdot \frac{P}{\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot \left(-\frac{2}{\pi}\right) \quad \text{Ecuación 13}$$

Operando con la Ecuación 10 se tiene para el caso en que el sistema no corrija alinealidad:

$$\left| G_{TH}(s = j\omega) \right| = G_O(\alpha_{OP}) \cdot K_{TGC} \cdot \left| \frac{1 - e^{-\frac{\omega \cdot 2 \cdot \pi}{\omega_R}}}{\frac{\omega \cdot 2 \cdot \pi}{\omega_R}} \right| = G_O(\alpha_{OP}) \cdot K_{TGC} \cdot \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi \cdot \omega}{\omega_R}\right) \quad \text{Ecuación 14}$$

$$\operatorname{Arg}\{G_{TH}(s = j\omega)\} = -\frac{\pi \cdot \omega}{\omega_R} \quad \text{Ecuación 15}$$

En tanto que si el sistema incluye la corrección de alinealidad:

$$\left| G_{TH}(s = j\omega) \right| = G_{OL} \cdot K_{TGCL} \cdot \left| \frac{1 - e^{-\frac{\omega \cdot 2 \cdot \pi}{\omega_R}}}{\frac{\omega \cdot 2 \cdot \pi}{\omega_R}} \right| = G_{OL} \cdot K_{TGCL} \cdot \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi \cdot \omega}{\omega_R}\right) \quad \text{Ecuación 16}$$

$$\operatorname{Arg}\{G_{TH}(s = j\omega)\} = -\frac{\pi \cdot \omega}{\omega_R} \quad \text{Ecuación 17}$$

Es decir, el módulo asociado a la aproximación de Ecuación 10 resulta una función $\operatorname{sinc}(\omega/\omega_R)$ mientras que su argumento varía linealmente como en el caso de un retardo puro, como se representa en Figura 22. Notar en la misma la escala lineal normalizada a la pulsación de ripple $\omega_R = p \cdot \omega_L = p \cdot 2\pi \cdot f_L$, donde f_L es la frecuencia de red (50 ó 60 [Hz] según sea el caso). Del

modelo se desprende que la ganancia de la planta es *nula* para $\omega = \omega_R$ lo que luce cualitativamente consistente, en caso de perturbar al sistema con variaciones del ángulo de disparo equiespaciadas en $2\pi/p$ [rad] y en sincronismo con la red.

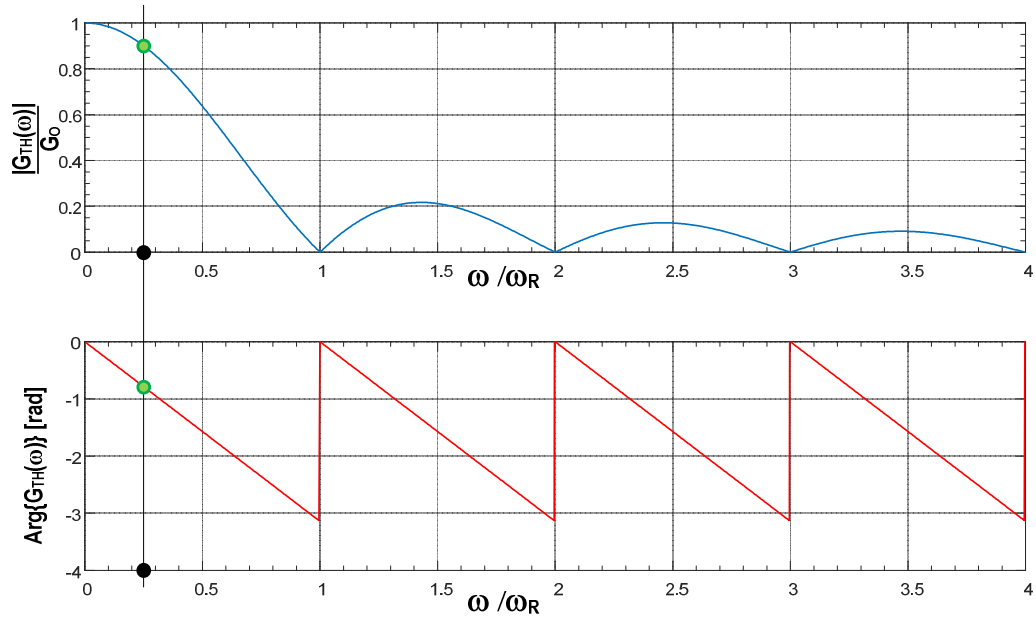


Figura 22. Representación del modelo aproximado lineal para $G_{TH}(s)$.

Notando que:

$$|G_{TH}(s = j\omega)| = G_0(\alpha_{OP}) \cdot \text{sinc}\left(\frac{\pi \cdot \omega}{\omega_R}\right) \leq V_{O_{MAX}} \cdot \left(\frac{\pi \cdot \omega}{\omega_R}\right)^{-1} \quad \text{Ecuación 18}$$

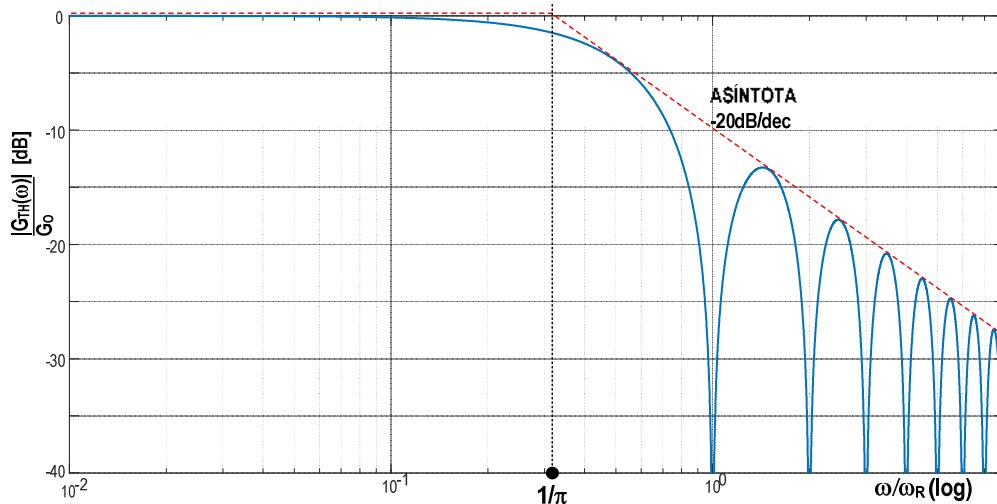


Figura 23. Representación del módulo normalizado del modelo aproximado lineal para $G_{TH}(s)$.

que con una representación logarítmica, conveniente para la construcción de un diagrama de Bode, la ganancia $|G_{TH}(\omega)|$ presenta una asíntota que decae a 20dB/dec como se muestra en la Figura 23

Si a priori se restringe el uso de este modelo para $\omega/\omega_R < 1/4$ por motivos que se indicarán a continuación, se puede notar que la ganancia es prácticamente constante en función de la frecuencia, de valor $K_{TH} = K_{TH}(\alpha_{OP})$ con una magnitud que depende del punto de operación para el caso de no incluirse la corrección de alinealidad, o bien $K_{THL} = constante$ en caso contrario.

Aplicando este modelo de planta en la construcción de un sistema de control de tensión genérico y con compensación integral y realimentación H constante como se muestra:

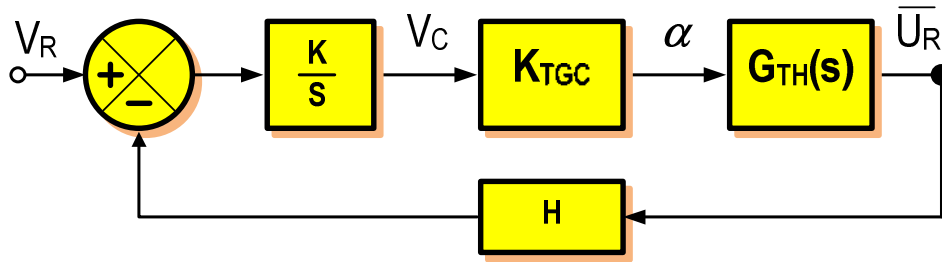


Figura 24. Diagrama de bloques de un LCC con control integral

la ganancia de lazo deviene:

$$G.H(s, \alpha_{OP}) = \frac{K}{S} \cdot H \cdot K_{TGC} \cdot G_O(\alpha_{OP}) \cdot \frac{1 - e^{-\frac{s \cdot 2 \cdot \pi}{\omega_R}}}{\frac{s \cdot 2 \cdot \pi}{\omega_R}} \quad \text{Ecuación 19}$$

notando que la rotación de fase es monótonamente decreciente de manera que el peor caso de estabilidad se presenta cuando la ganancia $G_O(\alpha_{OP})$ es máxima, lo que ocurre para $\alpha_{OP} = \pi/2$ en el caso de TGC's sin corrección de alinealidad.

Bajo estas suposiciones y proponiendo un margen de fase m_φ , todos los LCC con controlador integral y realimentación constante H , exhiben una característica de ganancia de lazo GH como la mostrada en Figura 25.

En lo subsiguiente se considerará:

ω_C , tal que $|G.H(\omega_C)| = 1$, pulsación (frecuencia angular) de corte del lazo.

La situación de Figura 25 propone un margen de fase $m\varphi \approx \pi/4$, obtenido con un aporte de $-\pi/2[\text{rad}]$ provenientes del integrador y $-\pi/4[\text{rad}]$ del modelo de planta elegido, a una frecuencia $\frac{\omega}{\omega_R} = 1/4$, lo que establece para el controlador de ganancia K la condición:

$$K \cdot G_{O(MAX)} \cdot H \cdot K_{TGC} = \frac{\omega_R}{4} = \frac{p \cdot \omega_L}{4} = \omega_C \quad \text{Ecuación 20}$$

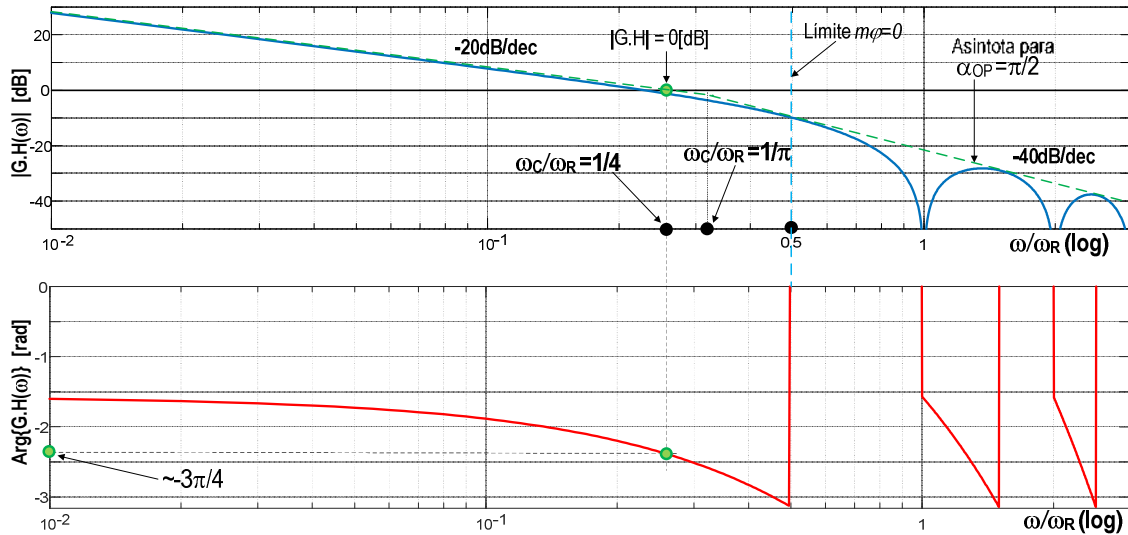


Figura 25. Diagrama de Bode de la ganancia de lazo para un LCC con control integral, en condiciones de compensación para $m\varphi \sim \pi/4$

Para los casos en que no se incorpora corrección de alinealidad, la ganancia no es constante y se maximiza para $\alpha = \pi/2$. Por tanto, cuando $\alpha_{OP} \neq \pi/2$ la ganancia decae, el margen de fase aumenta y el ancho de banda se reduce, con la consiguiente pérdida de velocidad de respuesta y de rechazo a perturbaciones (Maestri S. , Benedetti, Uicich, & Funes, 2007)

Si se define como ancho de banda del sistema ω_C , tal que $|G.H(\omega_C)| = 1$, para un margen de fase establecido $m\varphi = \pi/4$ se tiene la situación expresada por la Ecuación 20.

Como ejemplo, si $p=6$ a frecuencia de línea 50Hz, el ancho de banda del sistema resulta 75Hz ($\frac{\omega_C}{\omega_L} = 1.5$)

Según este modelo el margen de fase se aproxima a cero, es decir, el sistema se vuelve inestable cuando $\frac{\omega_C}{\omega_R} = \frac{1}{2}$ una octava por encima de la frecuencia de corte. En estas condiciones de compensación el margen de ganancia ronda los 10dB, no quedando alternativas para mejoras. Sin embargo, en la práctica se observa que para un moderado incremento en la ganancia de lazo tal que $\frac{\omega_C}{\omega_R} > \frac{1}{2}$ el sistema permanece estable o bien produce oscilaciones subarmónicas para

intervalos definidos de α , lo que siendo de interés por su impacto en el ancho de banda, no es representable con un único modelo lineal.

Precisamente por tratarse de un modelo lineal, no permite definir las condiciones de existencia de fenómenos alineales en lazo cerrado tales como las oscilaciones subarmónicas reportadas en (Fallside & Farmer, 1967). Para mitigar estas limitaciones han sido propuestos otros modelos, algunos basados en función descriptiva y otros analizando la planta como un sistema de tiempo discreto (Hazell & Flower, 1970). En ambos casos la estabilidad se evaluó en el dominio frecuencial con las herramientas que le son propias (Diagrama de Nyquist, Diagrama de Bode). Sin embargo, ninguno de los modelos citados describe el comportamiento en el entorno del límite de estabilidad definido por (Parrish & McVey, 1967), ni la naturaleza de la dinámica obtenida cuando se excede la ganancia asociada a este límite.

En general, los convertidores de potencia -incluyendo los LCC- son sistemas de estructura variable y por lo tanto presentan un comportamiento alineal. Estos sistemas y particularmente los casos de conversión DC/DC han sido descritos extensamente ((Bao, Zhou, Xu, & Liu, 2011); (Fang, 2011); (Su & Strunz, 2011); (Maity & Suraj, 2012)) encontrándose dinámicas con bifurcaciones y rutas caóticas. Para el caso de los LCC hay evidencias de que la transición a la inestabilidad ocurre mediante un mecanismo de bifurcaciones u oscilación subarmónica. Teniendo presente que los LCC no han sido estudiados hasta el momento con las herramientas de análisis de sistemas dinámicos no lineales en el dominio temporal, este trabajo pretende analizar las condiciones de existencia de bifurcaciones, su posible dependencia con el punto de operación en términos de ángulo de disparo, tanto para los casos que no poseen corrección de alinealidad como para los que si la incluyen, explorando luego la posibilidad de definir estrategias de compensación que redunden en mayor ancho de banda y mayor velocidad de respuesta. El desarrollo propuesto parte de definir al LCC como una máquina de estados con un tiempo de transición asociado, funcionando en lazo cerrado con un compensador integral, para luego aplicar estrategias de análisis alineal. La elección particular del tipo de compensador en cierto grado limita la generalidad del análisis, pero sin embargo representa la gran mayoría de las estrategias de control utilizadas en la industria, en razón de su simplicidad y de la cancelación del error en régimen permanente para sistemas reguladores.

Capítulo 3: Modelado dinámico de LCC's en lazo cerrado mediante mapas unidimensionales

Como se enunció anteriormente, los LCC son sistemas alineales, particularmente de estructura variable, que conmutan desde una configuración topológica dada a la siguiente en una secuencia definida, en instantes que dependen esencialmente de: a)-la variable de control del ángulo de disparo $\alpha(t)$ y b)-las restricciones inherentes del circuito. Esto último implica la imposibilidad de encender un SCR con tensión inversa o de apagarlo usando la señal de comando. En cierto sentido los LCC se comportan inherentemente como sistemas de tiempo discreto debido a la naturaleza propia del funcionamiento de los SCR. Es decir, una vez que un conjunto de llaves ha sido disparado, éstas no pueden ser apagadas por acción del controlador y por tanto la actualización en la magnitud controlada se produce luego de que el sistema de tensiones de entrada de red habilita el disparo del conjunto subsiguiente en la secuencia.

En este trabajo se propone analizar la evolución temporal del ángulo de disparo $\alpha(t)$ como indicador representativo de la dinámica del sistema en estado estacionario y para referencia constante $v_R(t) = V_R \cdot u(t)$. El análisis se enfocará en la evaluación de los valores resultantes en cada instante discreto de disparo α_n y en la relación de recurrencia no lineal existente entre el n -ésimo valor de ángulo de disparo α_n y el subsiguiente α_{n+1} de la secuencia. Así, la dinámica del convertidor se considerará que se encuentra en estado estacionario (SS) cuando se alcance un valor de ángulo de disparo constante α_R tal que $\alpha_{n+1} = \alpha_n = \alpha_R$.

Dado que en este análisis se utilizarán los mapas unidimensionales como herramienta, se considera pertinente presentar en este punto una explicación introductoria basada en (Strogatz, 1994).

Mapas unidimensionales

Los mapas unidimensionales, que se atribuyen al matemático Jules Henri Poincaré, son gráficos que permiten analizar mediante un recurso geométrico, las soluciones de problemas de punto fijo del tipo $x = f(x)$, donde $f: \mathbb{R}^1 \rightarrow \mathbb{R}^1$ es una función continuamente derivable. Dado un valor inicial x_0 , a la secuencia $x_0, x_1, x_2 \dots \dots x_n$ que satisface $x_{n+1} = f(x_n)$ cuyo subíndice indica una instancia de especialización, se la denomina órbita.

Se dice que x^* es un punto fijo de $f(\cdot)$ si satisface $x^* = f(x^*)$ de manera que si $x_n = x^*$ entonces $x_{n+1} = f(x_n) = f(x^*) = x^*$ de tal modo que la órbita permanece en x^* para futuras iteraciones. La utilidad de los mapas unidimensionales reside en la visualización en un gráfico, de la convergencia global a una solución por medio de órbitas.

El procedimiento consiste en graficar la función bajo análisis $x_{n+1} = f(x_n)$ y por simplicidad, la recta $x_{n+1} = x_n$. Partiendo de la condición inicial x_0 se halla $x_1 = f(x_0)$ y en vez de retornar al eje de abscisas sobre x_1 para evaluar la proyección en ordenadas $x_2 = f(x_1)$, se traslada el resultado sobre la recta $x_{n+1} = x_n$ y así sucesivamente.

A modo de ejemplo, considérese la recurrencia $x_{n+1} = \cos(x_n)$ mostrada en Figura 26:

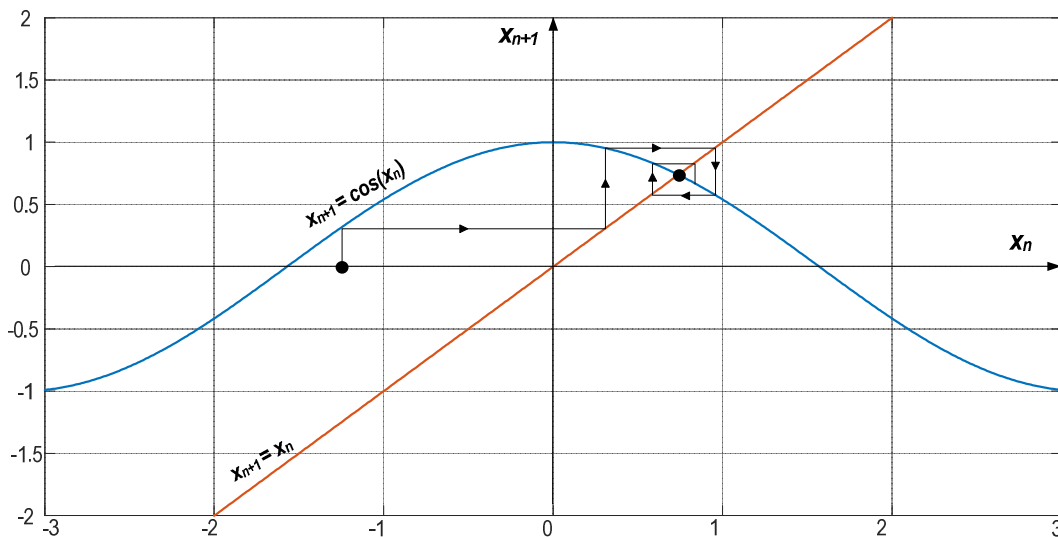


Figura 26. Mapa unidimensional para el problema $x_{n+1} = \cos(x_n)$.

Notando la convergencia oscilatoria a la solución $x \cong 0.7391$ cuando $n \rightarrow \infty$, característica de un proceso dinámico estable (convergente) y subamortiguado. Sin embargo, modificando ligeramente la expresión se puede obtener un comportamiento muy diferente, como en el caso de: $x_{n+1} = 2 \cdot \cos(x_n)$, donde se observa la evolución propia de un sistema no lineal, exhibiendo dinámica convergente y divergente como se infiere de la Figura 27.

Para determinar la estabilidad de una solución x^* se estila analizar un entorno genérico a dicha solución: $x_n = x^* + \eta_n$ con la intención de evaluar si la órbita resulta atraída o repelida del punto x^* , lo que equivale a investigar si η_n crece o decae a medida que n se incrementa. Sustituyendo y expandiendo en series:

$$x^* + \eta_{n+1} = x_{n+1} = f(x^* + \eta_n) = f(x^*) + f'(x^*) \cdot \eta_n + O(\eta_n^2) \tag{Ecuación 21}$$

Pero dado que $f(x^*) = x^*$, la Ecuación 21 se reduce a:

$$\eta_{n+1} = f'(x^*) \cdot \eta_n + O(\eta_n^2)$$

Ecuación 22

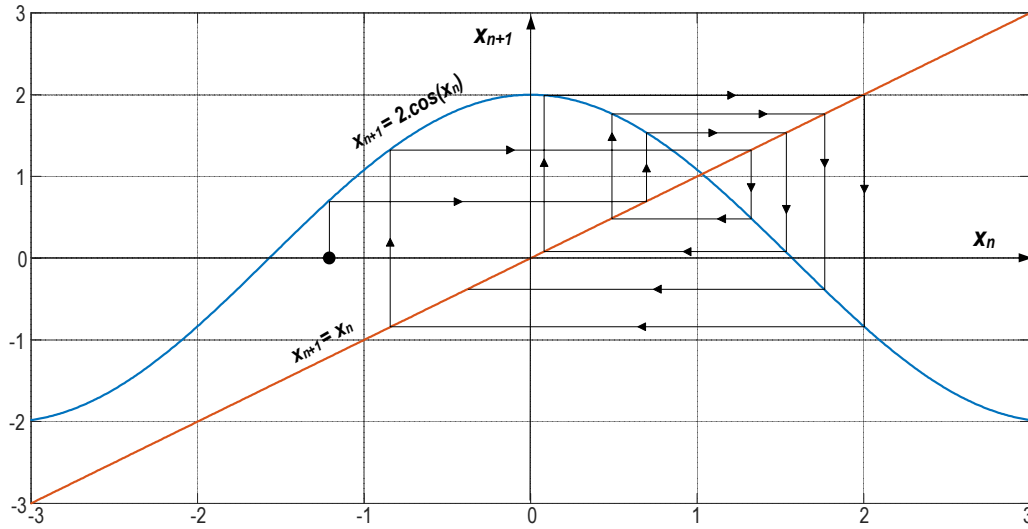


Figura 27. Mapa unidimensional para el problema $x_{n+1} = 2 \cos(x_n)$

Despreciando los términos cuadráticos $O(\eta_n^2)$ se puede obtener un mapa linealizado del tipo:

$$\eta_{n+1} = f'(x^*) \cdot \eta_n$$

Ecuación 23

claramente, con autovalor $\lambda = f'(x^*)$. Por lo tanto, dado un entorno inicial η_0 alrededor de x^* la extensión para cualquier iteración resulta en $\eta_n = \lambda^n \cdot \eta_0$. De manera tal que si: $|\lambda| = |f'(x^*)| < 1$, entonces $\eta_n \rightarrow 0$, a medida que $n \rightarrow \infty$, por lo cual se dice que el punto fijo x^* es *linealmente estable*. Inversamente, si $|\lambda| = |f'(x^*)| > 1$ el punto fijo es *linealmente inestable*.

Estas conclusiones acerca de la estabilidad si bien se basan en la linealización en un entorno, se mantienen para el sistema original. Sin embargo, no permiten concluir para el caso en que $|\lambda| = |f'(x^*)| = 1$, con lo cual los términos $O(\eta_n^2)$ de segundo orden se vuelven relevantes para determinar estabilidad. En cualquier caso, la evolución de la trayectoria en el mapa provee información sobre la *estabilidad global* del sistema dinámico que tiene precedencia sobre la *estabilidad local* evaluada para el problema linealizado.

Como ejemplo de esto último, sea el caso del sistema dinámico descrito por: $x_{n+1} = \sin(x_n)$ alrededor del punto fijo $x^* = 0$. Evaluando $f'(x^*) = f'(0) = \cos(0) = 1$ se ve que mediante el análisis lineal no puede concluirse acerca de la estabilidad. Sin embargo, construyendo el mapa iterado asociado (Figura 28) se observa la convergencia monótona de un sistema estable.

Además de lo anterior, la estabilidad global tiene que probarse para todo el espacio. Para este caso resulta trivial, ya que la primera iteración produce un resultado acotado al intervalo $-1 \leq x_n \leq 1$ por lo que los sucesivos valores de la secuencia coinciden con alguna instancia del mapa ya graficado.

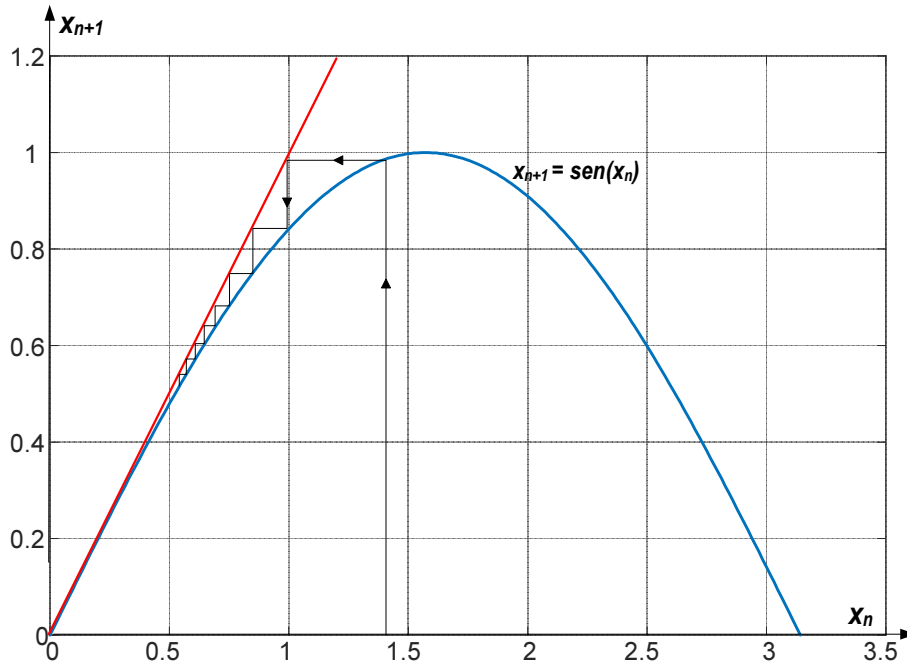


Figura 28. Mapa unidimensional para el problema $x_{n+1} = \text{sen}(x_n)$

Para ilustrar la utilidad de esta herramienta y correlacionar el resultado con la evolución temporal de la variable es conveniente examinar el ejemplo clásico del modelo de crecimiento demográfico a intervalos (generaciones, n) fijos propuesto por el físico-biólogo Robert May en 1976:

$$x_{n+1} = r \cdot x_n \cdot (1 - x_n)$$

Ecuación 24

En este modelo $x_n \geq 0$ es una variable adimensional que representa el índice de ocupación poblacional de un territorio con respecto a un máximo sostenible en términos de disponibilidad de recursos de subsistencia para la n -ésima generación, en tanto que r es la tasa de crecimiento asociada. La ecuación cuadrática (Ecuación 24) presenta su máximo para $x_n = 1/2$ resultando $r = 1/4$ como se muestra en Figura 29. De tal modo que si se restringe la variación del parámetro a $0 < r < 4$, la Ecuación 24 mapea el espacio $0 \leq x_n \leq 1$ sobre sí mismo.

La Figura 30 muestra la dinámica del sistema descrito mediante Ecuación 24 en el mapa logístico así como en su evolución temporal, de manera que puede establecerse una

correspondencia entre el patrón del trazado con el tipo de respuesta respectivamente para cada valor del parámetro r .

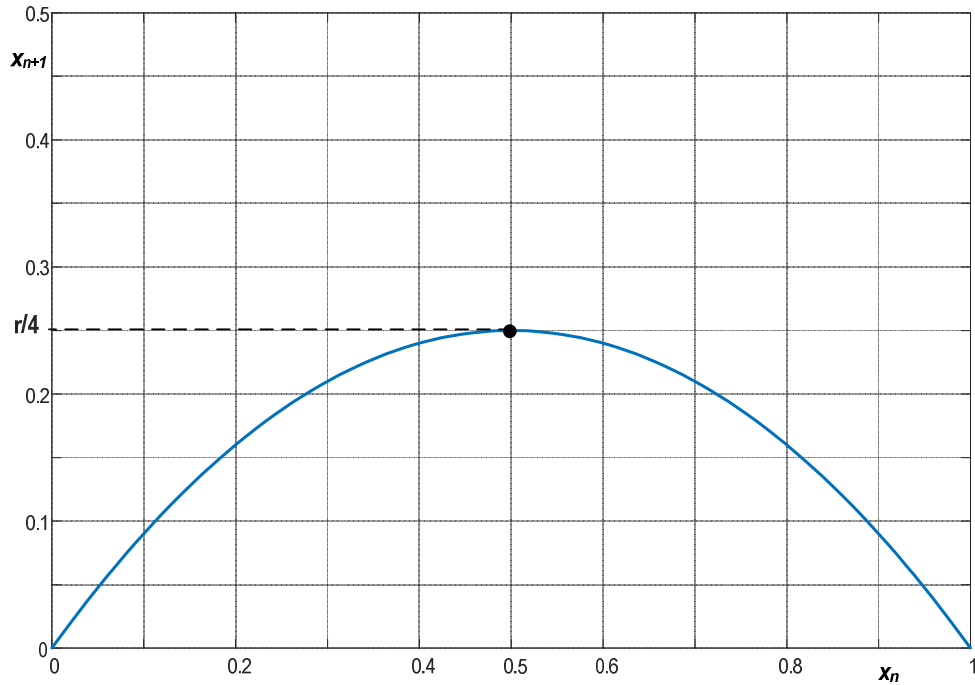


Figura 29. Representación del modelo de Ecuación 24

En el caso en que $r < 1$ se observa que el sistema converge al origen, lo que representa en términos del modelo elegido, que la población se extingue. La Figura 30 muestra un caso estable con convergencia monótonamente decreciente con $r = 0.8, x(0) = 0.2$

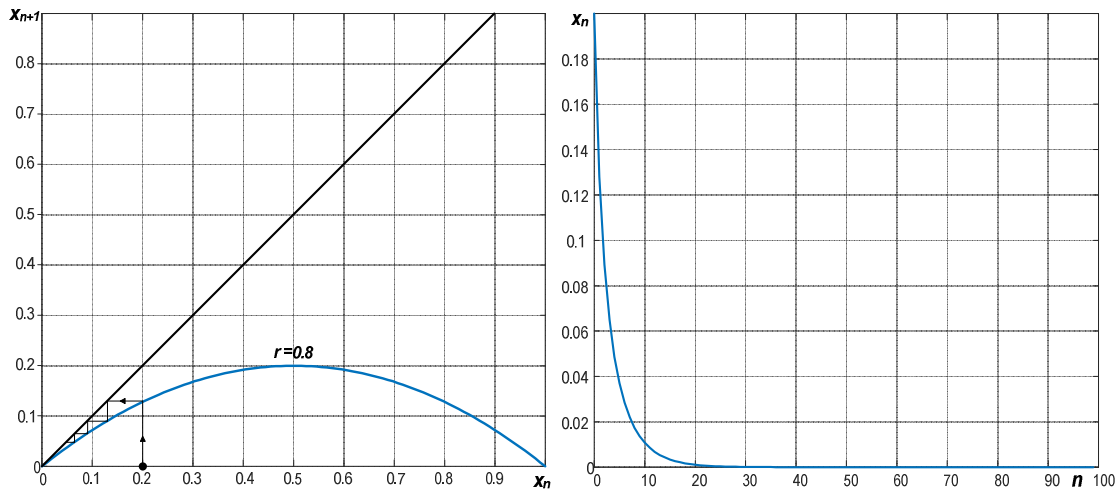


Figura 30. Representación del modelo de Ecuación 24 para $r=0.8$ y $x(0)=0.2$

En la Figura 31 se observa la dinámica asociada al caso $r = 2, x(0) = 0.2$, resultando en un establecimiento con convergencia monótona entorno de $x_n = 0.5$. En general, para valores $1 < r < 3$ se alcanza un valor estacionario que depende de r y no de la condición inicial.

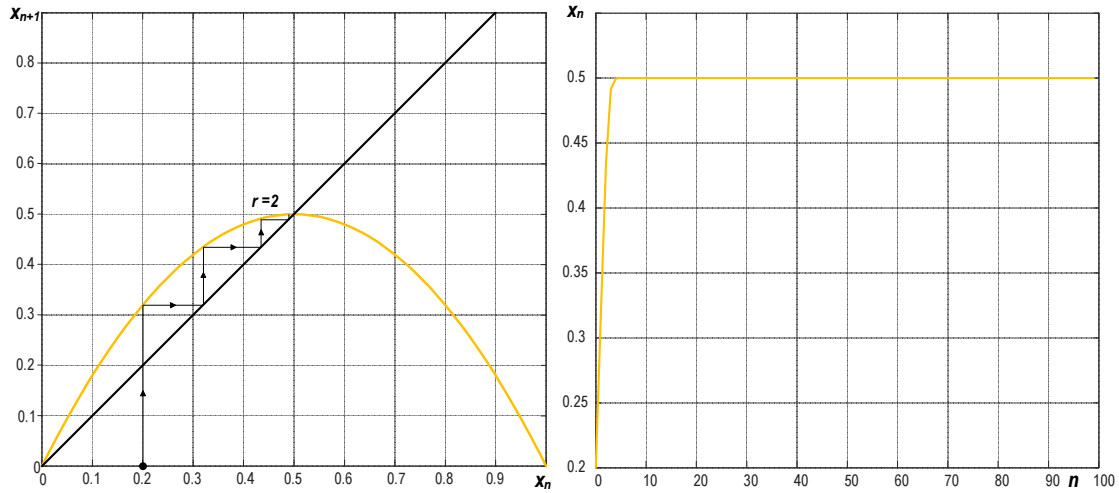


Figura 31. Representación del modelo de Ecuación 24 para $r=2$ y $x(0)=0.2$

La Figura 32 muestra una convergencia estable y subamortiguada cuando $r = 2.8, x(0) = 0.2$ a un valor estacionario mayor que el caso de Figura 31.

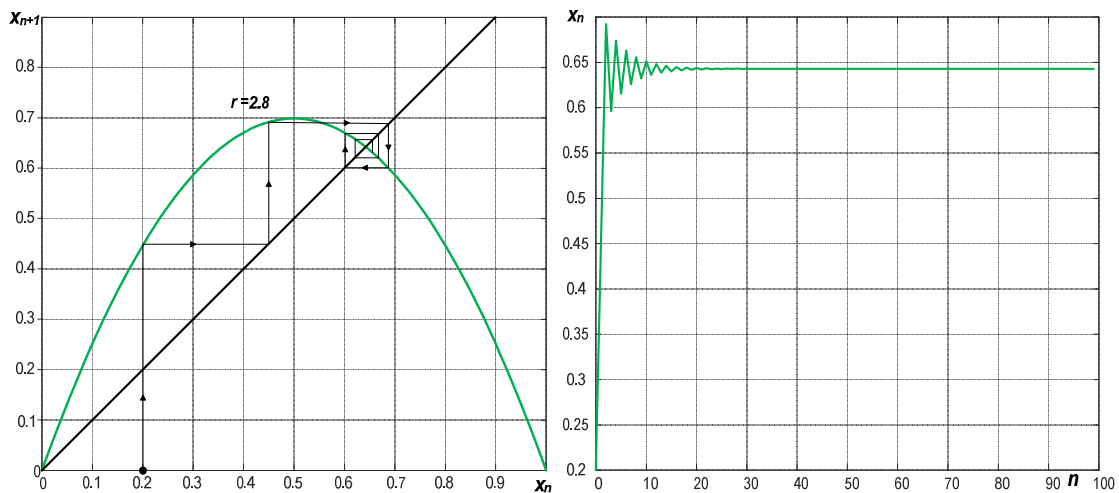


Figura 32. Representación del modelo de Ecuación 24 para $r=2.8$ y $x(0)=0.2$

Al incrementar el parámetro aún más, por ejemplo para $r = 3.3$ se evidencia una oscilación de período 2, es decir que la variable se repite cada dos muestras, entorno de un valor medio. Normalmente se dice de casos equivalentes al mostrado, que la dinámica describe una órbita de período 2 (Figura 33).

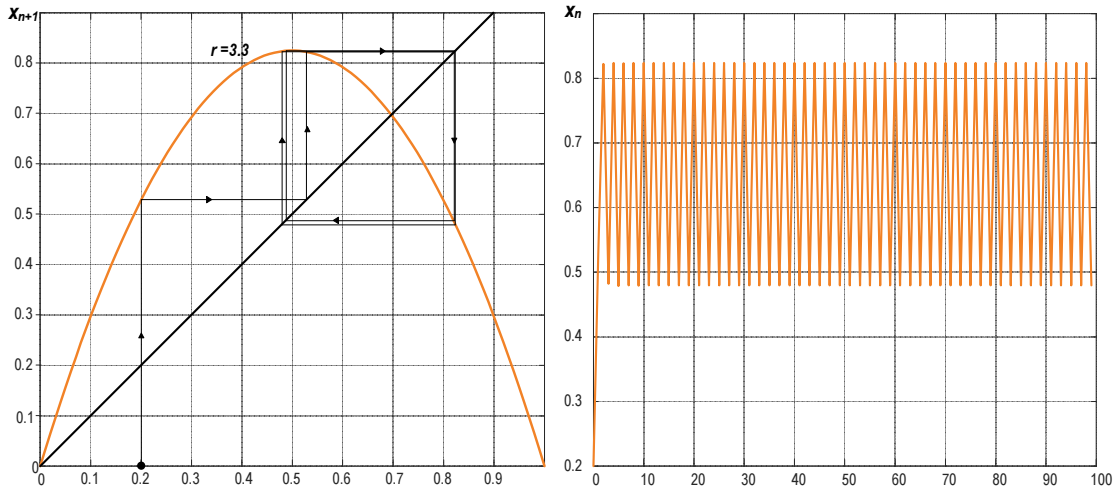


Figura 33. Representación del modelo de Ecuación 24 para $r=3.3$ y $x(0)=0.2$

La Figura 34 muestra un caso de órbita de período 4. Es decir, la variable alcanza un estado estacionario entorno de un valor definido, pero produce una recurrencia a cuatro valores diferentes.

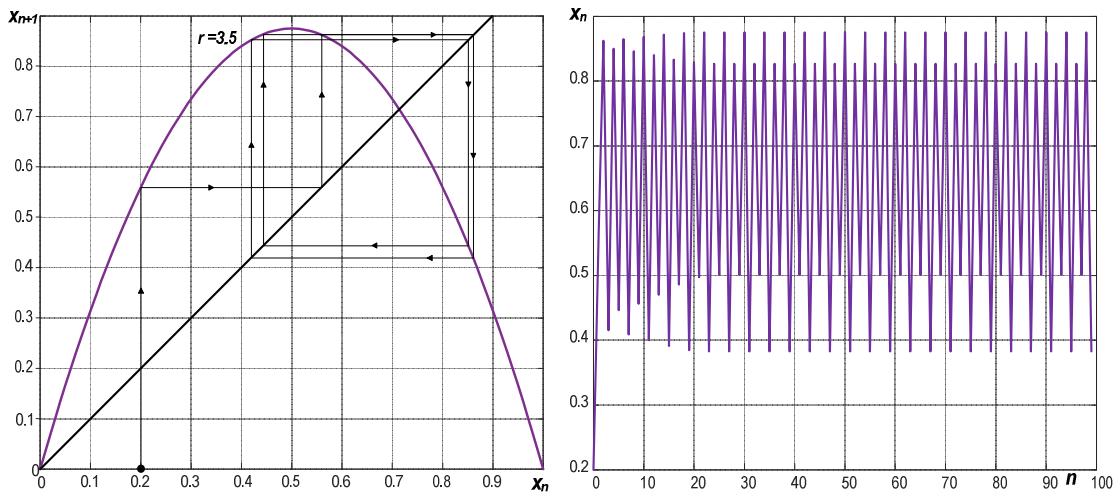


Figura 34. Representación del modelo de Ecuación 24 para $r=3.5$ y $x(0)=0.2$

En la medida en que el parámetro r se incrementa todavía más se presentan comportamientos oscilatorios (órbitas) con una periodicidad mayor hasta alcanzar un valor umbral $r \approx 3.57$ a partir del cual se establece una dinámica aperiódica caótica. La Figura 35 ejemplifica esta situación para $r = 3.9$.

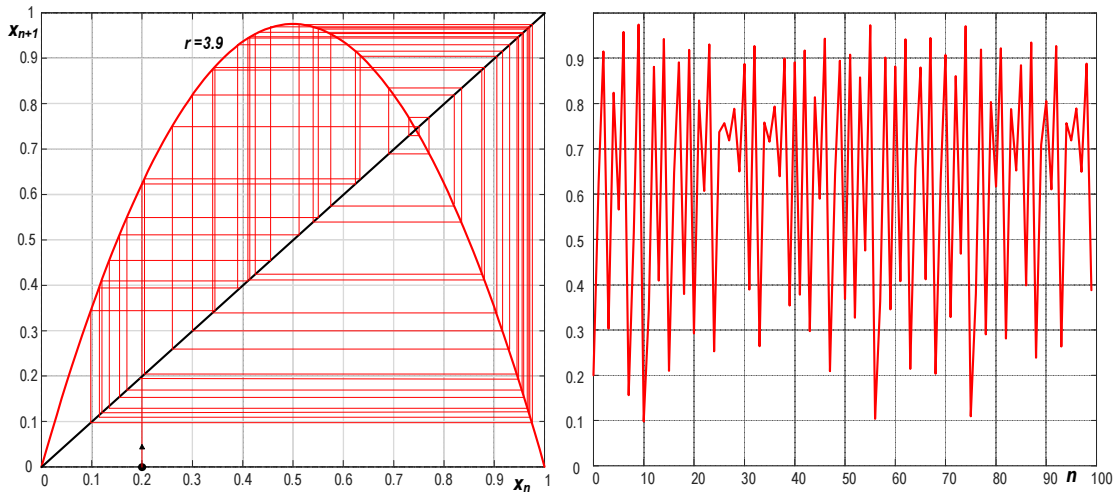


Figura 35. Representación del modelo de Ecuación 24 para $r=3.9$ y $x(0)=0.2$

Para caracterizar el comportamiento de un sistema dinámico en función de un parámetro se puede construir el denominado *diagrama de bifurcaciones*. Este diagrama grafica los valores estacionarios de la variable en función de un parámetro característico del proceso. Para el ejemplo del fenómeno descrito por Ecuación 24 se obtiene el diagrama de Figura 36 en el cual se puede observar que el término *bifurcación de orden n* está asociado a la ocurrencia de órbitas del mismo orden. Para este caso, la primer bifurcación ocurre cuando $r = 3$.

El diagrama de bifurcaciones de la Figura 36 muestra los valores estacionarios X_{SS} de la variable del proceso dinámico en función del parámetro de interés, r en este caso. Analizando el caso de Ecuación 24 se observa que para $0 \leq r < 1$ el sistema converge monótonamente a $X_{SS} = 0$, en tanto que para $1 \leq r < 3$, X_{SS} tiende a un estado estacionario cuyo valor depende del parámetro r , de manera monótona, o en forma oscilatoria amortiguada. En el intervalo $3 \leq r < 3.449$ se observa un oscilación sostenida entre dos valores definidos X_{SS1} y X_{SS2} , (órbita de período 2), ambos valores funciones de r . Para $r \geq 3.449$ se observan nuevas bifurcaciones, cada vez más próximas entre si asociadas a órbitas de orden creciente, hasta que para $r_{\infty} \approx 3.569946$ se produce la primer transición hacia *caos*.

Desde el punto de vista de *control de sistemas*, determinar la existencia de bifurcaciones permite establecer el o los intervalos de valores del parámetro para el cual el sistema presenta convergencia a un estado definido y único, independiente de la condición inicial. El interés en esta herramienta radica entonces en la posibilidad de hallar precisamente el espacio de operación con tales condiciones de convergencia, sobre el cual se puede asociar el concepto de estabilidad por extensión de los métodos lineales de análisis. De este modo, para el sistema representado por Ecuación 24 se dirá que es *estable* para $0 \leq r < 3$, es decir, con la primer bifurcación como frontera.

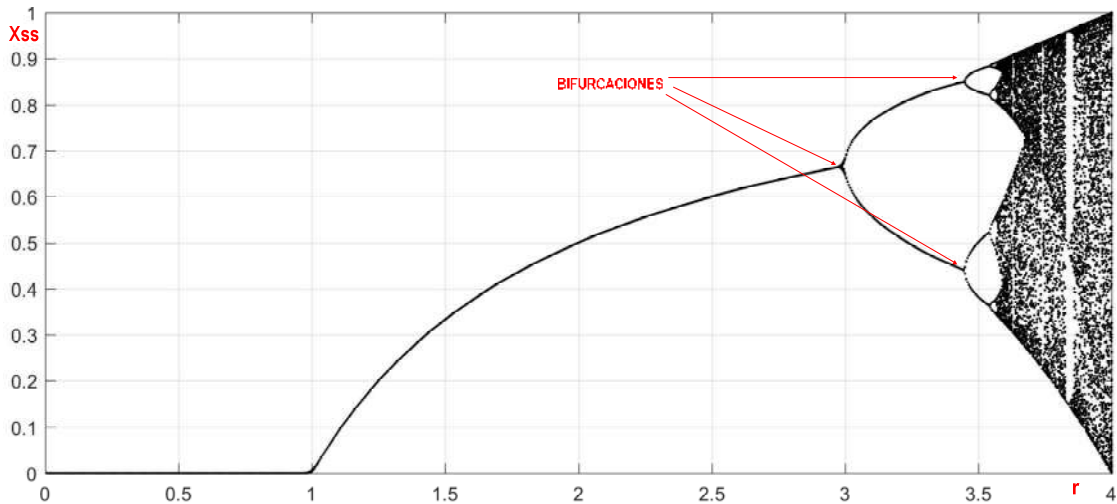


Figura 36. Diagrama de bifurcaciones para el modelo de Ecuación 24

Modelado de LCC's sin corrección de alinealidad y con control integral mediante series temporales

Como referencia para el análisis, la Figura 37 presenta un sistema realimentado de control de tensión típico, cuya planta es un LCC sin corrección de alinealidad de ganancia y que emplea un compensador integral.

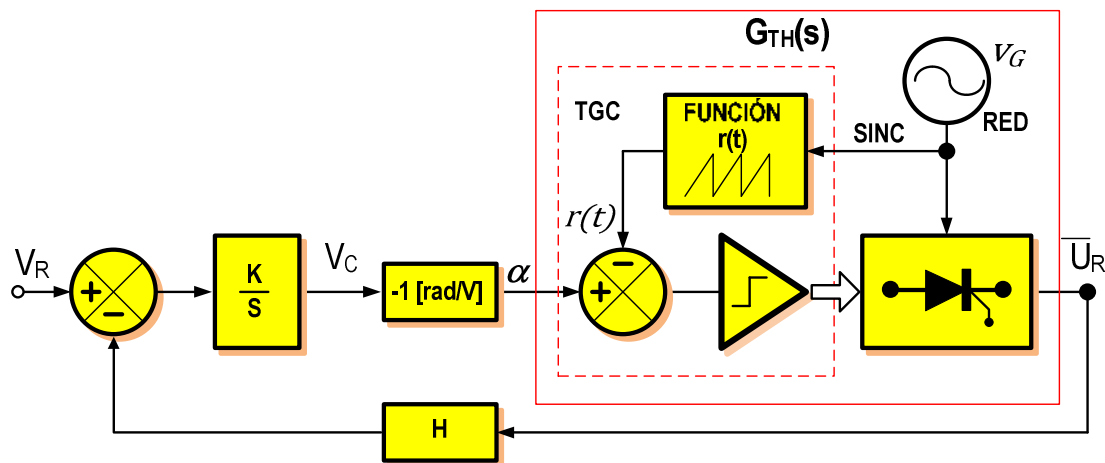


Figura 37. Sistema de control de tensión basado en un LCC con compensador integral y sin corrección de alinealidad

Para el caso de la Figura 37, las señales relevantes se grafican en la Figura 38, donde se indican la tensión instantánea de salida $U_R(\omega_L t)$, las tensiones de fase de red y las magnitudes empleadas en la determinación de los instantes de disparo. Si la impedancia hacia la red es despreciable, en el intervalo $t_n < t < t_{n+1}$ dicha tensión vale $U_R(\omega_L t) = V \cdot \sin(\omega_L t)$. Analizando

el diagrama temporal de la Figura 38 y considerando en particular la tensión de red $V_G(k)$ con el origen temporal indicado, se pueden definir las siguientes relaciones angulares:

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_L \cdot t_n = \phi + \alpha_n \\ \phi = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \\ \omega_L \cdot t_{n+1} = \phi + \frac{2\pi}{p} + \alpha_{n+1} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{Ecuación 25} \\ \text{Ecuación 26} \\ \text{Ecuación 27} \end{array}$$

En la Figura 37 y en comparación con la Figura 24, fue necesario agregar explícitamente detalles del TGC para poner de manifiesto las expresiones que definen los eventos de disparo. Las señales $r_k(t)$ rampas lineales representan la base temporal para la determinación de la demora del evento de disparo respecto del punto de conmutación natural, por comparación con la señal $\alpha(t)$ que se obtiene a partir de la salida del controlador integral $v_c(t)$ (ver adicionalmente Figura 16). Como se mencionó anteriormente, para un TGC digital $r_k(t)$ representa la variable de salida de un contador sincronizado con la red mediante un PLL. Por claridad en la explicación, se asume que existe una rampa asociada a cada fase de red. Las señales periódicas $r_k(t)$ se inician en coincidencia con los correspondientes puntos de conmutación natural ($\alpha_k = 0$) y se extienden por π radianes.

En la Figura 38, $K \left[\frac{rad}{s} \right]$ es la ganancia integral, α_n es el ángulo de disparo en el instante t_n en tanto que α_{n+1} es el correspondiente al instante de disparo t_{n+1} . Si se tiene en cuenta que las señales rampa $r_k(t)$ son periódicas y que se encuentran decaídas en $2\pi/p$ radianes, se pueden describir las señales que definen por comparación el evento de disparo, analizando el intervalo de tiempo (t_n, t_{n+1}) :

$$\alpha(t) = K \cdot \int_{t_n}^t [-V_R + H \cdot U_R(t)] dt + \alpha(t_n) \quad \text{Ecuación 28}$$

$$r(t) = (\omega_L \cdot t - \omega_L \cdot t_n) + \alpha(t_n) - \frac{2\pi}{p} \quad \text{Ecuación 29}$$

Para $t = t_{n+1}$ se debe satisfacer: $\alpha(t_{n+1}) = \alpha_{n+1} = r(t_{n+1})$, de manera que tomando para ese intervalo:

$$U_R(t) = V_{G(k)}(\omega t) = V \cdot \sin(\omega_L \cdot t) \quad \text{Ecuación 30}$$

Reemplazando Ecuación 30 y resolviendo en Ecuación 28 y Ecuación 29 para este intervalo temporal, resulta:

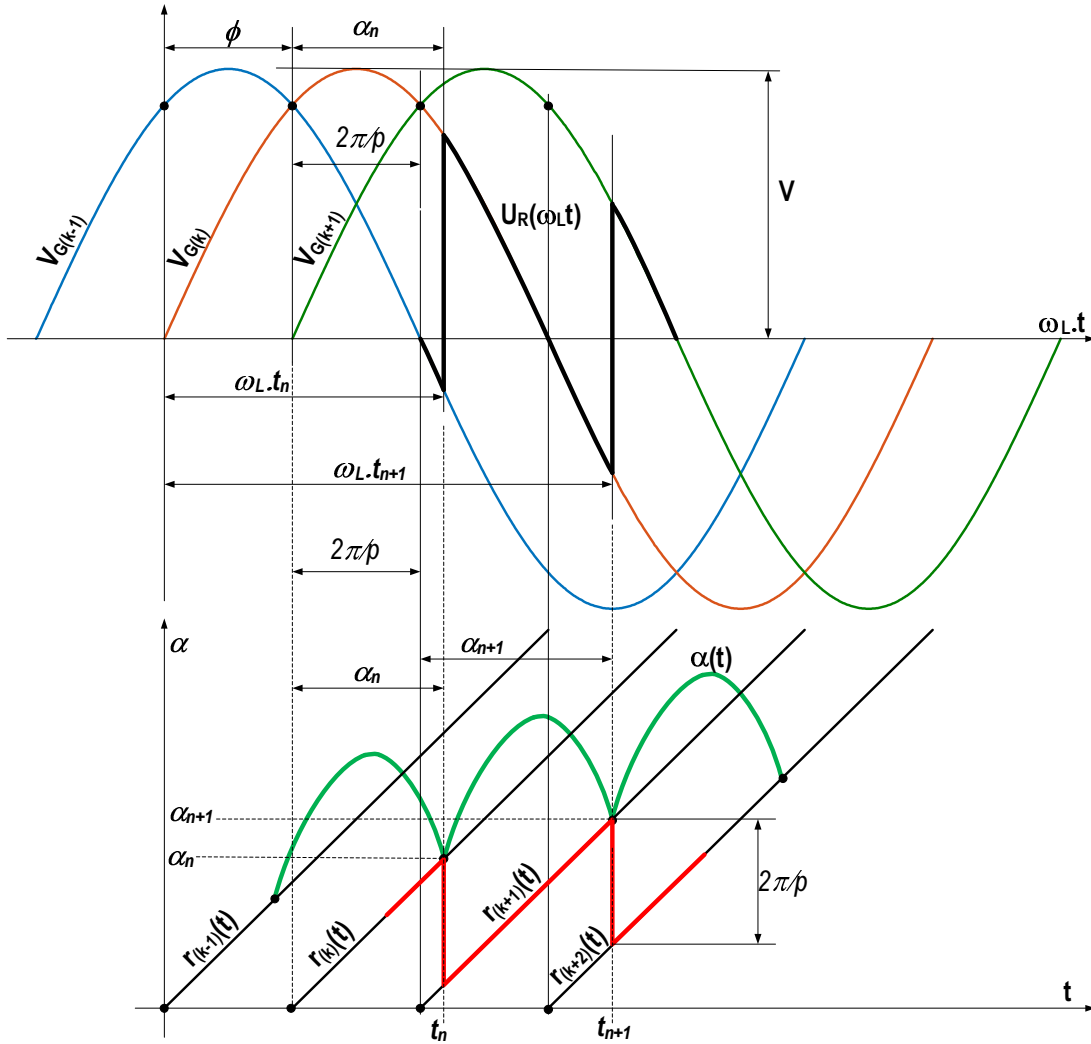


Figura 38. Determinación de los instantes de disparos mediante la técnica de rampa-pedestal

$$\alpha_{n+1} = -K \cdot V_R \cdot (t_{n+1} - t_n) - K \cdot H \cdot \frac{V}{\omega_L} [\cos(\omega_L \cdot t_{n+1}) - \cos(\omega_L \cdot t_n)] + \alpha_n \quad \text{Ecuación 31}$$

$$r_{n+1} = (\omega_L \cdot t_{n+1} - \omega_L \cdot t_n) + \alpha_n - \frac{2\pi}{p} = \alpha_{n+1} \quad \text{Ecuación 32}$$

Vinculando el argumento de la función tensión (senoidal) con cada punto de conmutación natural para el origen temporal definido en la Figura 38:

$$\omega_L \cdot t_{n+1} = \alpha_{n+1} + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} \quad \text{Ecuación 33}$$

$$\omega_L \cdot t_n = \alpha_n + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \quad \text{Ecuación 34}$$

Reescribiendo algunas expresiones con referencia al lazo de control de la Figura 37,

asumiendo que la relación $\left(\frac{\alpha(s)}{V_C(s)}\right) = -1\left[\frac{rad}{V}\right]$ es unitaria y que el ángulo de disparo objetivo (setpoint) α_R se alcanza en estado estacionario para una referencia V_R :

$$U_{RMAX} = V \cdot \frac{p}{\pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right) \quad \text{Ecuación 35}$$

$$V_R = H \cdot V \cdot \frac{p}{\pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot \text{cos}(\alpha_R) = U_{RMAX} \cdot H \cdot \text{cos}(\alpha_R) \quad \text{Ecuación 36}$$

$$\omega_C \triangleq U_{RMAX} \cdot K \cdot H \quad \text{Ecuación 37}$$

Notando que la Ecuación 37 redefine la frecuencia de corte de la Ecuación 20 para un sistema con característica $G.H$ puramente integradora.

Sustituyendo Ecuación 33, Ecuación 34, Ecuación 35, Ecuación 36 y Ecuación 37 en las Ecuación 31 y Ecuación 32, se obtiene:

$$\alpha_{n+1} = \alpha_n - \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \text{cos}(\alpha_R) \cdot \left(\alpha_{n+1} - \alpha_n + \frac{2\pi}{p}\right) - \frac{(\omega_C/\omega_L)}{\frac{p}{\pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right)} \cdot \left[\text{cos}\left(\alpha_{n+1} + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p}\right) - \text{cos}\left(\alpha_n + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}\right)\right] \quad \text{Ecuación 38}$$

Empleando una identidad trigonométrica para el intervalo $\alpha \in [0, \pi]$:

$$\alpha_{n+1} = \alpha_n - \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \text{cos}(\alpha_R) \cdot \left(\alpha_{n+1} - \alpha_n + \frac{2\pi}{p}\right) + \frac{(\omega_C/\omega_L)}{\frac{p}{\pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right)} \cdot \left[\text{sen}\left(\alpha_{n+1} + \frac{\pi}{p}\right) - \text{sen}\left(\alpha_n - \frac{\pi}{p}\right)\right] \quad \text{Ecuación 39}$$

Y reagrupando términos en la expresión anterior:

$$(\alpha_{n+1} - \alpha_n) \cdot \left(1 + \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \text{cos}(\alpha_R)\right) + \frac{2\pi}{p} \cdot \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \text{cos}(\alpha_R) - \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \frac{\left(\frac{\pi}{p}\right)}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right)} \cdot \left[\text{sen}\left(\alpha_{n+1} + \frac{\pi}{p}\right) - \text{sen}\left(\alpha_n - \frac{\pi}{p}\right)\right] = 0 \quad \text{Ecuación 40}$$

La Ecuación 40 es una ecuación de recurrencia para la variable de estado α que describe la evolución del ángulo de disparo del sistema en lazo cerrado, como función de los parámetros α_R , asociado a V_R y de la figura de mérito del lazo de control $\frac{\omega_C}{\omega_L}$. El factor adimensional $\frac{\omega_C}{\omega_L}$ pondera el ancho de banda de la ganancia del lazo $G.H$ para un sistema con característica integradora en

relación con la frecuencia de red, en tanto que α_R es el ángulo de disparo necesario para obtener la tensión de salida $\frac{V_R}{H}$.

Dado que Ecuación 40 describe una recurrencia *no lineal*, no es posible obtener una solución algebraica cerrada de la forma $\alpha_{n+1} = f(\alpha_n, \alpha_R, \frac{\omega_C}{\omega_L})$ y por lo tanto debería resolverse numéricamente.

Con el propósito de extraer condiciones que definan el límite de estabilidad para el sistema con dinámica no lineal, se propone evaluar aquellas que inducen la existencia de la primer bifurcación dando origen a órbitas de período-2 en el Mapa de Poincarè, como en el caso de ejemplo de la Figura 33. Esto requiere que:

$$\alpha_{n+2} = \alpha_n \wedge \alpha_n \neq \alpha_{n+1}$$

Ecuación 41

Reescribiendo la Ecuación 40 para la muestra siguiente se obtiene:

$$\begin{aligned} (\alpha_{n+2} - \alpha_{n+1}) \left(1 + \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \cos(\alpha_R) \right) + \frac{2\pi}{p} \cdot \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \cos(\alpha_R) \\ - \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \frac{\left(\frac{\pi}{p}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{p}\right)} \cdot \left[\sin\left(\alpha_{n+2} + \frac{\pi}{p}\right) - \sin\left(\alpha_{n+1} - \frac{\pi}{p}\right) \right] = 0 \end{aligned}$$

Ecuación 42

Y empleando la condición de la Ecuación 41 resulta:

$$\begin{aligned} (\alpha_n - \alpha_{n+1}) \cdot \left(1 + \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \cos(\alpha_R) \right) + \frac{2\pi}{p} \cdot \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \cos(\alpha_R) \\ - \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \frac{\left(\frac{\pi}{p}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{p}\right)} \cdot \left[\sin\left(\alpha_n + \frac{\pi}{p}\right) - \sin\left(\alpha_{n+1} - \frac{\pi}{p}\right) \right] = 0 \end{aligned}$$

Ecuación 43

Sumando la Ecuación 40 con la Ecuación 43 y empleando identidades trigonométricas se obtiene que:

$$2 \cdot \cos(\alpha_R) = \cos(\alpha_n) + \cos(\alpha_{n+1}) \wedge \alpha_n \neq \alpha_{n+1}$$

Ecuación 44

Reordenando la Ecuación 40 se obtiene:

$$(\alpha_{n+1} - \alpha_n) = \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \frac{-\frac{2\pi}{p} \cdot \cos(\alpha_R) + \frac{\pi/p}{\sin\left(\frac{\pi}{p}\right)} \left[\sin\left(\alpha_{n+1} + \frac{\pi}{p}\right) - \sin\left(\alpha_n - \frac{\pi}{p}\right) \right]}{\left(1 + \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \cos(\alpha_R) \right)}$$

Ecuación 45

Reemplazando por una identidad trigonométrica para la suma de dos senos de dos ángulos diferentes en la anterior resulta la Ecuación 46:

$$\begin{aligned} & (\alpha_{n+1} - \alpha_n) \\ &= \frac{\omega_C}{\omega_L} \frac{-\frac{2\pi}{p} \cdot \cos(\alpha_R) + \frac{\pi/p}{\operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right)} \cdot \left[2\operatorname{sen}\left(\frac{\alpha_{n+1} - \alpha_n}{2} + \frac{\pi}{p}\right) \cdot \cos\left(\frac{\alpha_n + \alpha_{n+1}}{2}\right) \right]}{\left(1 + \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \cos(\alpha_R)\right)} \end{aligned} \quad \text{Ecuación 46}$$

En la expresión anterior haciendo una nueva sustitución por una identidad algebraica y utilizando la Ecuación 44 para el caso de órbitas de período-2:

$$\cos\left(\frac{\alpha_n + \alpha_{n+1}}{2}\right) = \frac{\cos(\alpha_{n+1}) + \cos(\alpha_n)}{2 \cdot \cos\left(\frac{\alpha_{n+1} - \alpha_n}{2}\right)} = \frac{\cos(\alpha_R)}{\cos\left(\frac{\alpha_{n+1} - \alpha_n}{2}\right)} \quad \text{Ecuación 47}$$

E introduciendo la Ecuación 47 en la Ecuación 46 se obtiene:

$$\begin{aligned} & (\alpha_{n+1} - \alpha_n) \\ &= \frac{2\pi}{p} \cdot \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \frac{-\cos(\alpha_R) + \frac{1}{\operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right)} \cdot \left[\operatorname{sen}\left(\frac{\alpha_{n+1} - \alpha_n}{2} + \frac{\pi}{p}\right) \cdot \frac{\cos(\alpha_R)}{\cos\left(\frac{\alpha_{n+1} - \alpha_n}{2}\right)} \right]}{\left(1 + \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \cos(\alpha_R)\right)} \end{aligned} \quad \text{Ecuación 48}$$

Introduciendo la notación:

$$(\alpha_{n+1} - \alpha_n) = \Delta\alpha_n \quad \text{Ecuación 49}$$

Se obtiene una expresión más compacta:

$$\Delta\alpha_n = \frac{2\pi}{p} \cdot \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \frac{\cos(\alpha_R) \cdot \left[-1 + \frac{\operatorname{sen}\left(\frac{\Delta\alpha_n}{2} + \frac{\pi}{p}\right)}{\operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot \cos\left(\frac{\Delta\alpha_n}{2}\right)} \right]}{\left(1 + \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \cos(\alpha_R)\right)} \quad \text{Ecuación 50}$$

Operando con la Ecuación 50 y utilizando la expresión para el seno de la suma de dos ángulos resulta:

$$\Delta\alpha_n \cdot \frac{\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{p}\right)}{\operatorname{tg}\left(\frac{\Delta\alpha_n}{2}\right)} = \frac{2\pi}{p} \cdot \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \frac{\cos(\alpha_R)}{\left(1 + \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \cos(\alpha_R)\right)} \quad \text{Ecuación 51}$$

Dado que el objetivo del análisis consiste en definir las condiciones necesarias en el límite, para la existencia incipiente de una oscilación subarmónica, para el entorno $|\Delta\alpha_n| \approx 0$ tal que $\Delta\alpha_n \neq 0$, resulta conveniente tomar la aproximación de primer orden del desarrollo de McLaurin para la función trascendente $\operatorname{tg}\left(\frac{\Delta\alpha_n}{2}\right) \approx \frac{\Delta\alpha_n}{2}$ con lo cual se obtiene:

$$\frac{tg\left(\frac{\pi}{p}\right)}{\frac{\pi}{p}} \cong \frac{\omega_c \cos(\alpha_R)}{\omega_L \left(1 + \frac{\omega_c}{\omega_L} \cdot \cos(\alpha_R)\right)}$$

Ecuación 52

Operando con la Ecuación 52 resulta:

$$\frac{\omega_c}{\omega_L} \cdot \cos(\alpha_R) \cong \frac{1}{\left[\frac{\pi/p}{tg(\pi/p)} - 1\right]}$$

Ecuación 53

En la expresión Ecuación 53, válida para $p > 2 \wedge p \in \mathbb{N}$, dado que el denominador es negativo se desprende que para que exista oscilación subarmónica el ángulo de disparo debe ser superior a $\pi/2$. Esto implica que independientemente del ancho de banda definido para el lazo de control en términos de ω_c/ω_L , la respuesta transitoria de todo LCC rectificador ($\alpha < \pi/2$) con compensación integral será asintóticamente convergente y por tanto, estable.

Cuando el LCC opera como inversor, esto es para $\alpha > \pi/2$, las condiciones de estabilidad dependerán del factor de ancho de banda ω_c/ω_L y también del número de pulsos p del convertidor.

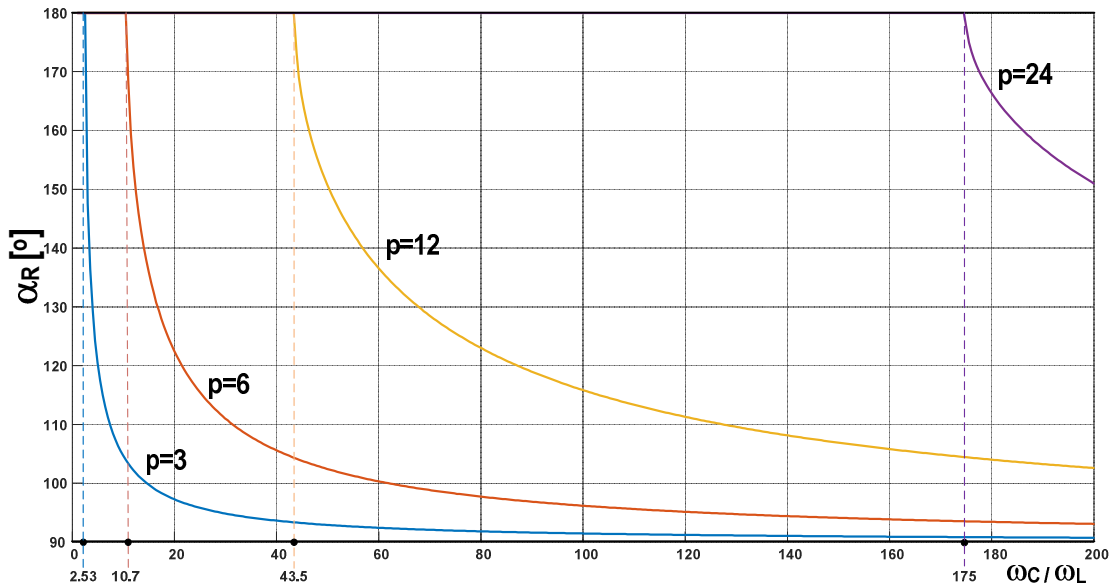


Figura 39. Límite de oscilación subarmónica de un LCC con control integral en función del ángulo de disparo y del número de pulsos

La Figura 39 grafica las curvas límite para la ocurrencia de oscilación subarmónica para LCC's con $p = 3, 6, 12, 24$ según la Ecuación 53, estableciendo de este modo la frontera de estabilidad asintótica del sistema en lazo cerrado. La conclusión más relevante es que el máximo ancho de banda obtenible con la estabilidad asintótica como único criterio de performance, es una función del punto de operación y del número de pulsos del convertidor.

De la Ecuación 53, especializando para $\alpha_R = \pi$ se puede derivar el límite máximo de ancho de banda relativo $(\omega_c/\omega_L)_{MAX}$ que garantiza estabilidad bajo cualquier condición de operación del lazo de control, es decir, para todo ángulo de disparo y que es función solamente del número de pulsos p del LCC, también indicado en la Figura 39:

$$(\omega_c/\omega_L)_{MAX} = \frac{1}{\left[1 - \frac{\pi/p}{\text{tg}(\pi/p)}\right]}$$

Ecuación 54

Las zonas estables en función de p para $\alpha_R > \pi/2$ es decir para LCC's en modo *inversor*, se muestran en la Figura 40.

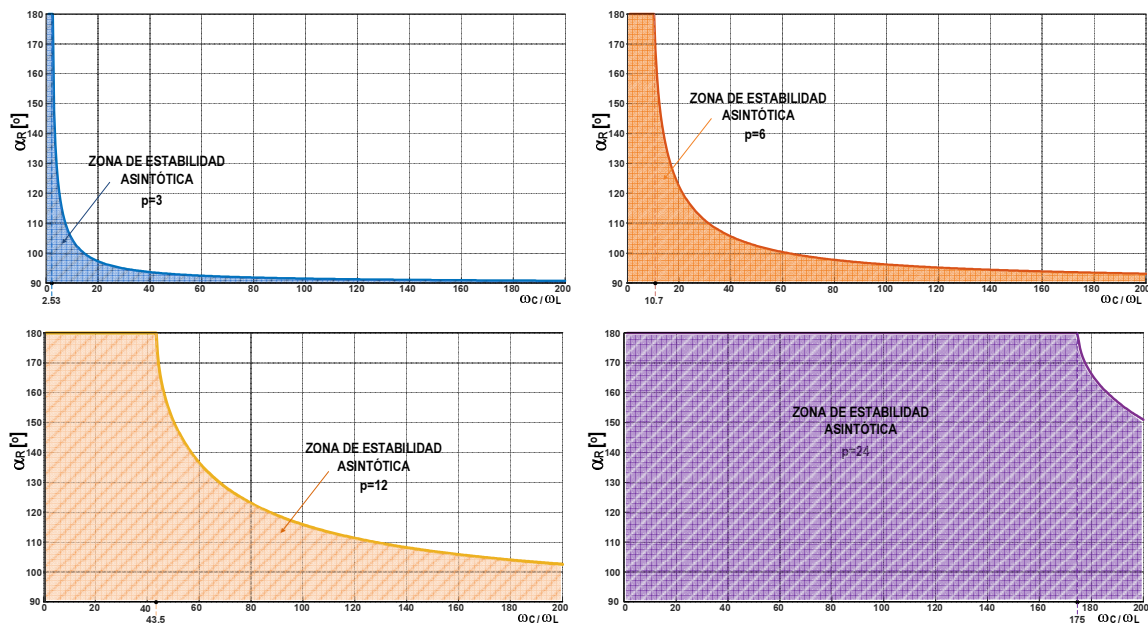


Figura 40. Limite de estabilidad para $\alpha_R > \pi/2$ según el número de pulsos del LCC

	MODELO PARRISH-McVEY	MODELADO POR SERIES TEMPORALES
P=3	$(\omega_c/\omega_L)_{MAX} = 1.5$	$(\omega_c/\omega_L)_{MAX} = 2.53$
P=6	$(\omega_c/\omega_L)_{MAX} = 3$	$(\omega_c/\omega_L)_{MAX} = 10.7$
P=12	$(\omega_c/\omega_L)_{MAX} = 6$	$(\omega_c/\omega_L)_{MAX} = 43.5$
P=24	$(\omega_c/\omega_L)_{MAX} = 12$	$(\omega_c/\omega_L)_{MAX} = 175$

Tabla 1. Relación entre la frecuencia de corte máxima y la de línea para la ganancia de lazo G.H según el número de pulsos y el modelo considerado

En la Tabla 1 se muestra la máxima relación entre la frecuencia angular de corte y la frecuencia angular de red para valores típicos del número de pulsos p del LCC, dependiendo el modelo empleado en la caracterización del problema, asumiendo la utilización de un compensador integral. A partir del análisis presentado en este párrafo se puede notar el incremento posible en el ancho de banda.

En el caso del modelo Parrish-McVey la ganancia de lazo $G.H$ tiene una rotación de fase compuesta por $-\pi/2$ [rad] a causa del polo al origen del compensador integral y otro tanto ($-\pi/2$ [rad]) aportado por el retardo del modelo.

Debe mencionarse que el aumento de la frecuencia de corte de la transferencia de lazo $G.H$ de una planta que incluye un LCC con control integral conlleva esencialmente un incremento en la ganancia en baja frecuencia, un mayor rechazo a perturbaciones y una mejora limitada en la respuesta transitoria al escalón de la tensión de salida, ya que por la naturaleza del funcionamiento del convertidor, aunque el ángulo de disparo pueda reaccionar a la variable de control en forma instantánea, la misma es obtenida por sumatoria de magnitudes senoidales.

Diagramas de Bifurcaciones para la operación de LCC's sin corrección de alinealidad en modo inversor

En términos generales los mapas o diagramas de bifurcaciones del estilo del mostrado en Figura 36, son representaciones gráficas asociadas a la dinámica de sistemas no lineales que permiten identificar múltiples puntos de equilibrio. Un sistema no lineal con dos puntos de equilibrio se dice que describe una "órbita de período 2", o bien se lo refiere como en situación de oscilación subarmónica, porque en estado estacionario los valores sucesivos de alguna variable representativa alternan entre exactamente dos y en secuencia. Sucesivas bifurcaciones ocurren a medida que algún parámetro particular se modifica, dando lugar a órbitas múltiples de 2, evolucionando eventualmente hacia un comportamiento caótico. En el caso particular de este análisis dado que el interés subyacente desde el punto de vista del control es mantener estable la respuesta asintótica del sistema, es relevante la identificación del límite establecido por la primer bifurcación a partir de la Ecuación 53.

Para el caso del LCC con controlador integral es posible definir dos clases de mapas de bifurcaciones: a). con el parámetro ω_c/ω_L fijo en un valor, variando el punto de operación α_R como en la Figura 41, o bien b). con el punto de trabajo α_R constante, incrementando el parámetro ω_c/ω_L seg. Cada clase a su vez da origen a infinitos mapas dependiendo del punto de operación que se quiera evaluar.

Respecto del diagrama de Figura 41, nótese que la primer bifurcación para las condiciones de ancho de banda $\omega_c/\omega_L = 160$ y $p=6$ ocurre para un ángulo de referencia de aproximadamente 93° , punto que puede identificarse también en la Figura 39.

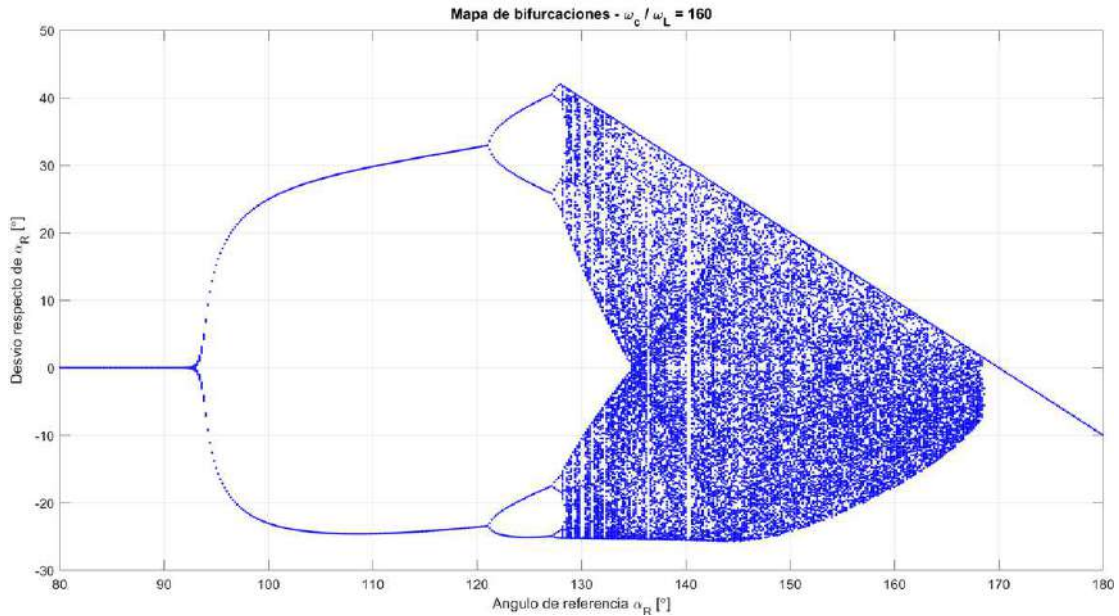


Figura 41. Diagrama de bifurcaciones para $\omega_c/\omega_L=160$, $p=6$ en función de la referencia de ángulo α_R

Tanto en la Figura 41 –donde es más evidente– como en la Figura 42, se graficaron los diagramas de bifurcaciones tomando un ángulo máximo de saturación en el controlador igual a 170° .

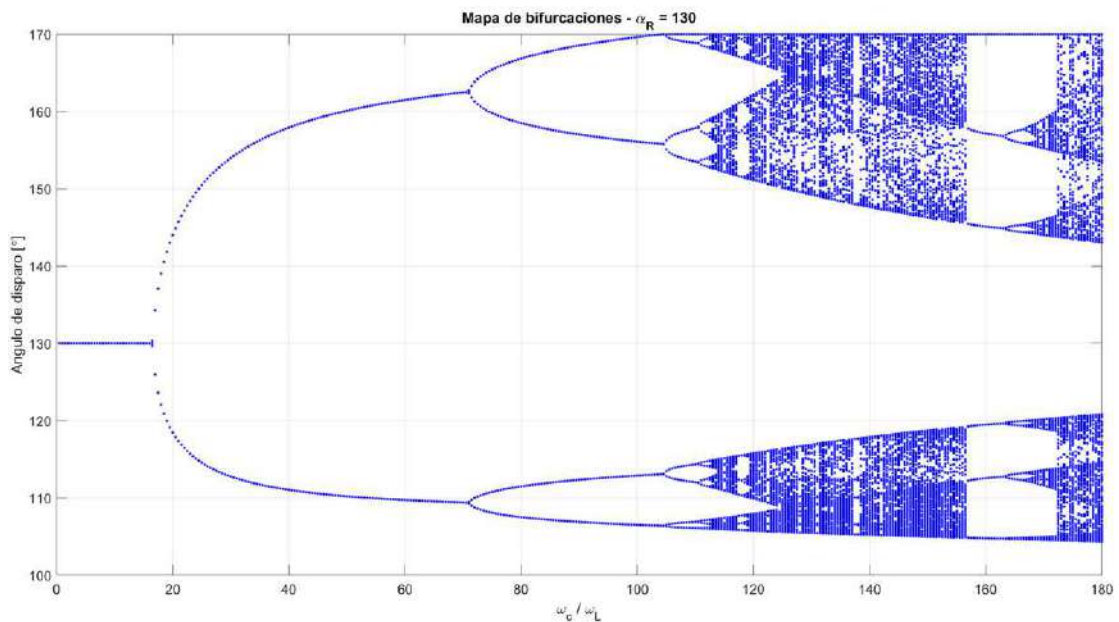


Figura 42. Diagrama de bifurcaciones en función de ω_c/ω_L , $p=6$ para un ángulo de referencia fijo $\alpha_R=130^\circ$

La construcción de los diagramas de bifurcaciones anteriores se realiza por métodos numéricos; dados la referencia del ángulo de disparo α_R y la relación de ancho de banda ω_C/ω_L , un comportamiento estable se evidencia por la tendencia asintótica de α_n en la Ecuación 40 a un valor único. Un cambio en los parámetros de operación α_R y ω_C/ω_L resulta eventualmente en la convergencia secuencial en el tiempo a dos valores α_n y α_{n+1} distintos, lo que constituye la denominada bifurcación.

En un sistema de *p-pulsos*, si se elige y mantiene constante un ángulo de referencia α_R superior al umbral definido por la Ecuación 53 y se incrementa progresivamente la ganancia del sistema con el consiguiente aumento del parámetro ω_C/ω_L , se observa en la Figura 42 cómo el fenómeno de bifurcación produce órbitas de período 2, aproximadamente para $18 < \omega_C/\omega_L < 70$. Si se incrementa algo más esta variable la dinámica se modifica y se establecen órbitas de período 4, es decir, que en estado estacionario el ángulo de disparo toma cuatro valores distintos en secuencia. Incrementos mayores en la frecuencia de corte finalmente desencadenan un comportamiento caótico.

α_R	Comportamiento	Valores de convergencia α_n
80 [°]	Estable	80 [°]
100 [°]	Orbitas de período-2	75 [°], 125 [°]
125 [°]	Orbitas de período-4	100 [°], 105 [°], 153 [°], 165 [°]
150 [°]	Caos	Rango pseudocontinuo 125 [°]... 170 [°]

Tabla 2. Comportamiento del sistema para diferentes valores de ángulo de referencia con $p=6$ y $\omega_C/\omega_L=160$

Modelado de LCC's con alinealidad estática corregida y control integral mediante series temporales

Como se mencionó en el capítulo anterior la relación funcional entre la tensión de salida rectificadora $\overline{U_R}$ y la variable de control V_C de un LCC sigue una ley cosenoidal (Ecuación 2). La linealización de esta característica típicamente puede implementarse de dos maneras con resultados equivalentes, a saber:

- Mediante la inserción de una tabla de correspondencia (LUT) que aplique sobre la variable de control V_C la transformación expresada en la Ecuación 8.
- Sustituyendo las rampas de comparación en el TGC por funciones periódicas de tipo $(1 - k \cdot \cos(\omega_L t))$

En lo que sigue y por resultar conveniente para la interpretación gráfica, se plantea la sustitución de las rampas en el TGC según la Figura 43.

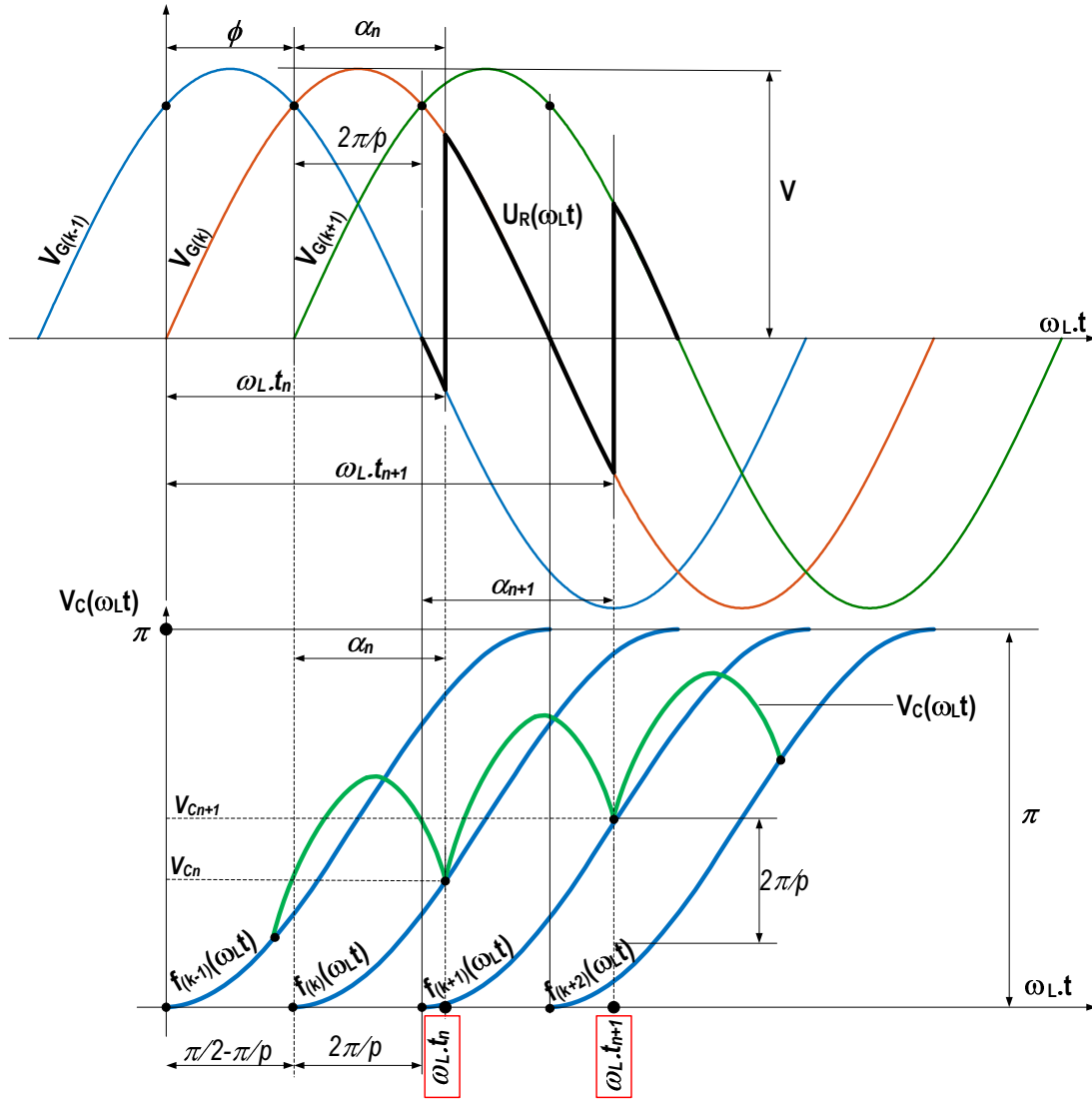


Figura 43. Determinación de los instantes de disparos para corrección de alinealidad modificando la función de comparación en el TGC

En la figura anterior la variable de control V_C que ingresa al TGC es efectivamente la salida del controlador integral. Del gráfico se desprende que:

$$\omega_L \cdot t_{n+1} - \omega_L \cdot t_n = \alpha_{n+1} - \alpha_n + \frac{2\pi}{p} \quad \text{Ecuación 55}$$

Asimismo, para producir la corrección de la alinealidad en la asociación en cascada del LCC con el TGC y que exista proporcionalidad entre la variable de control y la tensión rectificadora promedio, según la Ecuación 6:

$$V_C(\omega_L \cdot t_n) = \frac{\pi}{2} \left(1 - \cos \left(\omega_L \cdot t_n - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} \right) \right) \quad \text{Ecuación 56}$$

$$V_C(\omega_L \cdot t_{n+1}) = \frac{\pi}{2} \left(1 - \cos \left(\omega_L \cdot t_{n+1} - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \right) \right) \quad \text{Ecuación 57}$$

De la Figura 43 se infiere:

$$\alpha_n = \omega_L \cdot t_n - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} \quad \text{Ecuación 58}$$

$$\alpha_{n+1} = \omega_L \cdot t_{n+1} - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \quad \text{Ecuación 59}$$

Reemplazando Ecuación 58 y Ecuación 59 en Ecuación 56 y Ecuación 57 y utilizando la Ecuación 28 que pondera la tensión de salida del controlador integral de la Figura 37, resulta:

$$\begin{aligned} V_C(\omega_L \cdot t_{n+1}) - V_C(\omega_L \cdot t_n) &= \frac{\pi}{2} (\cos(\alpha_n) - \cos(\alpha_{n+1})) \quad \text{Ecuación 60} \\ &= K \cdot \int_{\omega_L \cdot t_n}^{\omega_L \cdot t_{n+1}} \left[-\frac{V_R}{\omega_L} + \frac{H \cdot U_R(\omega_L \cdot t)}{\omega_L} \right] d\omega_L \cdot t \\ &= -\frac{K \cdot V_R}{\omega_L} (\omega_L \cdot t_{n+1} - \omega_L \cdot t_n) + \frac{K \cdot V \cdot H}{\omega_L} \int_{\omega_L \cdot t_n}^{\omega_L \cdot t_{n+1}} \text{sen}(\omega_L \cdot t) \cdot d\omega_L \cdot t \end{aligned}$$

Resolviendo la anterior:

$$\begin{aligned} \frac{\pi}{2} (\cos(\alpha_n) - \cos(\alpha_{n+1})) & \quad \text{Ecuación 61} \\ &= -\frac{K \cdot V_R}{\omega_L} \left(\alpha_{n+1} - \alpha_n + \frac{2\pi}{p} \right) \\ &+ \frac{K \cdot V \cdot H}{\omega_L} (\cos(\omega_L \cdot t_n) - \cos(\omega_L \cdot t_{n+1})) \end{aligned}$$

La ganancia de lazo del LCC incluyendo la corrección de alinealidad respecto de la variable de control V_C y teniendo presente la Figura 17, resulta:

$$G \cdot H = \frac{2K}{\pi s} \cdot H \cdot V \cdot \frac{p}{\pi} \cdot \text{sen} \left(\frac{\pi}{p} \right) \quad \text{Ecuación 62}$$

E igualando la Ecuación 62 a la unidad se obtiene la frecuencia de corte del lazo:

$$\omega_c = \frac{2p}{\pi^2} \cdot K \cdot H \cdot V \cdot \text{sen} \left(\frac{\pi}{p} \right) \quad \text{Ecuación 63}$$

Utilizando la Ecuación 63 y tal como se desarrolló para el caso de TGC sin corrección de alinealidad se puede sustituir:

$$\frac{K \cdot V_R}{\omega_L} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega_c}{\omega_L} \cdot \cos(\alpha_R) \quad \text{Ecuación 64}$$

$$\frac{K.H.V}{\omega_L} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \frac{\pi/p}{\text{sen}(\pi/p)}$$

Ecuación 65

Reemplazando las anteriores en la Ecuación 61 y considerando las igualdades de las Ecuación 58 y la Ecuación 59 resulta:

$$[\cos(\alpha_n) - \cos(\alpha_{n+1})]$$

Ecuación 66

$$\begin{aligned} &= -\frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \cos(\alpha_R) \cdot \left(\alpha_{n+1} - \alpha_n + \frac{2\pi}{p} \right) \\ &+ \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \frac{\pi/p}{\text{sen}(\pi/p)} \cdot \left[\cos\left(\alpha_n + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}\right) - \cos\left(\alpha_{n+1} + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p}\right) \right] \end{aligned}$$

Manipulando la Ecuación 66 y utilizando identidades trigonométricas se obtiene:

$$\begin{aligned} (\alpha_{n+1} - \alpha_n) &= -\frac{2\pi}{p} + \frac{[\cos(\alpha_{n+1}) - \cos(\alpha_n)]}{(\omega_C/\omega_L) \cdot \cos(\alpha_R)} \\ &+ \frac{(\pi/p)}{\text{sen}(\pi/p) \cdot \cos(\alpha_R)} \cdot [\text{sen}(\alpha_{n+1}) \cdot \cos(\pi/p) \\ &+ \cos(\alpha_{n+1}) \cdot \text{sen}(\pi/p) - \text{sen}(\alpha_n) \cdot \cos(\pi/p) \\ &+ \cos(\alpha_n) \cdot \text{sen}(\pi/p)] \end{aligned}$$

Ecuación 67

Simplificando aún más la Ecuación 67 se llega a:

$$\begin{aligned} (\alpha_{n+1} - \alpha_n) &= -\frac{2\pi}{p} + \frac{[\cos(\alpha_{n+1}) - \cos(\alpha_n)]}{(\omega_C/\omega_L) \cdot \cos(\alpha_R)} \\ &+ \frac{(\pi/p)}{\tan(\pi/p) \cdot \cos(\alpha_R)} \cdot [\text{sen}(\alpha_{n+1}) - \text{sen}(\alpha_n)] \\ &+ \frac{(\pi/p)}{\cos(\alpha_R)} \cdot [\cos(\alpha_{n+1}) + \cos(\alpha_n)] \end{aligned}$$

Ecuación 68

Incrementando el índice en la expresión previa se obtiene:

$$\begin{aligned} (\alpha_{n+2} - \alpha_{n+1}) &= -\frac{2\pi}{p} + \frac{[\cos(\alpha_{n+2}) - \cos(\alpha_{n+1})]}{(\omega_C/\omega_L) \cdot \cos(\alpha_R)} \\ &+ \frac{(\pi/p)}{\tan(\pi/p) \cdot \cos(\alpha_R)} \cdot [\text{sen}(\alpha_{n+2}) - \text{sen}(\alpha_{n+1})] \\ &+ \frac{(\pi/p)}{\cos(\alpha_R)} \cdot [\cos(\alpha_{n+2}) + \cos(\alpha_{n+1})] \end{aligned}$$

Ecuación 69

Como el propósito del análisis es definir las condiciones necesarias para la existencia de órbitas de período-2, éstas ocurren en tanto que $\alpha_{n+2} = \alpha_n$, de manera que reemplazando los índices en la recurrencia de la Ecuación 69, resulta:

$$\begin{aligned} (\alpha_n - \alpha_{n+1}) = & -\frac{2\pi}{p} + \frac{[\cos(\alpha_n) - \cos(\alpha_{n+1})]}{(\omega_C/\omega_L) \cdot \cos(\alpha_R)} \\ & + \frac{(\pi/p)}{\tan(\pi/p) \cdot \cos(\alpha_R)} \cdot [\text{sen}(\alpha_n) - \text{sen}(\alpha_{n+1})] \\ & + \frac{(\pi/p)}{\cos(\alpha_R)} \cdot [\cos(\alpha_n) + \cos(\alpha_{n+1})] \end{aligned} \quad \text{Ecuación 70}$$

Sumando las Ecuación 68 y la Ecuación 70 y simplificando se llega a la condición necesaria para la existencia de oscilación subarmónica, que resulta la misma que para el control del LCC sin linealización hallado anteriormente:

$$2 \cdot \cos(\alpha_R) = \cos(\alpha_{n+1}) + \cos(\alpha_n) \quad \text{Ecuación 71}$$

Introduciendo la Ecuación 71 en la Ecuación 68:

$$\begin{aligned} (\alpha_{n+1} - \alpha_n) = & \frac{[\cos(\alpha_{n+1}) - \cos(\alpha_n)]}{(\omega_C/\omega_L) \cdot \cos(\alpha_R)} \\ & + \frac{(\pi/p)}{\text{tg}(\pi/p) \cdot \cos(\alpha_R)} \cdot [\text{sen}(\alpha_{n+1}) - \text{sen}(\alpha_n)] \end{aligned} \quad \text{Ecuación 72}$$

Utilizando nuevamente identidades trigonométricas para la resta de funciones seno y coseno y transponiendo términos:

$$\begin{aligned} \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \text{tg}\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot \cos(\alpha_R) \cdot \left\{ \frac{(\alpha_{n+1} - \alpha_n)/2}{\text{sen}[(\alpha_{n+1} - \alpha_n)/2]} \right\} \\ = -\text{tg}\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot \text{sen}\left[\frac{(\alpha_{n+1} + \alpha_n)}{2}\right] + \frac{\pi}{p} \cdot \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \cos\left[\frac{(\alpha_{n+1} + \alpha_n)}{2}\right] \end{aligned} \quad \text{Ecuación 73}$$

Puesto que las condiciones para la existencia de una bifurcación que dé origen a órbitas de período-2 ocurren para $\alpha_{n+1} \rightarrow \alpha_n = \alpha_R$, aplicando este límite a la expresión de la Ecuación 73 se obtiene la relación funcional, entre el ancho de banda relativo del lazo de control y el punto de operación en términos del ángulo de disparo α_R :

$$\alpha_R = \text{arc tg} \left\{ \frac{\omega_C}{\omega_L} \cdot \left[\frac{\pi/p}{\text{tg}(\pi/p)} - 1 \right] \right\} \quad \text{Ecuación 74}$$

En la Ecuación 74, válida como en el caso anterior para $p > 2 \wedge p \in \mathbb{N}$, dado que el argumento de la función es negativo, se desprende que para que exista oscilación subarmónica el ángulo de disparo debe ser superior a $\pi/2$. Esto implica que independientemente del ancho de

banda definido para el lazo de control en términos de ω_c/ω_L , la respuesta transitoria de todo LCC rectificador ($\alpha < \pi/2$) con corrección de alinealidad en su lazo de control y con compensación integral será asintóticamente convergente y por tanto, estable.

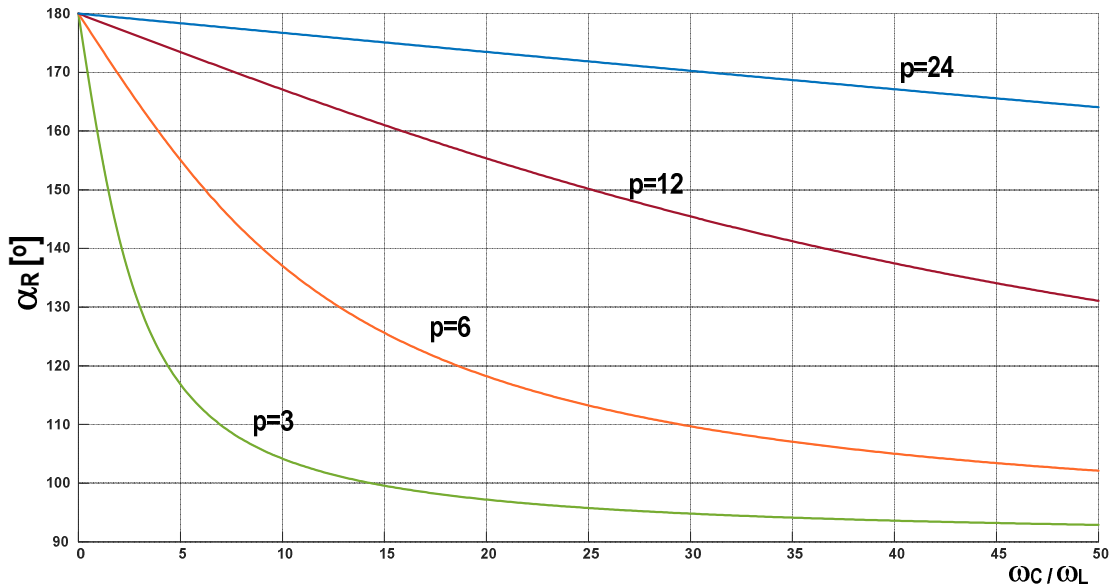


Figura 44. Límite de oscilación subarmónica de un LCC con corrección de alinealidad y control integral en función del ángulo de disparo y del número de pulsos

La Figura 44 muestra el límite para la ocurrencia de oscilación subarmónica para LCC's con corrección de alinealidad y $p = 3, 6, 12, 24$ según la Ecuación 74, estableciendo de este modo la frontera de estabilidad asintótica. Como en el caso previo -sin corrección de alinealidad- el máximo ancho de banda obtenible con convergencia asintótica como único criterio de performance, es función del punto de operación y del número de pulsos del convertidor. A diferencia del caso de LCC's que utilizan TGC sin corrección de alinealidad y como se desprende de la figura anterior, no es posible definir un valor de ancho de banda que estabilice al sistema para todo punto de operación ya que en el límite $\alpha_R \rightarrow \pi$ todos los sistemas serán inestables. Paradójicamente, el hecho de linealizar la característica estática del convertidor resulta en inconvenientes en la estabilización del lazo de control.

La Figura 45 establece las zonas $\alpha_{R_max} = f(\omega_c/\omega_L)$, máximo ángulo de operación en función de la frecuencia de corte del lazo normalizada, según el número de pulsos del LCC utilizando TGC's con corrección de alinealidad.

Una alternativa para asegurar la estabilidad bajo estas condiciones consiste en acotar el máximo ángulo de disparo y de ese modo, hallar en el gráfico de la Figura 44 el máximo ancho de banda ω_c/ω_L a partir del cual se producen oscilaciones subarmónicas. Esta estrategia implica la pérdida de rango de tensión en el modo inversor.

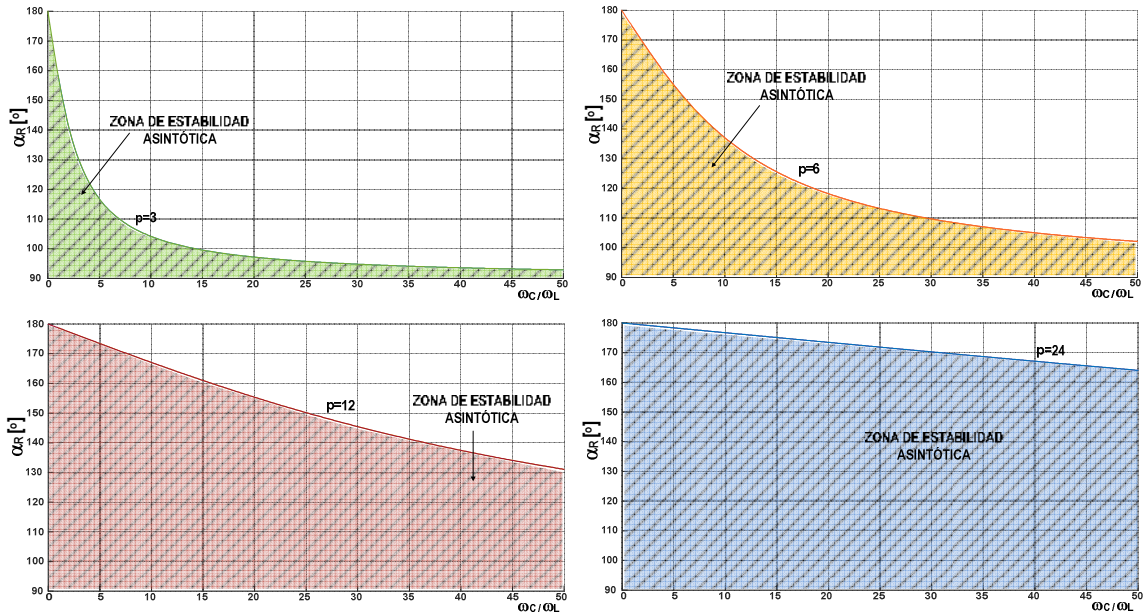


Figura 45. Limite de estabilidad para $\alpha_R > \pi/2$ según el número de pulsos de LCC, con alinealidad estática corregida

A manera de ejemplo en la Figura 46 se indica para el caso de un LCC con $p=6$, cuánto es necesario limitar el máximo ángulo de disparo a efectos de obtener el mismo ancho de banda de lazo que con un TGC sin corrección. La pérdida asociada en el rango de operación resulta de un 36% aproximadamente.

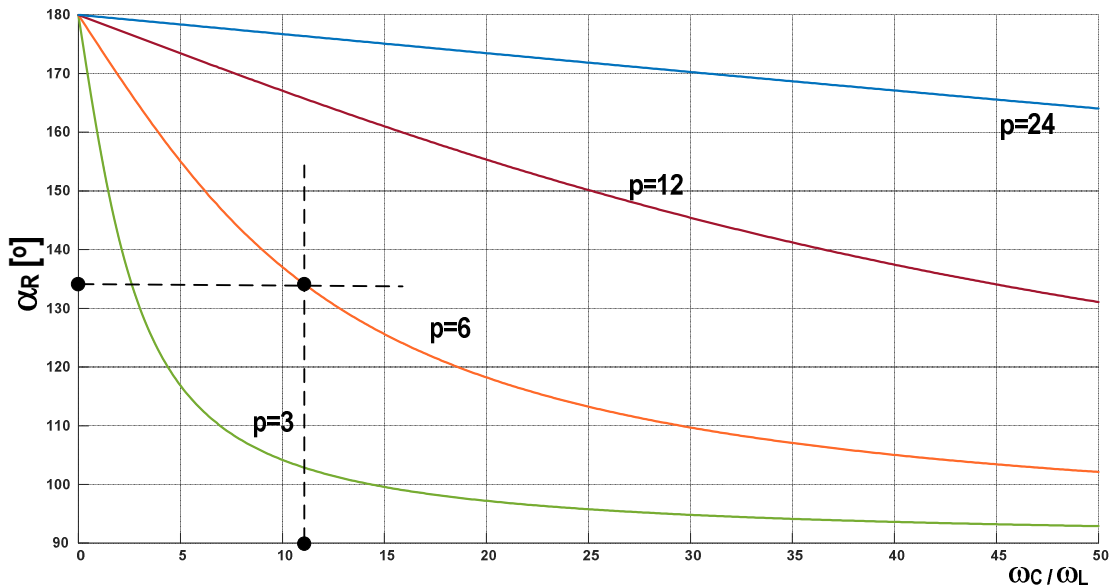


Figura 46. Limitación del ángulo de operación en un LCC con $p=6$ para obtener mismo ancho de banda que sin corrección de alinealidad.

Otras estrategia posible podría incluir una corrección parcial de la alinealidad, solo para ángulos $\alpha_R \leq \pi/2$ utilizando una LUT.

En cualquier caso, como el objetivo principal de la linealización de la característica es mantener la ganancia independiente del punto de operación a fin de no perder ancho de banda, y dado que se ha demostrado que es posible aumentarlo muy significativamente manteniendo la estabilidad sin recurrir a la linealización, el valor asociado a este recurso resulta secundario.

Capítulo 4: Simulación circuital de LCC's

Esta sección está orientada a verificar mediante simulación circuital el comportamiento de LCC's en lazo cerrado con un controlador integral, según las formulaciones del capítulo precedente. Para este fin, se desarrollan modelos para el entorno NL5 –un emulador circuital de tipo PWL- que comprenden la etapa de potencia, el TGC y el sistema de control en lazo cerrado. En particular, se pretende comprobar mediante simulación en el dominio temporal para un tipo representativo de LCC con $p=6$, lo siguiente:

- La conservación de la estabilidad para valores de ω_c/ω_L mayores que el límite definido por el modelo Parrish-McVey con $\alpha_R < \pi/2$
- La posibilidad de incrementar la velocidad de respuesta en lazo cerrado, considerando el aporte de la metodología de análisis propuesta, basada en el análisis del problema no lineal mediante series temporales.
- La existencia de condiciones de oscilación subarmónica para valores de $\alpha_R > \pi/2$ que dependen de la frecuencia de corte relativa del sistema ω_c/ω_L , según la Ecuación 53

El diagrama esquemático del modelo circuital construido es el que se muestra en la Figura 47 siguiente:

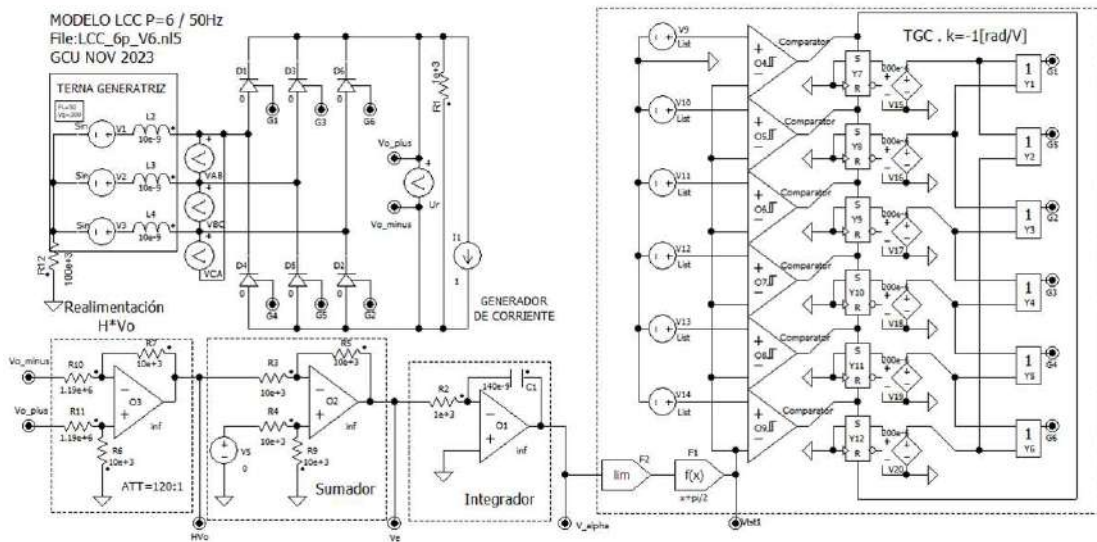


Figura 47. Modelo circuital NL5 de un LCC con $p=6$ y control integral

El diseño del circuito pretende tener la menor complejidad posible y comprende:

- Una terna generatriz CA simétrica con tensión de fase 300Vpk/50Hz
- Un LCC con seis SCR pseudo-ideales, con $V_F=0$ y con $I_H=50\text{mA}$ y carga LR
- Lazo de control con un atenuador diferencial, sumador e integrador.

- TGC (thyristor gate control) de ganancia $-1[\text{rad/V}]$ empleando el método de rampa y pedestal y un contador de anillo para evitar multiplicidad de impulsos de disparo. Para la topología de LCC elegida, dos pulsos por estado son necesarios. El sincronismo de las rampas con los puntos de conmutación natural está provisto usando el reloj del simulador.
- Un generador de corriente CC ideal como carga, de valor superior a la corriente de mantenimiento de los SCR, para garantizar la operación en CCM.

Las señales rampa para el TGC tienen duración de medio período de red y una amplitud π [V] para asegurar el valor de la ganancia. La variable ángulo α_R que se obtiene a la salida del integrador, se limita en amplitud al rango $\{-\pi/2; +\pi/2\}$ y se le suma asimismo $\pi/2$ en la entrada del TGC.

Es importante mencionar que en el análisis del capítulo precedente se asume que el integrador de la Figura 24 no satura. Por lo tanto, debe asegurarse especialmente que para las condiciones de elevado ω_C/ω_L , es decir, constante integral reducida, la única saturación en el sistema lo produce exclusivamente el TGC debido a la amplitud de las rampas. Desde el punto de vista práctico en relación al diseño, esto implica necesariamente evaluar las tensiones de alimentación a emplear en el amplificador operacional del integrador de acuerdo con la frecuencia de corte ω_C/ω_L propuesta para el sistema.

Para comprobar la funcionalidad del modelo en lazo abierto, se ingresó un doble escalón de tensión equivalente como ángulo de referencia de disparo, verificando la consistencia en la variación de los instantes de disparo y de la tensión rectificada U_R como se muestra en la Figura 48.

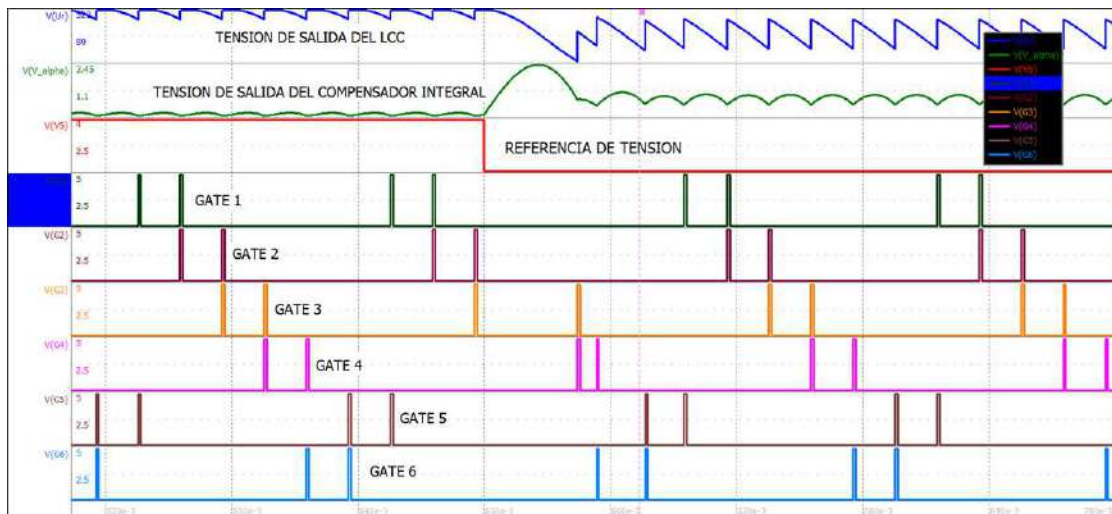


Figura 48. Formas de onda de prueba en lazo abierto para el modelo NL5 del LCC con $p=6$

El modelo circuital NLS empleado en las simulaciones anteriores y en las subsiguientes tiene las siguientes características:

- Tensión compuesta (valor pico)= $V = 519.6[V]$
- Pulsación de red= $\omega_L = 2 \cdot \pi \cdot 50 [rad/s]$
- Número de pulsos= $p = 6$
- Ganancia de realimentación= $H = 1/120 = 8.33 \times 10^{-3}$
- Ganancia del TGC= $K_{TGC} = -1 [rad/V]$
- Constante de integración= $K = 1/(C1 \cdot R2)$

Respuesta de LCC's operando en el límite de estabilidad según el modelo de Parrish_McVey

Utilizando la Ecuación 20 y compensando al sistema siguiendo el modelo de Parrish-McVey e imponiendo las condiciones equivalentes al límite de inestabilidad es decir, con margen de fase nulo $m_\phi = 0$, se tiene que:

$$K \cdot G_{O(MAX)} \cdot H \cdot |K_{TGC}| = K \cdot V \cdot \frac{p}{\pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot H \cdot |K_{TGC}| = \frac{p \cdot \omega_L}{2} = \omega_C \quad \text{Ecuación 75}$$

Reemplazando en la expresión anterior y despejando la constante integral de modo tal que la frecuencia de corte relativa resulte en el límite predicho por el modelo de pequeña señal $\omega_C / \omega_L = \frac{p}{2} = 3$:

$$K = \omega_C \cdot \left[V \cdot \frac{p}{\pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot H \cdot |K_{TGC}| \right]^{-1} = 228 \left[\frac{rad}{s} \right] \quad \text{Ecuación 76}$$

Con este valor para el compensador y dado que $R2=1k$, resulta $C1= 4.4[\mu F]$. Introduciendo este valor en el circuito y simulando el comportamiento transitorio en el entorno de la mayor ganancia, es decir, para referencia nula o bien $\alpha_R \approx \pi/2$, se observa un comportamiento estable:

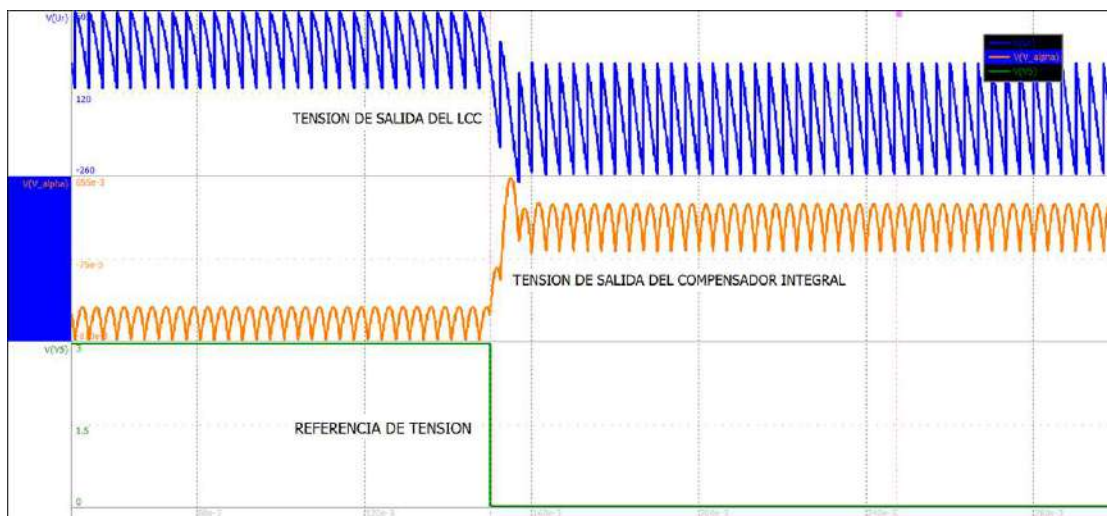


Figura 49. Modelo de simulación para las condiciones del límite de estabilidad según el modelo Parrish-McVey, $p=6$, CCM y entorno de $\alpha_R = \pi/2$

La Figura 49 muestra las condiciones de operación en estado estacionario con una tensión de referencia que varía entre 3V y 0V a efectos de que el final del transitorio encuentre operando al sistema con la mayor ganancia posible. Se observa una respuesta ligeramente subamortiguada, pero en cualquier caso, estable y ausente de oscilaciones subarmónicas. Las tensiones promedio coinciden con el producto de la referencia por la inversa de la ganancia de realimentación. Esto pone de manifiesto la divergencia entre el modelo Parrish-McVey y el comportamiento real del sistema, y las limitaciones del mismo para determinar las condiciones límite de inestabilidad.

Incremento de la velocidad de respuesta de LCC's considerando el límite de oscilación subarmónica propuesto

De acuerdo con la Tabla 1 y según lo determinado mediante los mapas unidimensionales, para $p = 6$ una relación tan elevada como $\omega_c/\omega_L = 10.7$ debería preservar la estabilidad del sistema para cualquier ángulo de disparo, es decir, para cualquier condición de operación del LCC. En lo que sigue, se compara la velocidad de respuesta a un escalón de referencia para dos tipos de compensaciones:

- Caso 1: ganancia de lazo G.H con 6[dB] de margen respecto del límite establecido por el modelo clásico de Parrish-McVey, esto es, para $\omega_c/\omega_L = \frac{p}{2} = 1.5$ según la Ecuación 75. Esto se logra circuitalmente con $C1 = 8.8[\mu F]$.
- Caso 2: ganancia de lazo G.H con 6[dB] de margen respecto del límite de oscilación subarmónica de la Tabla 1, esto es, para $\omega_c/\omega_L = 5.35$. Esto se logra circuitalmente reemplazando $C1 = 2.46[\mu F]$.

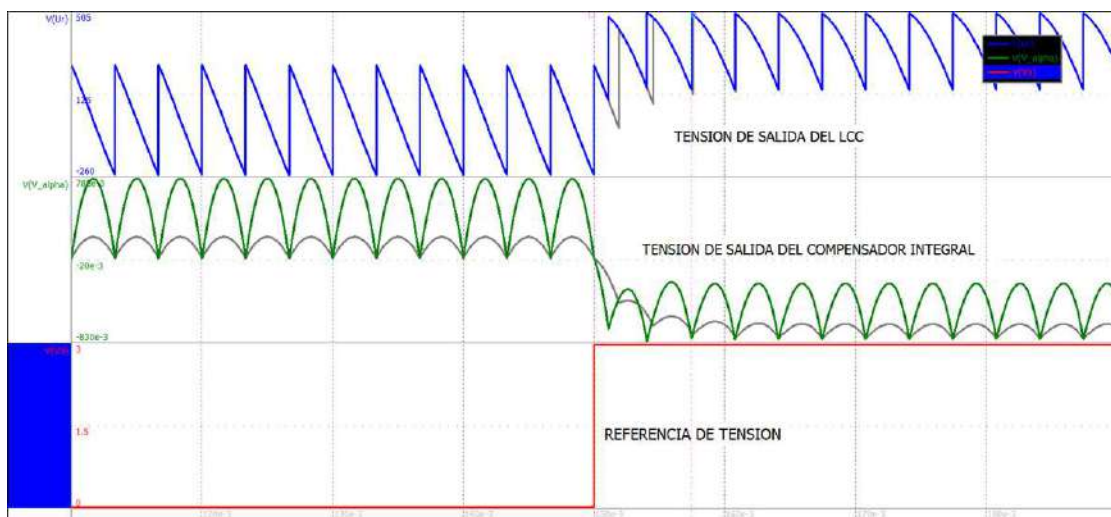


Figura 50. Comparación de la velocidad de respuesta en lazo cerrado al avance del ángulo de disparo. (Gris=compensación según modelo Parrish-McVey)

En la Figura 50 se muestra una referencia en escalón forzando una transición en el sentido de avance del ángulo de disparo, $\overline{U}_R = 0 \rightarrow \overline{U}_R = 360[V]$ para ambas situaciones de compensación. La convergencia al valor final es significativamente superior utilizando el modelo propuesto respecto del clásico, con los siguientes resultados:

- Para el caso de la compensación $\omega_c/\omega_L = \frac{p}{2} = 1.5$ (Parrish-McVey) en **7.4[mS]**
- Para la compensación propuesta $\omega_c/\omega_L = 5.35$ (análisis de bifurcaciones) en **0.95[mS]**

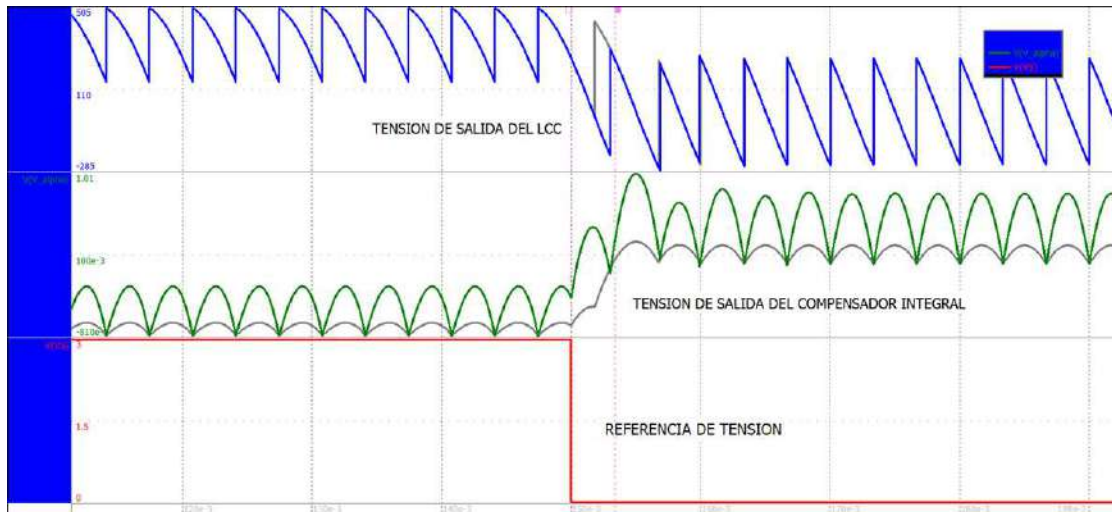


Figura 51. Comparación de la velocidad de respuesta en lazo cerrado al retraso en el ángulo de disparo. (Gris= compensación según modelo Parrish-McVey)

En contraste, la Figura 51 muestra una referencia en escalón forzando una transición en el sentido de producir un retraso en el ángulo de disparo, $\overline{U}_R = 360 \rightarrow \overline{U}_R = 0[V]$, también para las dos frecuencia de corte. La convergencia al valor final es algo mejor en el caso del modelo propuesto respecto del clásico, con los siguientes resultados:

- Frecuencia de corte $\omega_c/\omega_L = \frac{p}{2} = 1.5$ (modelo Parrish-McVey) en **~6.8[mS]**
- Frecuencia de corte $\omega_c/\omega_L = 5.35$ (modelo basado en bifurcaciones) en **~3.3[mS]**

Existencia de oscilaciones subarmónicas

Para simular diferentes condiciones de operación, resulta conveniente expresar el valor del capacitor C1 en el modelo NL5 como función de ω_c/ω_L . Con este objetivo, a partir de la Ecuación 76, se tiene que:

$$\frac{1}{R_2 \cdot C_1} \cdot V \cdot \frac{p}{\pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot H \cdot |K_{TGC}| = \omega_c$$

Ecuación 77

Y reemplazando:

$$C_1 = \left(\frac{\omega_c}{\omega_L}\right)^{-1} \cdot \frac{V \cdot \frac{p}{\pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot H \cdot |K_{TGC}|}{\omega_L \cdot R_2} = \frac{13.2[\mu F]}{\left(\frac{\omega_c}{\omega_L}\right)}$$

De la Figura 39 se desprende que para $\omega_c/\omega_L = 30$, la operación entorno de $\alpha_R = 105^\circ$ tiene que ser estable, en tanto que para $\alpha_R = 115^\circ$ deberían observarse órbitas de período-2. Esto significa reemplazar $C_1=0.44[\mu F]$ en el lazo de control e introducir un cambio en la referencia externa de $-1.07[V]$ a $-1.75[V]$.

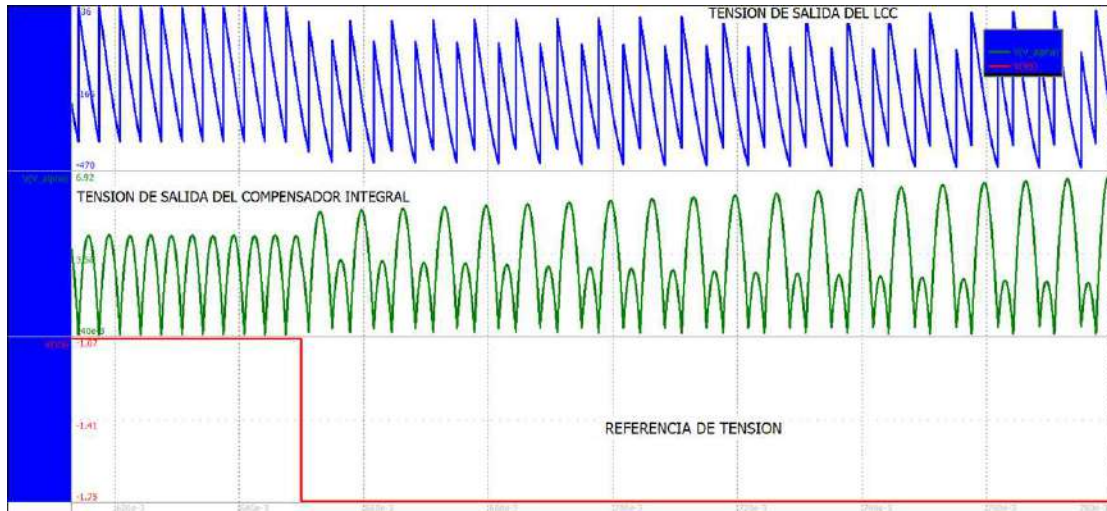


Figura 52. Ejemplo de oscilación subarmónica en un LCC con $p=6$, $\omega_c/\omega_L=30$, para $\alpha_R=105^\circ$ y $\alpha_R=115^\circ$

La Figura 52 pone de manifiesto como un cambio del punto de operación en un LCC con ancho de banda de lazo por sobre el límite hallado y expresado en la Ecuación 53 fuerza la transición en la respuesta temporal, de un comportamiento estable a una oscilación subarmónica. En dicha figura el trazo azul representa la tensión de salida $U_R(t)$ y se observa que su evolución con un período igual a la mitad del de ripple es producto de una oscilación del ángulo de disparo entre dos valores definidos. La variación de la naturaleza de la respuesta dinámica en función del punto de trabajo es propia de sistemas alineales.

Verificación del límite de oscilación subarmónica para $p=6$

Tomando el caso de $p=6$ y con referencia a la Figura 53 que establece el límite para la existencia de bifurcaciones, se realiza el muestreo de ocho puntos en la vecindad de la curva indicada, a efectos de comprobar la estabilidad para el área inferior subtendida y oscilaciones subarmónicas para combinaciones $\omega_c/\omega_L, \alpha_R$ por encima de la misma. Para cada caso modelado, a medida que se incrementa ω_c/ω_L es necesario comprobar que la salida del integrador no presente saturación adicional.

Los resultados de la simulación verifican los pares de puntos de prueba y a modo de ejemplo, se muestra el resultado del caso $\omega_c/\omega_L = 70$ en la Figura 54.

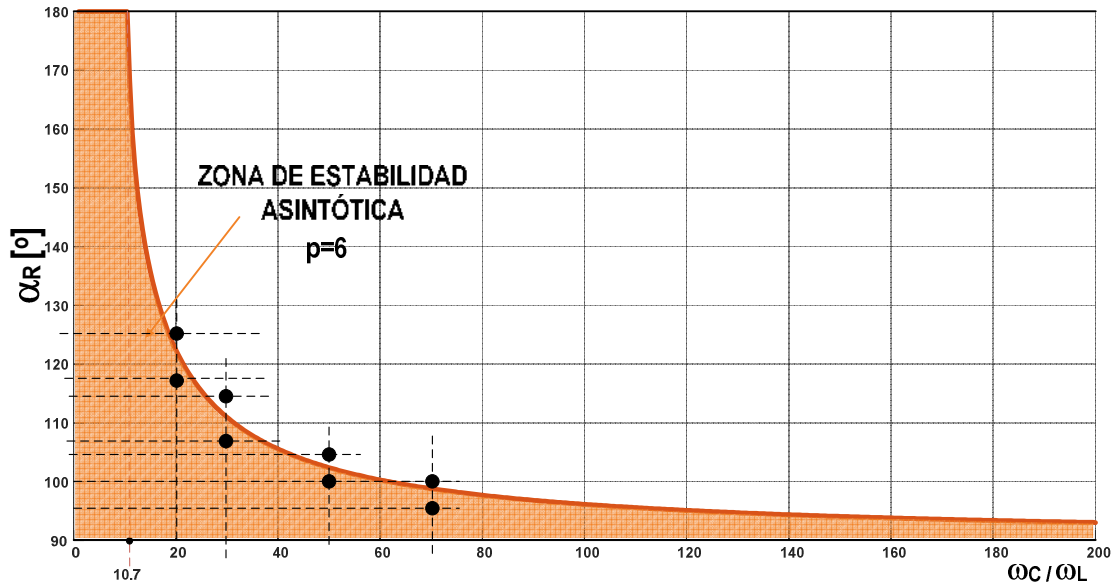


Figura 53. Puntos de verificación de bifurcaciones mediante simulación para $p=6$

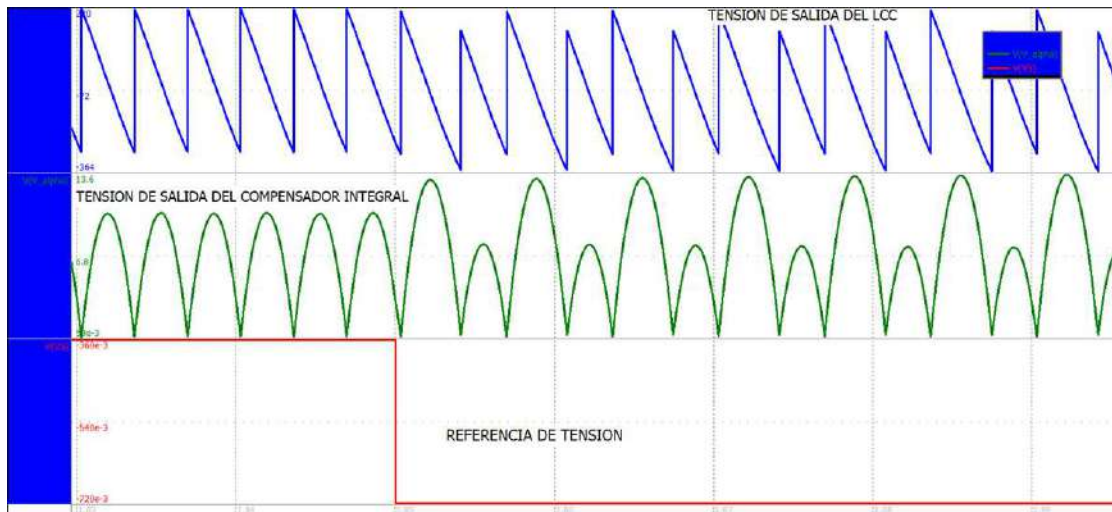


Figura 54. Ejemplo de oscilación subarmónica en un LCC con $p=6$, $\omega_c/\omega_L=70$, para la transición $\alpha_R=95^\circ$ y $\alpha_R=100^\circ$

Órbitas de mayor orden para el caso $p=6$

Las condiciones límite encontradas para la existencia de la primer bifurcación constituyen una herramienta útil para establecer las condiciones de compensación de un LCC de modo que tenga un comportamiento estable asintóticamente. La ocurrencia de órbitas de período-2 o bien de mayor orden, no es una situación deseable en la dinámica de un sistema no lineal industrial, pero encontrar el rango de parámetros que producen estos cambios en la respuesta puede resultar funcional para validar el modelo planteado. En este sentido, con referencia a la Figura 42 y para

respaldar las expresiones encontradas se pueden fijar condiciones para la existencia de órbitas de periodo-4, con $\omega_c/\omega_L = 80$ y $\alpha_R \approx 130^\circ$ con el resultado esperado, tal como se muestra en la Figura 55.

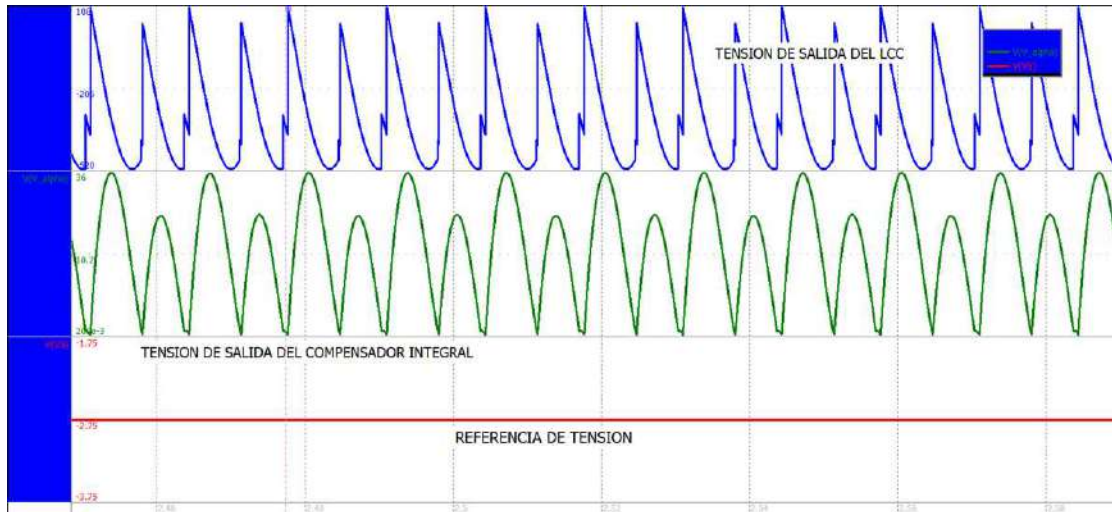


Figura 55. Ejemplo de órbitas de periodo-4 en un LCC con $p=6$, $\omega_c/\omega_L=80$, y $\alpha_R=130^\circ$

Simulación de LCC's con compensación integral y $p=12$

A efectos de comprobar los límites de bifurcaciones en un LCC con compensación integral de 12 pulsos ($p=12$) se construyó el modelo circuital NL5 de la Figura 56.

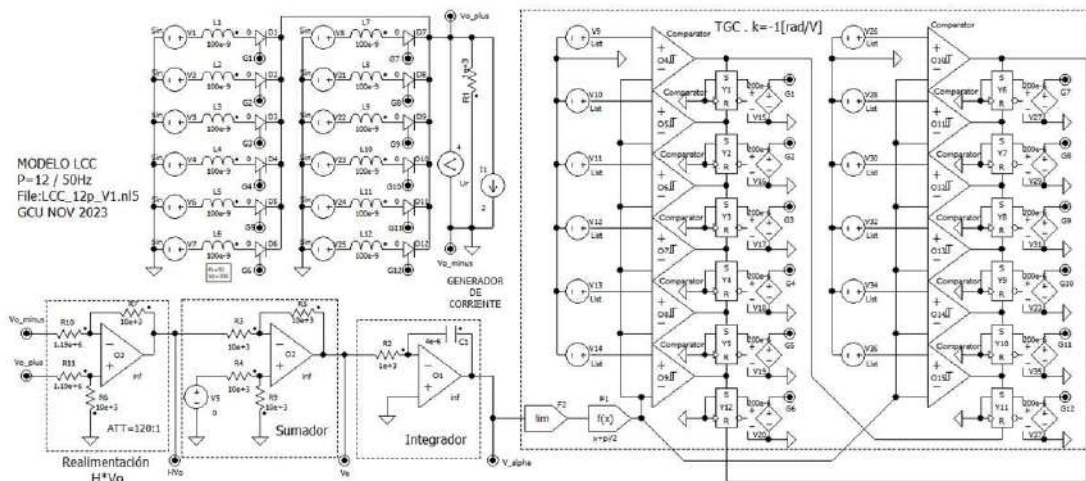


Figura 56. Modelo circuital NL5 de un LCC con $p=12$ y control integral

A diferencia del caso $p=6$ simulado anteriormente, el sistema de generación de tensión AC está compuesto por doce fuentes senoidales conectadas en estrella, de tal modo que el TGC debe producir un solo impulso para el disparo de cada evento / tiristor. La Figura 57 muestra el resultado del ensayo de lazo cerrado para referencia en escalón, orientado a comprobar la correcta secuencia en el TGC.

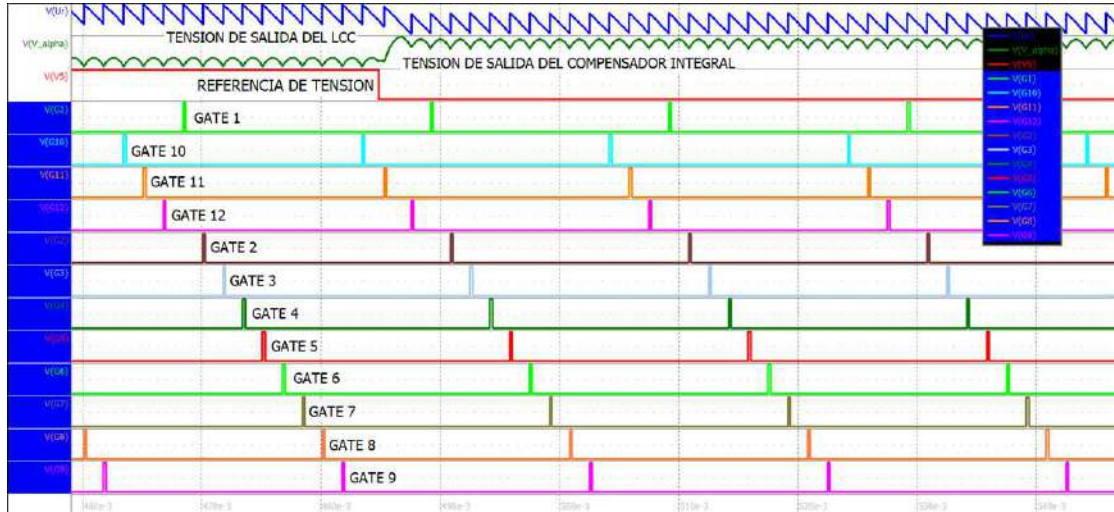


Figura 57. Formas de onda de prueba en lazo cerrado para el modelo NL5 del LCC con $p=12$

Tomando ahora el caso $p=12$ y con referencia a la **Error! Reference source not found.** que establece el límite para la existencia de bifurcaciones, se realiza el muestreo de seis puntos en la vecindad de la curva referida, a efectos de comprobar la estabilidad para el area inferior subtendida y oscilaciones subarmónicas para combinaciones $\omega_c/\omega_L, \alpha_R$ por encima de la misma. Para cada caso modelado, a medida que se incrementa ω_c/ω_L es necesario comprobar que la salida del integrador no presente saturación adicional. Estos seis puntos de prueba se indican en la Figura 58.

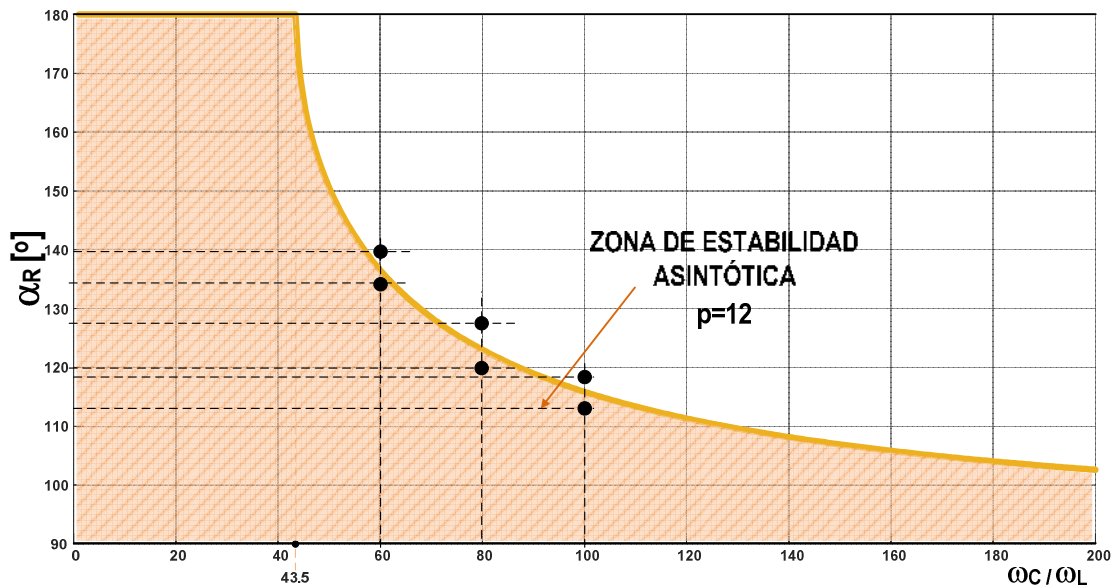


Figura 58. Puntos de verificación de bifurcaciones mediante simulación circuital para el caso $p=12$

Los casos explorados corresponden a $\omega_c/\omega_L = 60, 80, 100$. Los seis puntos verifican el límite de la Figura 58 y a modo de ejemplo, se ilustra a continuación (Figura 59) el caso $\omega_c/\omega_L = 60 \wedge \alpha_R = 135^\circ, 143^\circ$.

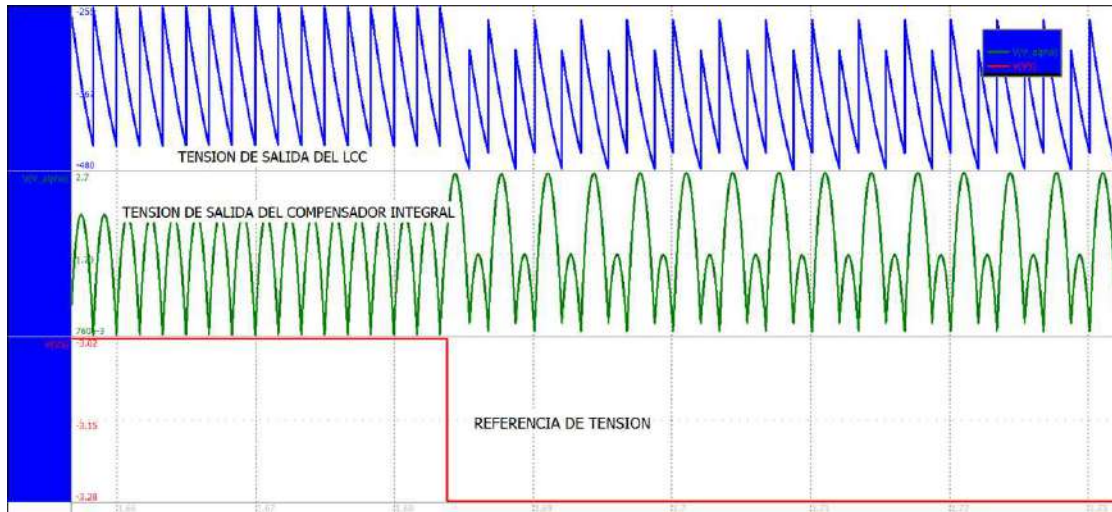


Figura 59. Ejemplo de oscilación subarmónica en un LCC con $p=12$, $\omega_c/\omega_L=60$, para la transición $\alpha_R=135^\circ$ y $\alpha_R=143^\circ$

Caso particular de LCC's de dos pulsos

La Ecuación 53 para el caso especial en que $p=2$ resulta en:

$$\frac{\omega_c}{\omega_L} \cdot \cos(\alpha_R) = -1$$

Ecuación 79

Es decir que la única condición bajo la cual es posible la ocurrencia de una oscilación subarmónica requeriría que simultáneamente se cumpliera lo siguiente:

$$\frac{\omega_c}{\omega_L} = 1 \wedge \alpha_R = 180^\circ$$

Ecuación 80

A diferencia de los LCC's para sistemas CA con $p>3$, y típicamente $p=6$, o bien $p=12$ y eventualmente $p=24$, la conclusión expresada en la Ecuación 80 no tiene valor alguno cuando $p=2$ porque por un lado, no permite hallar condiciones de operación que permitan incrementar la velocidad de respuesta del lazo de control. De otra parte, si además se tiene presente que por razones de disparo de los SCR y por potenciales asimetrías en la red normalmente los TGC's operan con límites en el ángulo de disparo tales que: $0 < \alpha_{MIN} \leq \alpha_R \leq \alpha_{MAX} < \pi$, se infiere que la condición requerida por la Ecuación 80 queda excluida del rango de operación.

A fin de verificar que la situación de inestabilidad, que se produce al incrementar ω_c/ω_L por encima de algun valor próximo al resultante del modelo de Parrish-McVey, ocurre sin que

existan transiciones a órbitas de período-2, se construyó el modelo de simulación NL5 que se muestra a continuación:

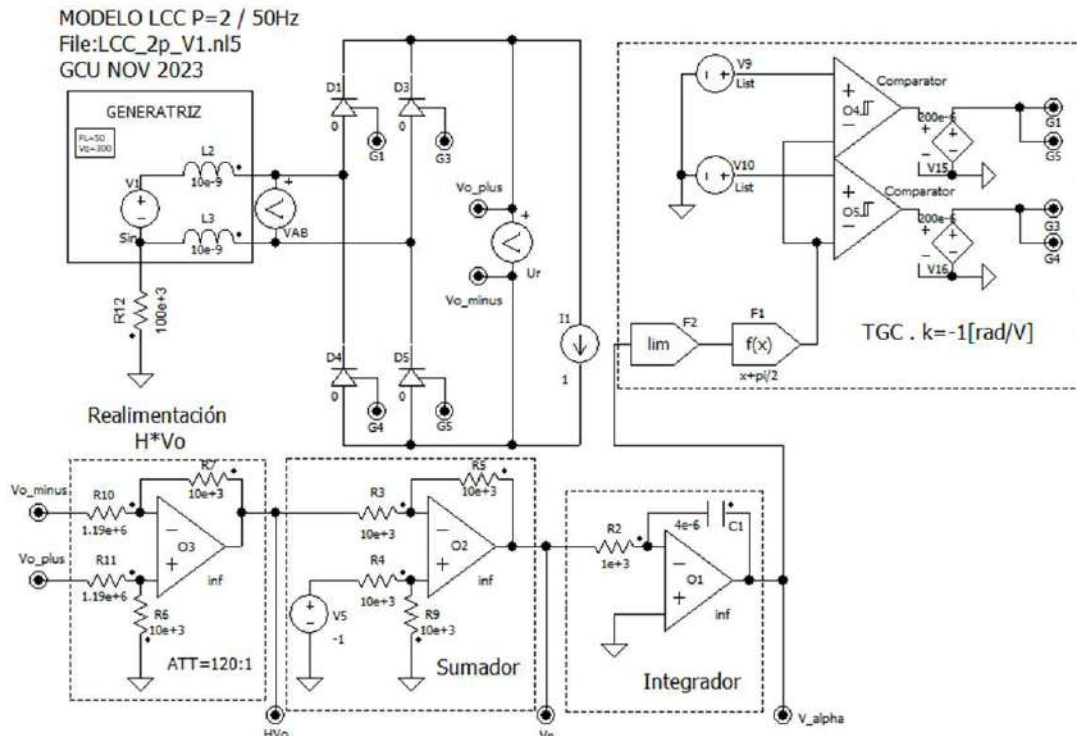


Figura 60. Modelo circuital de simulación NL5 de un LCC con $p=2$ y control integral.

Para este caso con $p=2$ el capacitor del integrador debe cumplir:

$$C1 = \frac{5.07[\mu F]}{(\omega_c/\omega_L)}$$

Ecuación 81

Se simuló la condición que el modelo de pequeña señal de Parrish-McVey define como límite de estabilidad con máxima ganancia, es decir, $\omega_c/\omega_L = 1$, $\alpha_R = 0$ y el LCC se mantuvo estable según se observa en la Figura 61. Modificando $\omega_c/\omega_L = 2.5$ y para ángulos de referencia elevados la respuesta se vuelve aperiódica, pero sin describir órbitas de período-2 como se muestra en la Figura 62.

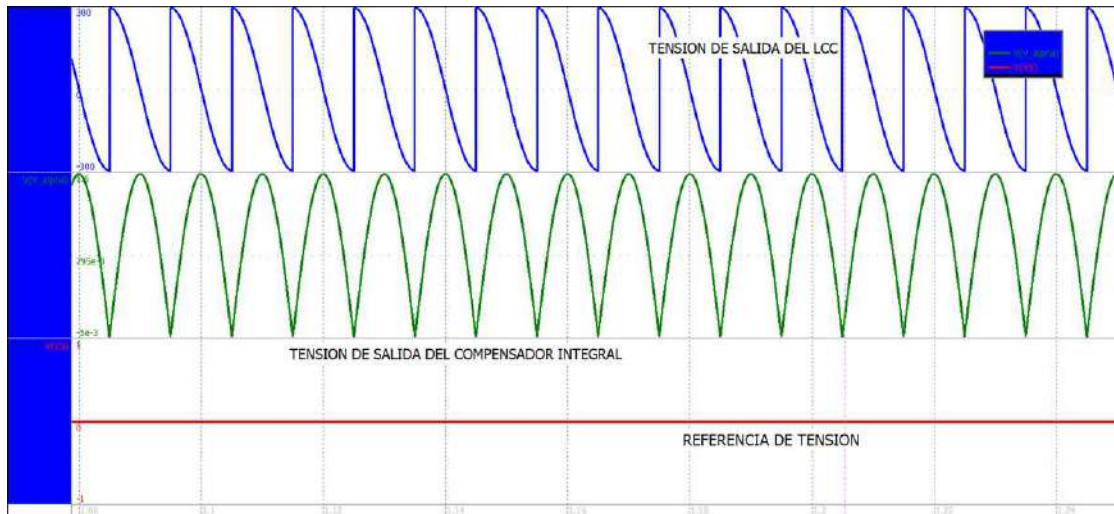


Figura 61. Resultado de simulación del caso $p=2$ en el límite de estabilidad según el modelo lineal de Parrish-McVey

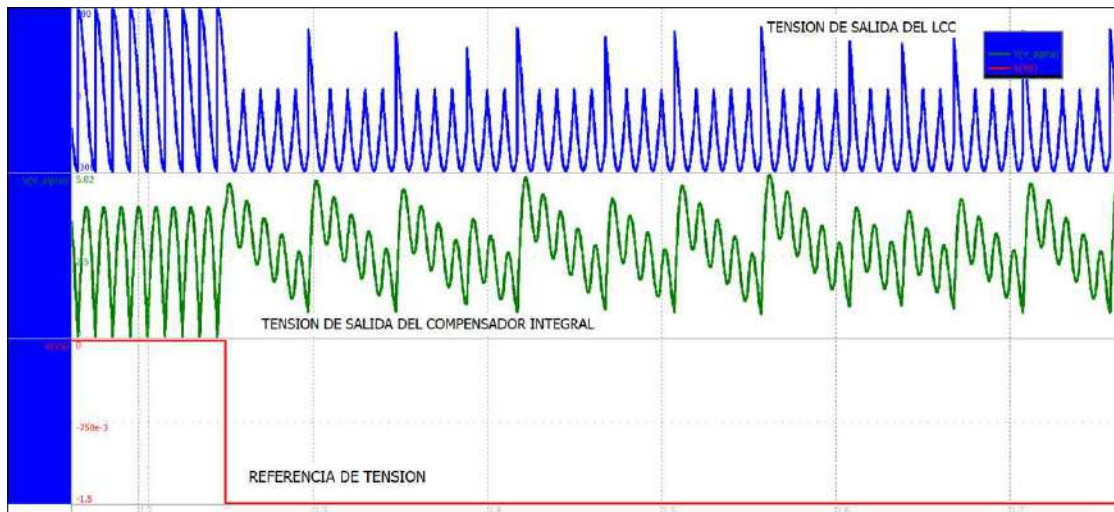


Figura 62. Comportamiento aperiódico del caso $p=2$ ante un cambio en la referencia de $\alpha_R=0^\circ$ a $\alpha_R=160^\circ$.

Simulación de LCC's con corrección de alinealidad estática

Con el propósito de validar las conclusiones para LCC's con corrección de alinealidad y fundamentalmente para demostrar la exactitud de la Ecuación 74 se construyó el modelo de simulación NL5 de la Figura 63. En el circuito se observa en particular un sistema de generación AC en conexión estrella con el mismo lazo de control integral que el descrito anteriormente. Para la corrección de la alinealidad estática en el TGC se emplearon seis generadores de funciones cosenoidales en cada entrada de comparación. La habilitación de la salida de pulsos de disparo se sincroniza con la red en cada punto de conmutación natural ($\alpha = 0$) por medio de la entrada de reset de los FF

La Figura 64 muestra las señales relevantes del modelo. Los impulsos de clock (Res #) se aplican en los instantes correspondientes a los puntos de conmutación natural forzando el

“reset” de los FF y habilitando la comparación de la salida del integrador con las funciones $(1 - \cos(\omega_L t))$ adecuadamente desplazadas en sincronismo con la red. Cuando el comparador cambia de estado se genera el impulso “set” para los FF y un monostable asociado produce impulsos de disparo (G #).

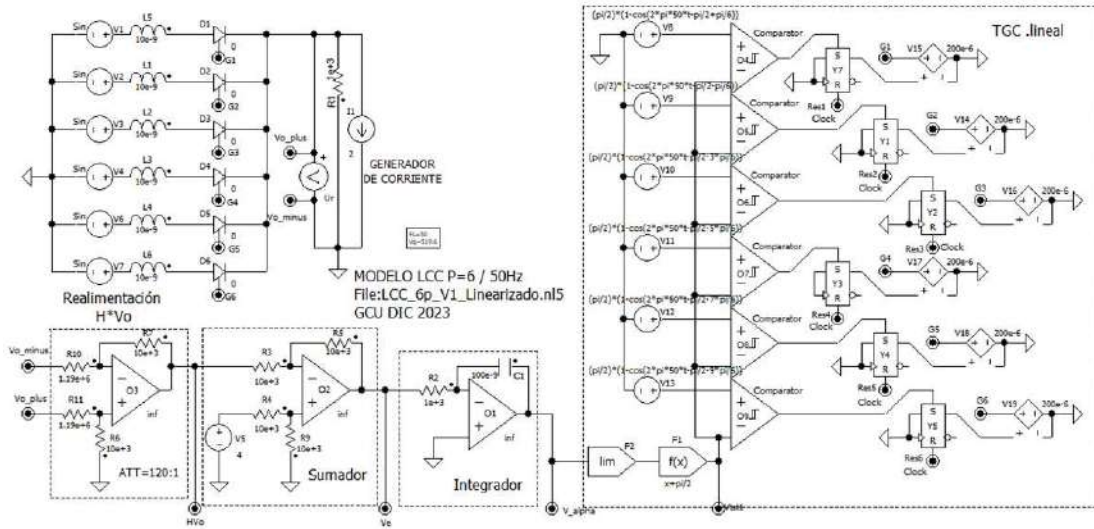


Figura 63. Modelo circuital de un LCC con $p=6$, control integral y corrección de alineación estática en el TGC.

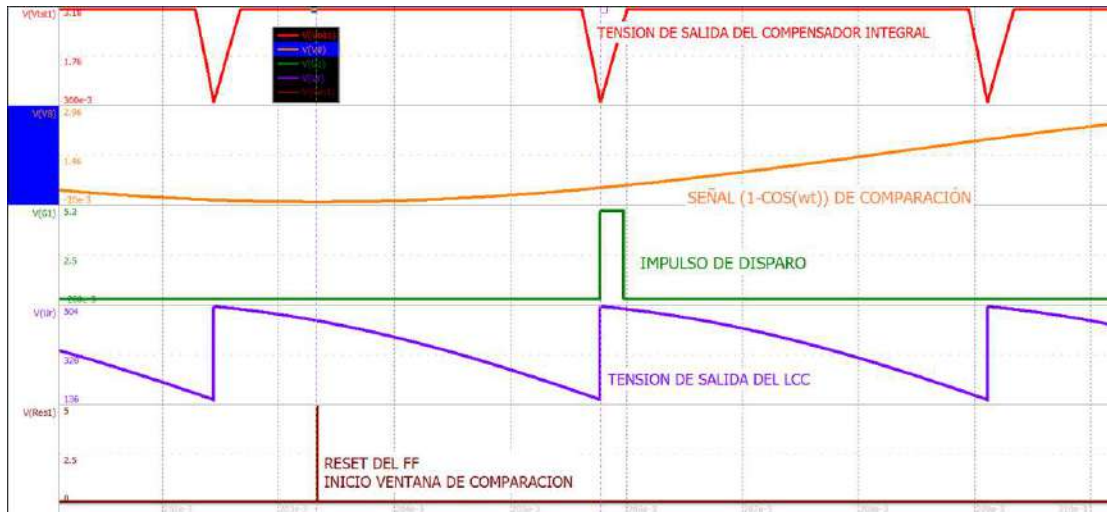


Figura 64. Señales relevantes del modelo LCC con corrección de alineación

Para explorar la validez de la Ecuación 74 se eligieron algunos puntos del caso $p=6$, según se indican en la Figura 65, con el objeto de imponer un ángulo de disparo definido, y modificando ligeramente el ancho de banda relativo, comprobar la transición de estabilidad a oscilación subarmónica. Con los parámetros circuitales del modelo, calculando el capacitor de integración necesario de manera análoga a lo expresado en la Ecuación 77 y Ecuación 78, se llega a que:

$$C1 = \frac{8.379[\mu F]}{(\omega_c/\omega_L)}$$

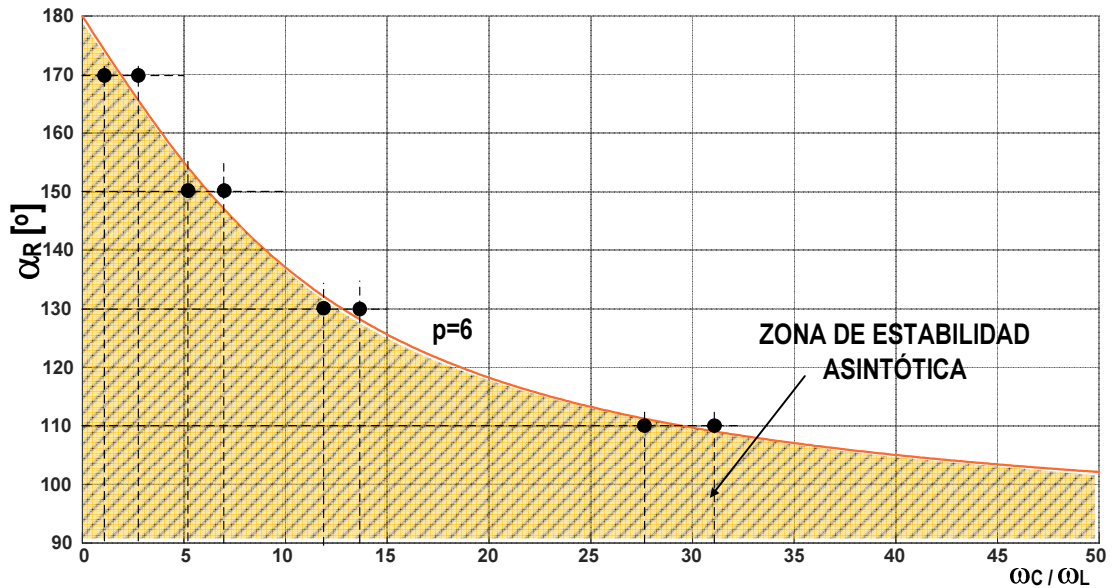


Figura 65. Puntos de verificación de bifurcaciones para un LCC con $p=6$ y corrección de alinealidad

Tomando el caso $\alpha_R = 170^\circ$ a ambos lados de la curva el resultado es el que se muestra en la Figura 66 y la Figura 67:

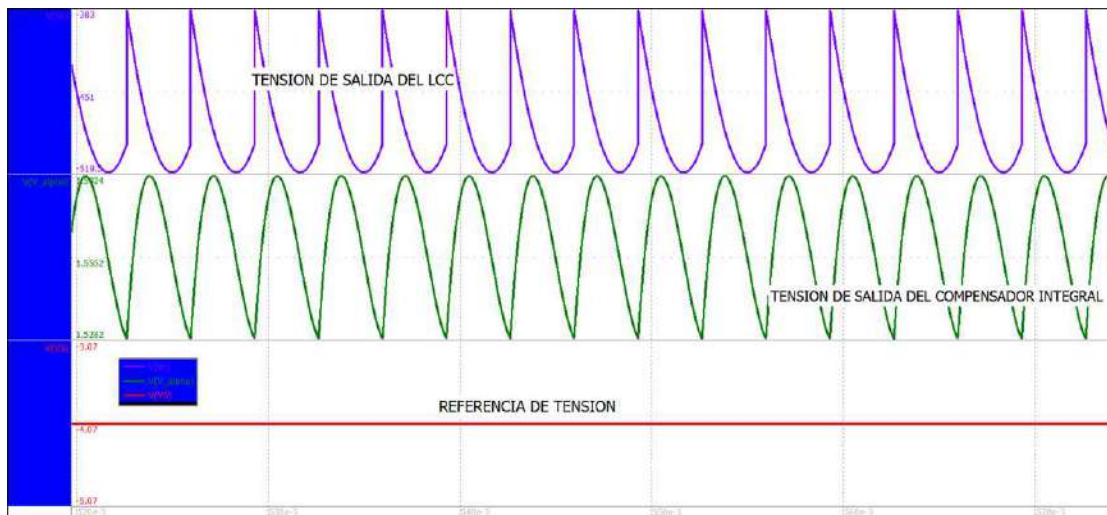


Figura 66. Caso de un LCC con $p=6$ y corrección de alinealidad, $\omega_c/\omega_L=1$ y $\alpha_R=170^\circ$

Entre los puntos elegidos para la verificación se tomó uno cercano al límite de operación en modo inversor (170°), notando que la reducción del ancho de banda necesaria para estabilizar al sistema respecto del caso sin corrección de alinealidad es aproximadamente de diez veces. El resto de los puntos simulados verifican lo calculado y se omitieron para evitar la redundancia

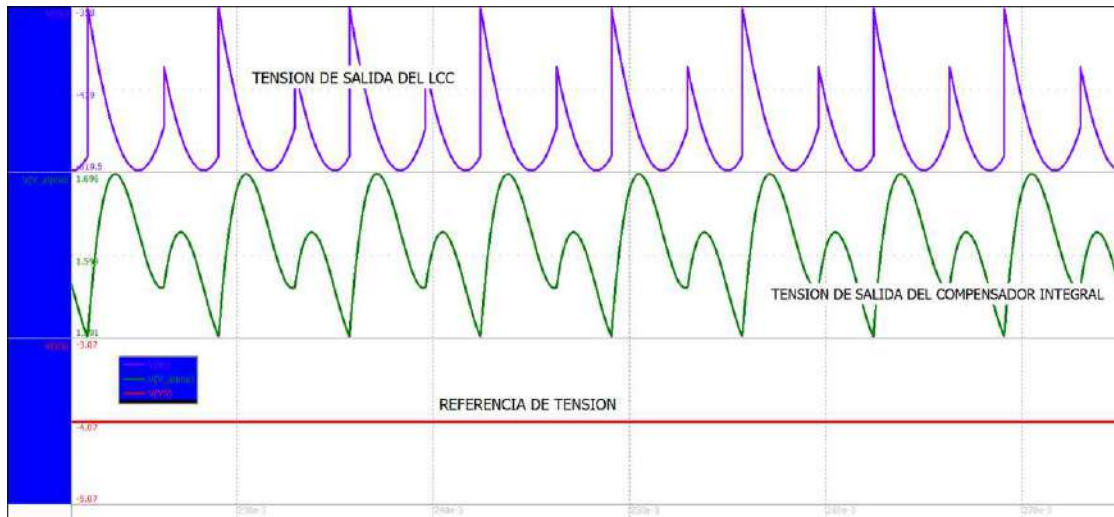


Figura 67. Caso de un LCC con $p=6$ y corrección de alinealidad, $\omega_d/\omega_L=2.5$ y $\alpha_R=170^\circ$

De lo anterior y reforzando los conceptos desarrollados anteriormente, se puede concluir en primer lugar que el modelo propuesto por Parrish-McVey es conservador y conduce a compensaciones con bajo ancho de banda en relación a las posibilidades dinámicas reales del sistema. En segundo lugar, se verifica que la inestabilidad depende del punto de operación y esta situación no puede ser descrita por un modelo lineal como el citado, particularmente cuando las oscilaciones se establecen al reducir la ganancia diferencial de la planta.

Capítulo 5: Resultados Experimentales

Los ensayos se llevaron a cabo en el Laboratorio de Instrumentación y Control de la Facultad de Ingeniería de la UNMDP. Para la comprobación experimental de la existencia de oscilaciones subarmónicas y la determinación de las condiciones particulares en que éstas ocurren se construyó un sistema de conversión doble con $p=6$ y control integral como el que se muestra a continuación:

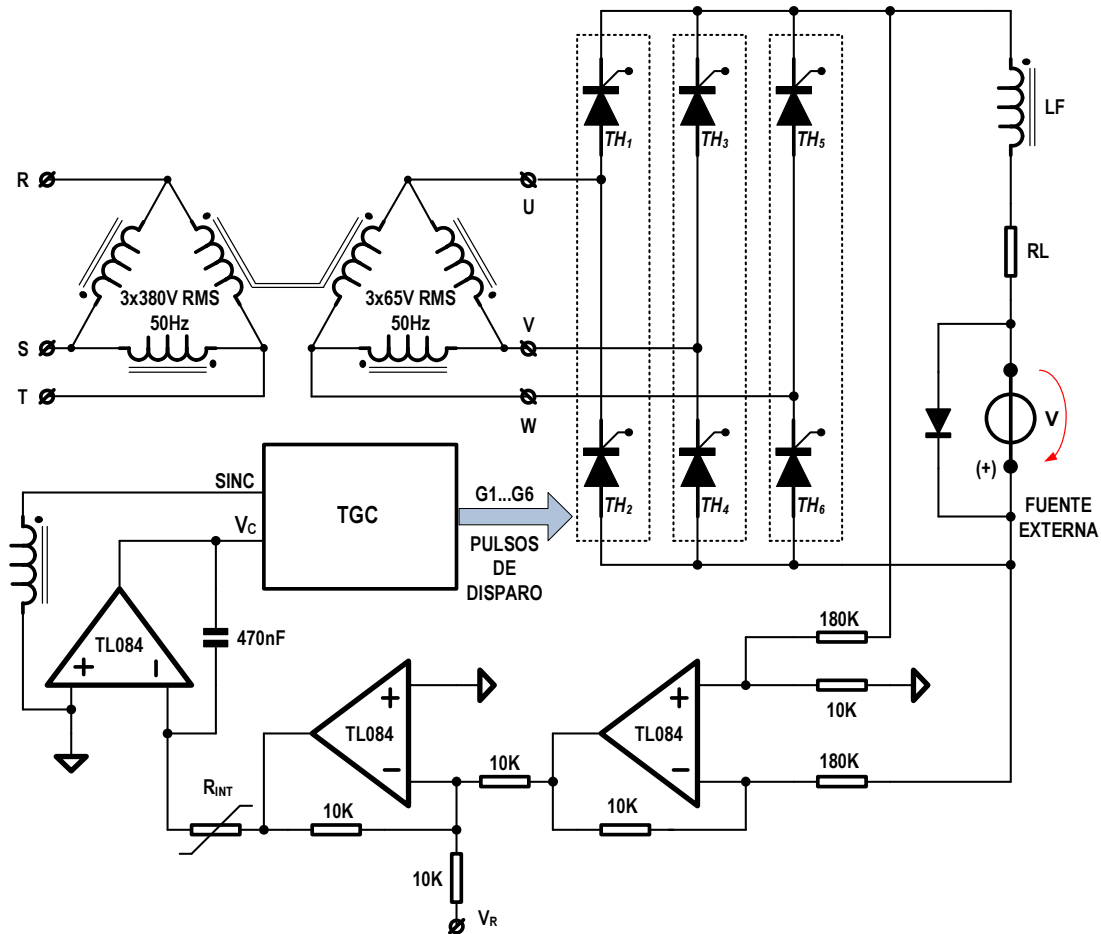


Figura 68. Diagrama circuital del sistema experimental con $p=6$ sin corrección de alinealidad

Del transformador de entrada a columnas conectado a la red 3x380V rms 50Hz en triángulo y con una potencia nominal de 1kW se extrajo la tensión secundaria de 65V rms. El puente utilizado fue parte de un stack construido con tiristores duales TT18N120 de AEG. Dicho arreglo tenía incorporados los transformadores de impulso de gate y los snubbers.

En la salida del LCC se conectó un inductor construido con laminación #111 abierta (sin las "l" de cierre) de aproximadamente 300mH en baja corriente y un resistor de potencia (50Ω -

200W). A fin de poder operar el sistema en todo el rango de ángulos de disparo, se conectó en serie con la carga una fuente de alimentación externa variable y un diodo de bypass.

Se construyó un PCB elemental con el circuito mostrado que incluye la realimentación de tensión, el sumador de entrada y el integrador variable empleando un TL084 como amplificador operacional cuádruple. El sistema requirió además alimentación +/-15V para el circuito analógico y +5V para la FPGA del TGC. La variación del ancho de banda del lazo de control se llevó a cabo con el resistor variable R_{INT} en tanto que la referencia externa V_R se inyectó con un generador de funciones programable.

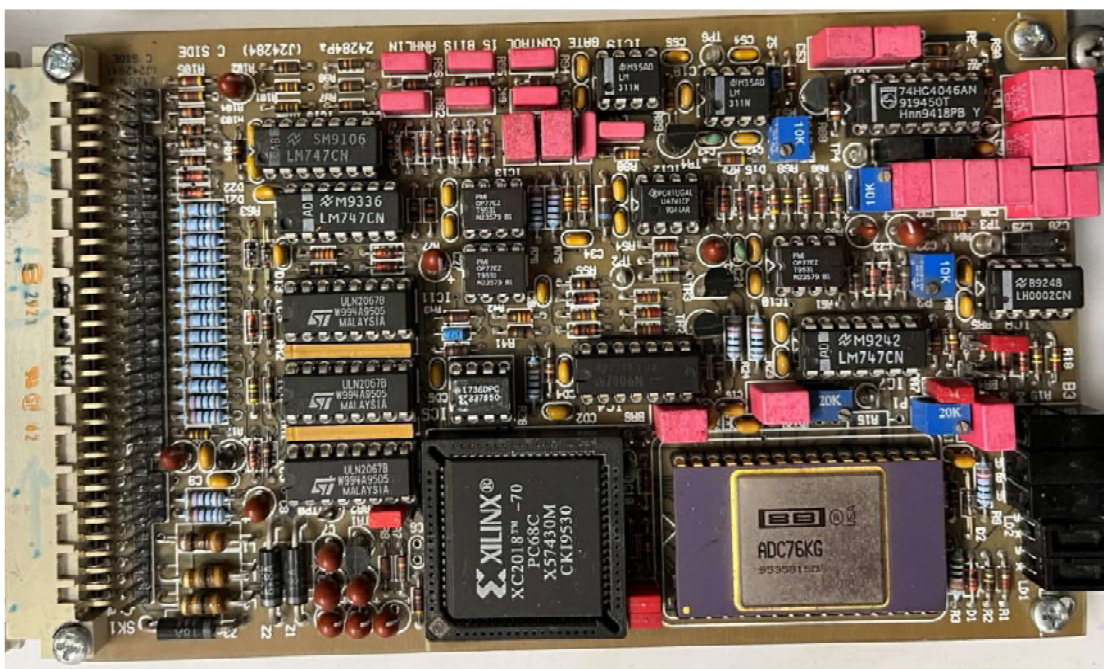


Figura 69. Vista superior del TGC digital con entrada analógica sin corrección de alinealidad

La Figura 69 es una foto del sistema de disparo digital integral utilizado en el prototipo experimental y desarrollado por el autor para CERN (Centre Européen pour la Recherche Nucléaire, Ginebra, Suiza) entorno de una FPGA de la empresa Xilinx (Benedetti & Uicich, 1999). EL PCBA en formato eurocard incluye:

- Entrada de sincronismo con filtro pasabajo de tercer orden.
- Comparador de umbral ajustable en el rango $0^\circ \dots 150^\circ$.
- Entrada analógica de ángulo de disparo sin corrección de alinealidad.
- Conversión A/D free running con un ADC76KG de 16 bits de resolución.
- Ajuste de ángulo de disparo mínimo / máximo.
- Doce drivers bipolares darlington con salida de 1A colector abierto.
- Entrada de bloqueo de pulsos y de override hacia inversión.
- Circuito de PLL basado en un 74HC4046
- Capacidad de comando de sistemas con $p=6$ ó 12 , en serie o paralelo.

El sistema digital de secuenciación y distribución de pulsos de disparo de gate, la definición del ancho de los mismos, las señales digitales de control del ADC, el divisor del PLL, las rampas digitales de alta resolución y los comparadores del método rampa-pedestal se embebieron en una FPGA XC2018 de 2000 bloques.

Para una resolución angular de $\pi/12.2^{11}$ y una frecuencia de red de 50Hz, el divisor interno del PLL resultó en 2.4576MHz.



Figura 70. Vista lateral del stack de SCR.

La Figura 70 muestra una vista lateral del stack de tiristores construido en base a SCR duales AEG TT18N1200.

Calibración inicial

Se calibró inicialmente al sistema ajustando el ancho de banda mediante R_{INT} para la condición $\omega_c/\omega_L = \frac{p}{2} = 1.5$ aplicando un escalón de referencia de tensión, $V_R = -2V \rightarrow +2V$ equivalente a una transición $\alpha_R = 120^\circ \rightarrow 60^\circ$ de modo de verificar que la respuesta temporal obtenida tuviese amortiguamiento equivalente ligeramente mayor al crítico. La respuesta obtenida se observa en la Figura 71, en la cual el trazo celeste corresponde a la entrada analógica V_R de la Figura 68 y el trazo amarillo muestra la tensión rectificadora de salida del puente de SCR, $U_R(\omega_L t)$.

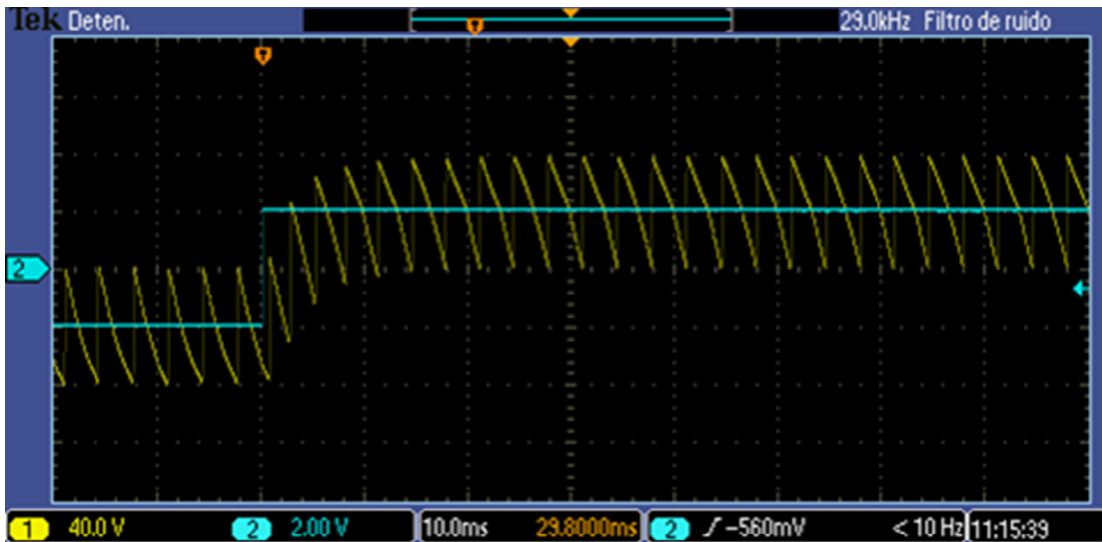


Figura 71. Calibración inicial del sistema de control.

Mediciones efectuadas

Se ajustó el ancho de banda del sistema mediante R_{INT} a la condición $\omega_c/\omega_L = 65$ y según la Figura 53 al modificar el punto de operación a $\alpha_R = 100^\circ$ debería obtenerse una oscilación subarmónica.

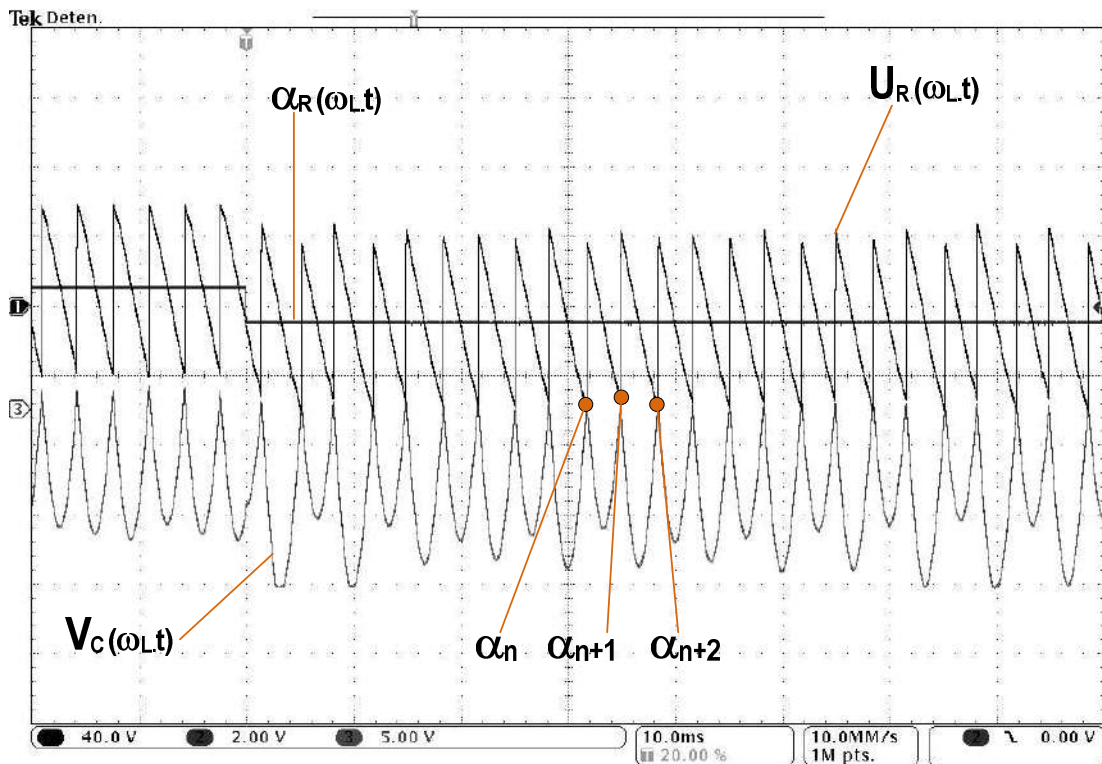


Figura 72. Transición de referencia $\alpha_R=80^\circ$ a $\alpha_R=100^\circ$ con $\omega_c/\omega_L=65$.

La Figura 72 muestra el comportamiento transitorio al modificar el punto de operación del LCC, desde $\alpha_R = 80^\circ$ a $\alpha_R = 100^\circ$ con la misma frecuencia de corte relativa $\omega_c/\omega_L = 65$. El trazo V_C corresponde a la tensión de salida del integrador y se observa que inmediatamente luego de la transición se producen dos eventos de saturación a -13V debido a la limitación en la alimentación del operacional como respuesta al transitorio de error. Sin embargo, la oscilación de período-2 establece un estado estacionario independientemente de esa alteración como se muestra en la Figura 73.

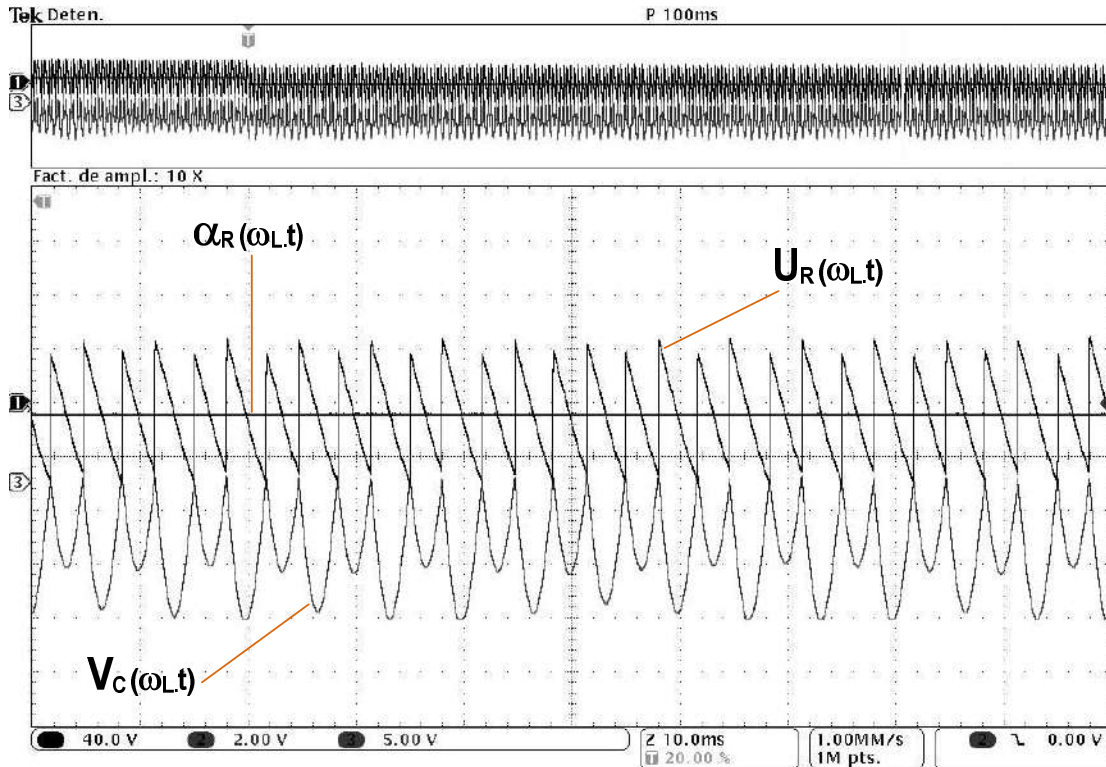


Figura 73. Respuesta estacionaria del LCC con $p=6$ para una referencia $\alpha_R=100^\circ$ y $\omega_c/\omega_L=65$.

Considerando que la red presenta alguna distorsión y perturbaciones transitorias es de esperar que la tensión de salida del integrador muestre cierta reacción de corrección particularmente por la elevada frecuencia de corte elegida para el experimento. Como además el valor mínimo de tensión pico V_C en este caso ya se encuentra próximo a la saturación, se modificó el punto de operación desde $\alpha_R = 65^\circ$ a $\alpha_R = 115^\circ$ y se redujo la frecuencia de corte relativa a $\omega_c/\omega_L = 30$ (ver Figura 53) a efectos de limitar la excursión de tensión del integrador y reducir unos 6dB la respuesta a transitorios de alta velocidad, con el resultado que se muestra en la Figura 74. La Figura 75 corresponde al mismo caso que la figura anterior, luego de algunos ciclos de superado el transitorio, verificando la persistencia de la oscilación subarmónica en ausencia de recorte por saturación y la coincidencia con la gráfica de la Figura 53.

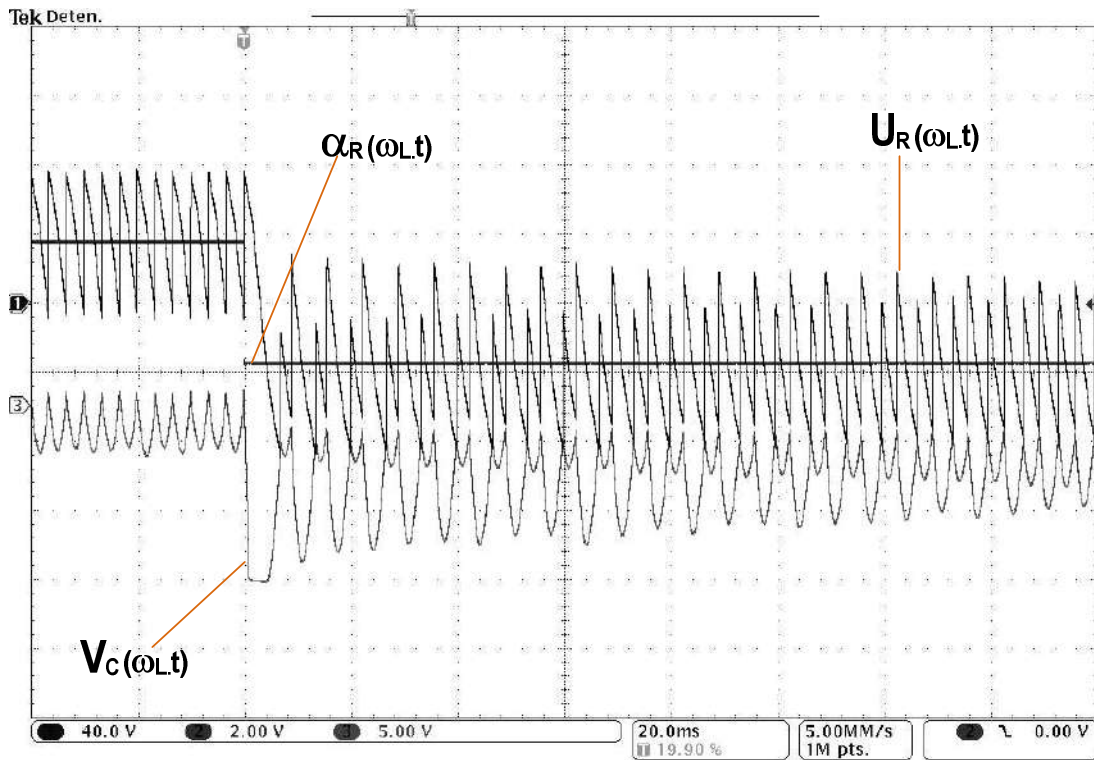


Figura 74. Transición de referencia $\alpha_R=65^\circ$ a $\alpha_R=115^\circ$ con $\omega/\omega_L=30$.

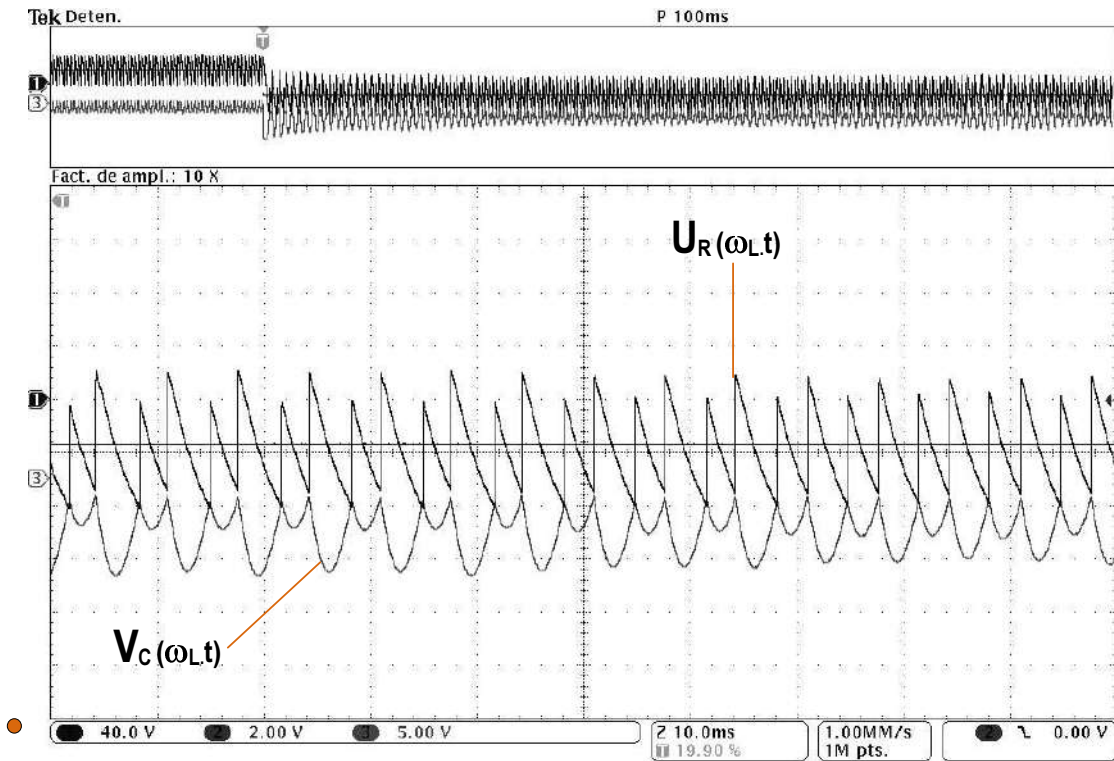


Figura 75. Respuesta estacionaria del LCC con $p=6$ y control integral para una referencia $\alpha_R=115^\circ$ con $\omega/\omega_L=30$

Capítulo 6: Conclusiones

En este trabajo se estudió el comportamiento dinámico de convertidores controlados por línea (LCC's) en modo de conducción continua y bajo la acción de control integral a fin de poner de manifiesto los mecanismos y las condiciones que conducen a su inestabilidad. La compensación elegida no es restrictiva en modo alguno ya que en la práctica, esta clase de sistemas reguladores de potencia recurre a un actuador integral para anular el error en estado estacionario. Por otra parte, compensaciones más elaboradas, potencialmente orientadas a incrementar la velocidad de respuesta, pueden en lo sucesivo no ser necesarias como resultado del presente.

Considerando la alinealidad intrínseca del sistema se desarrolló el análisis utilizando series temporales por su utilidad en la visualización de ciertas propiedades de la dinámica de un sistema. De entre estas propiedades se puso el foco en las denominadas "bifurcaciones", las que permiten identificar el conjunto de parámetros que producen oscilaciones subarmónicas. La variable representativa elegida fue el ángulo de disparo α y se pudo demostrar en el espacio $\alpha(\omega_c/\omega_L)$ con la frecuencia de corte normalizada como variable independiente, que la transición hacia la inestabilidad del lazo de control ocurre en todos los casos de LCC's con $p>2$, por medio de oscilaciones subarmónicas. Esta es una conclusión más fuerte que la de estabilidad asintótica, ya que de hecho y como se demostró anteriormente, un LCC puede describir una órbita de período-2 siendo asintoticamente estable, con su salida siguiendo la referencia.

Las principales conclusiones de este trabajo, aplicables a LCC's con $p>2$, operando en CCM y con control integral, son las siguientes:

- El modelo de planta Parrish-McVey típicamente usado subestima el límite de estabilidad para el espacio $\alpha_R < \pi/2$ siendo posible incrementar la frecuencia de corte relativa ω_c/ω_L del sistema sin límite y sin que esto ocasione inestabilidad u oscilaciones subarmónicas, asumiendo que el compensador integral no agrega otra alinealidad por saturación. En la práctica, incorporando la saturación en el compensador el sistema resulta también estable pero con una convergencia algo subamortiguada. Esto es válido tanto para sistemas con TGC con o sin corrección de alinealidad estática.
- Teniendo presente que todo LCC opera con una entrada variante en el tiempo proveniente de la red eléctrica, el punto anterior no significa colateralmente que la respuesta temporal de todo LCC pueda mejorarse indefinidamente por el incremento en la frecuencia de corte del lazo, pero si implica que si se mantiene $\alpha_R < \pi/2$ la respuesta

temporal no se ve acotada dinámicamente por el compensador integral en tanto su salida no presente saturaciones.

- Si el TGC no incorpora corrección de alinealidad estática y el LCC opera en modo inversor, es decir, con el ángulo de operación $\alpha_R > \pi/2$, pueden existir condiciones de oscilación subarmónica que dependen del número de pulsos p , del punto de trabajo α_R y del ancho de banda ω_c/ω_L del lazo de control.
- Si el TGC no incorpora corrección de alinealidad estática existe un límite superior en el ancho de banda ω_c/ω_L que garantiza la estabilidad y ausencia de oscilaciones subarmónicas completamente independiente del ángulo de disparo de operación pero que es función de p .
- Si el TGC incorpora corrección completa de la alinealidad estática y opera en modo inversor con $\alpha_R > \pi/2$ el sistema de control siempre describirá oscilaciones subarmónicas a partir de un ángulo de operación límite que es función del ancho de banda ω_c/ω_L . En el límite, todos los LCC con corrección de alinealidad oscilan para $\alpha_R \rightarrow \pi$ con $\omega_c/\omega_L \rightarrow 0$. Una estrategia para resolver este inconveniente consiste en limitar el máximo ángulo de disparo con la consiguiente leve pérdida del rango de trabajo. Otra alternativa posible consiste en linealizar el segmento $0 \leq \alpha_R \leq \pi/2$ únicamente y mantener el rango $\pi/2 \leq \alpha_R \leq \pi$ sin linealizar, método que por la complejidad funcional es adecuado para TGC's asociados a una LUT.
- La motivación para la incorporación de linealización de la característica estática del LCC orientada a mantener el ancho de banda del lazo independiente del punto de operación tiene que balancearse ahora con la necesidad de preservar la estabilidad en el modo inversor, teniendo en cuenta las posibilidades de aumento de ω_c/ω_L reveladas en este análisis.

Apéndice: Publicaciones asociadas

New High-Performance Thyristor Gate Control Set for Line-Commutated Converters

Mario Benedetti and Gustavo Uicich

Abstract—In this paper, a novel implementation to obtain the triggering pulses for thyristorized ac/dc power converters is presented. The system developed is a variant of the digital ramp-and-threshold strategy employing parallel hardware calculation. In order to reduce the number of components otherwise involved, innovative ideas that make feasible the use of only one low-cost field-programmable gate array as the digital core, have been introduced. Based on the proposed topology, a compact high-resolution optimum-speed thyristor gate control circuit is achieved. The resulting system is very flexible and can be easily configured to drive series- or parallel-connected multiple-pulse controlled rectifiers. Practical results are provided.

Index Terms—AC/DC power conversion, digital circuits, field-programmable gate arrays, thyristor.

I. INTRODUCTION

LINE-COMMUTATED converters are the natural choice in high-power ac/dc conversion, such as high-voltage dc transmission, large dc motors drives, and high-current supplies for bending magnets in particle accelerators. The dynamic response and precision of such converters are influenced by the performance of the thyristor gate control (TGC) system. Generally, the implementation of a TGC involves the selection of a particular strategy for triggering thyristors, associated to a method to obtain a precise phase relationship between the mains and the gating events. This selection imposes a compromise on the expected time response, precision, complexity, cost, reliability, etc., for the resulting TGC.

In order to set a basis for a brief discussion, it is convenient to define the desired features of a TGC, referring to the elementary block diagram shown in Fig. 1, where

- TH phase-controlled rectifier;
- V_O average output voltage;
- V_L line voltage with frequency f_L ;
- α firing angle corresponding to V_O .

Manuscript received December 23, 1997; revised December 29, 1998. Abstract published on the Internet June 18, 1999. This work was supported by the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), the Universidad Nacional de Mar del Plata, the Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (Programa de Modernización Tecnológica, Contrato de Préstamo BID 802/OC-AR), and the European Organization for Nuclear Research, European Laboratory for Particle Physics (CERN).

M. Benedetti is with the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas, Buenos Aires, Argentina, and is also with the Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Mar del Plata, 7600 Mar del Plata, Argentina (e-mail: mbenedet@mdp.edu.ar).

G. Uicich is with the Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Mar del Plata, 7600 Mar del Plata, Argentina (e-mail: guicich@mdp.edu.ar).

Publisher Item Identifier S 0278-0046(99)07255-X.

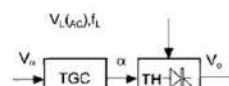


Fig. 1. Block diagram of a thyristorized converter.

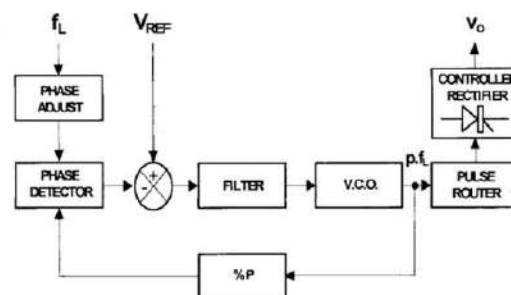


Fig. 2. Gating system based on PLL.

In the figure, the TGC block produces a sequence of firing vectors synchronized with the mains. Ideally, it should mainly meet the following eight requirements:

- 1) have a firing resolution compatible with the precision required for the converter;
- 2) have a precise tracking with the mains compatible with 1);
- 3) produce minimum variations on α for constant V_O and ideal mains, so as to reduce undesirable disturbances on V_O ;
- 4) compensate for the nonlinearity of the small-signal transfer function $G_{th}(s)$ of the power converter. In the case of two-quadrant continuous-conduction mode (CCM) operation, this function may be approximated by [1], [10]

$$G_{th}(s) = \frac{\partial \left[V_L \cdot \left(\frac{p}{\pi} \right) \cdot \sin \left(\frac{\pi}{p} \right) \cdot \cos(\alpha) \right]}{\partial \alpha} \cdot \frac{(1 - e^{-T_R s})}{T_R s} \quad (1)$$

where $T_R^{-1} = (p \cdot f_L)$ is the frequency of the output ripple for a p -pulse converter;

- 5) have fast dynamics in order to avoid any restriction on the frequency response of the controlled rectifier defined

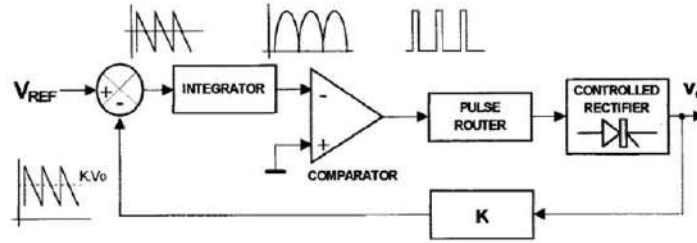


Fig. 3. Integral-type firing system.

- by (1), the envelope of which has a theoretical roll-off frequency of $p \cdot f_L / \pi$;
- 6) manage multiple-pulse systems, series or parallel connected;
- 7) operate without the power stage in order to ease calibration;
- 8) have reduced size, low cost, low component count, and high reliability.

Conventional techniques to implement a TGC may be classified into two groups: 1) closed-loop techniques and 2) open-loop techniques.

A. Closed-Loop Techniques

Phase-locked-loop (PLL)-based methods are included in this group, as illustrated in Fig. 2 [3].

The voltage-controlled oscillator (VCO) of the PLL shown in this figure is driven by the phase displacement between the mains phase reference and the output of the divider. It generates a pulse train with a frequency $p \cdot f_L$. Each pulse produces one state shift. As a result, the converter cycles through a set of p different states. In this context, a “state” means a particular conducting thyristor set.

The PLL technique renders a TGC able to produce equally spaced firing pulses for a constant input V_α with low complexity. However, it results in a system with slow time response. Indeed, the loop cutoff frequency must be substantially lower than f_L to ensure stability and to reject disturbances in the mains reference. Therefore, a tradeoff is established between the achievable bandwidth for the TGC, limited by f_L , and the need for mains disturbance rejection.

A different closed-loop technique includes an integral controller, as shown in Fig. 3 [2], [9]. Here, the information contained in V_O is used to generate the firing pulses.

In steady state, the voltage $K \cdot V_O$ has an average value equal to V_{REF} . Thus, the output voltage of the subtracter contains only the ripple of V_O weighted by K . Each time the integral value of this ripple crosses zero, a gating pulse occurs. This is equivalent to forcing the individual areas below V_O to be equal between every pair of consecutive gating pulses, thus compensating for phase unbalances. As the feedback system includes the thyristor power stage, reasonable correction for the nonlinear transfer given by (1) can be expected. However, this kind of TGC presents two drawbacks: 1) it does not work properly when the power stage fails and 2) the pulse train obtained for constant input is not equally spaced.

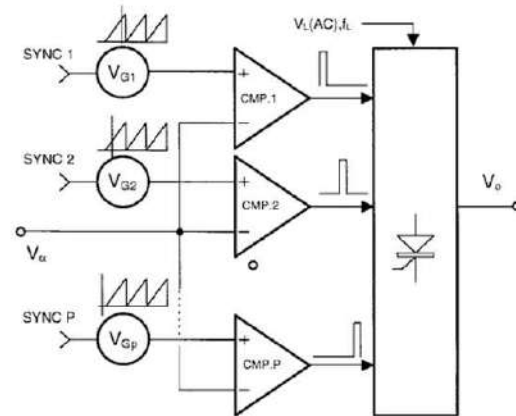


Fig. 4. Basic scheme for the open-loop techniques.

Regarding the circuit complexity, closed-loop methods present the advantage of the lack of additional synchronism; however, the pulse routing issue increases the number of components.

Additional disadvantages have been reported for integral controllers, including local stability problems [4].

B. Open-Loop Techniques

Open-loop techniques feature individual generation of the time delay corresponding to the firing angle α for each thyristor. The reference value (V_α) should be compared to auxiliary signals synchronized with the mains (V_G) [2]. Thus, when V_α equals V_G , a gating pulse is sent (Figs. 4 and 5).

There are two main types of open-loop techniques which differ from each other in the waveform of the auxiliary signal V_G . If V_G is a sawtooth-like signal (as shown in Fig. 4), linear control of the firing angle is obtained. If V_G is a cosine-like signal, cosine control of the firing angle results [2], [3], [5].

In the second case, it is possible to establish a linear relationship between V_α , the control variable, and V_O , the output voltage of the power converter. Furthermore, if the modulus of V_G is proportional to V_L , the system becomes insensitive to changes in the mains voltage.

Digital implementations of open-loop TGC systems are preferred over analog ones, because they are more precise and

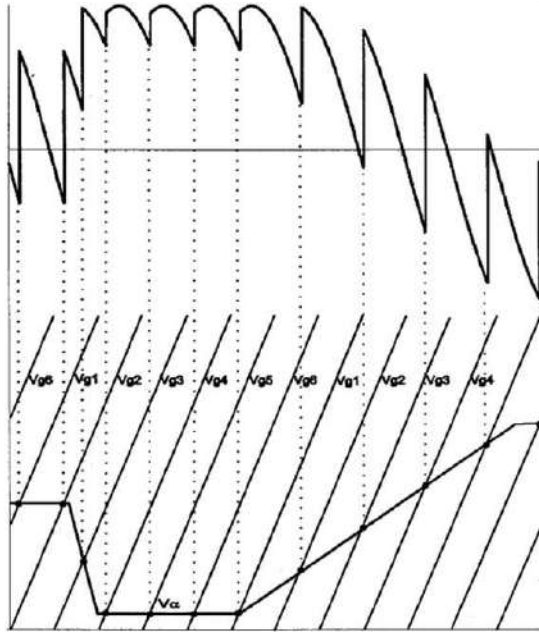


Fig. 5. Linear control of the firing angle.

easier to adjust. However, the resulting quantization on the firing angle adds a staircase-like nonlinearity to the loop. This, in turn, forces a subtle limit cycle behavior with decreasing amplitude as the resolution increases.

Microcontrollers offer an interesting possibility for digital implementations [6]–[8]. However, the sequential operation of the software approach limits the dynamic performance of high-resolution applications due to the introduction of a time lag.

In contrast, parallel processing executed by programmable logic introduces almost no time lag, because logic operations are carried out by hardware. Consequently, it offers the best solution for the development of an open-loop TGC at the expense of a great number of internal resources.

Generally, open-loop methods feature the fastest time response without local stability problems. Indeed, they are easier to adjust because the power stage is not involved in the TGC. Each signal V_{Gj} is associated to a “state.” As a result, pulse routing is straightforward. However, additional synchronism circuits are mandatory.

This paper presents the development of a top-performing TGC, gathering all the advantages of closed-loop and open-loop techniques, but avoiding their drawbacks. The key issues related to the design of a digital TGC are discussed in Section II. Section III describes different strategies that lead to a remarkable reduction of digital resources required. Finally, Section IV shows a practical implementation and experimental results.

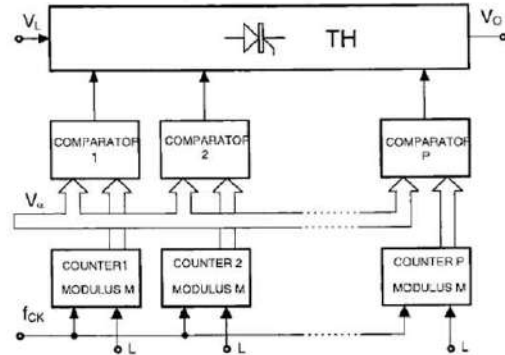


Fig. 6. Digital TGC with multiple ramps.

II. IMPLEMENTATION OF A NOVEL DIGITAL TGC

From the previous analysis and in order to get the best performance, the structure of the TGC should be derived from an open-loop technique, which leads to the best dynamic response and operation independent from the power stage. The hardware approach instead of the software approach should be used, because it leads to a system with high precision and high resolution simultaneously, without constraining the time response.

A precise synchronism with the mains could be performed by a separate PLL circuit. This circuit would provide equidistant firing pulses at constant V_α and proper filtering action without affecting the overall firing dynamic performance. Eventually, the drawback of higher hardware complexity is balanced out by the nonexisting compromise between a design aiming at better mains tracking performance and another one that looks for faster firing time response.

In order to manage the logic resources related to the selected structure, it would be convenient to study the basic digital TGC.

In a digital TGC, the control input V_α is a digital word and the sawtooth generators V_{Gj} of Fig. 4 are digital counters C_j , with modulus M synchronized to the mains as shown in Fig. 6.

The firing delay for a thyristor j is determined by the time necessary for the counter C_j to reach the state V_α .

Let the firing time resolution be R ; then,

$$\frac{M}{2} = 2^{rt} \tag{2}$$

bearing in mind that the maximum value for V_α is $M/2$. Indeed, each counter allocates M transitions in a period of the mains (360°), but the firing angle spans over half that value ($0^\circ < \alpha < 180^\circ$).

The parallel load command L of Fig. 6 forces periodically the loading of each counter C_j with a precise value. The purpose is to obtain a fixed delay between each “ramp” and the following one given by

$$\Delta_t = (p \cdot f_L)^{-1}. \tag{3}$$

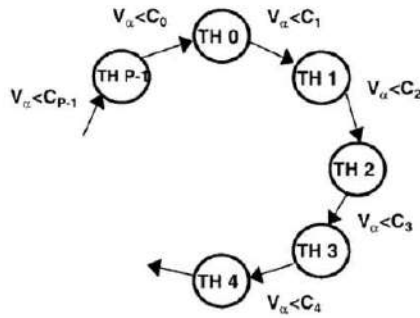


Fig. 7. States diagram of the system.

In order to roughly estimate the amount of logic involved in the TGC, Fig. 6 may be considered for a 12-pulse system ($p = 12$) with 15-bits resolution ($R = 15$). In addition to the logic needed for presetting the p counters with the proper phase relationship and the synchronization circuit, the following components would also be required:

- $(p) \cdot (R + 1) = 180$ flip-flops;
- p comparators of R bits each. This represents about $p \cdot (4 \cdot R + 1) = 732$ gates.

It is clear that too many components are being used with this approach. Therefore, this is not the right direction toward a reliable and compact implementation for the TGC.

III. REDUCTION OF THE CIRCUIT COMPLEXITY

From the digital point of view, a p -pulse converter (TH) may be regarded as a sequential p -state machine. There is always only one conduction state, from the set of p possible conduction states, the occurrence of which is sequentially selected.

In this sense, each "state" TH_j is uniquely identified by a particular set of conducting thyristors. For instance, let us consider a 12-pulse converter formed by two six-pulse converters series connected. In it, there are 12 thyristors and 12 possible conduction states, involving four simultaneously conducting thyristors each.

Fig. 7 shows the state diagram for a p -pulse converter, where C_j denotes the digital value of the counter associated to the state TH_j , and V_α is the control variable. The transition from a given state to the following is determined by the comparison of both values; when a true result is obtained, a gating event occurs.

In considering a system with multiple ramps, it is important to note that only one comparator delivers a firing pulse at any given time. Hence, only one digital comparator is necessary, provided that one of its inputs is fixed (the reference V_α) and the remaining input is sequentially selected from the output of each counter. This selection is performed by a p -state counter C_p , as shown in Fig. 8. C_p shifts to the following state each time the comparator delivers a firing pulse. Immediately after, the input to the comparator is changed from C_j to

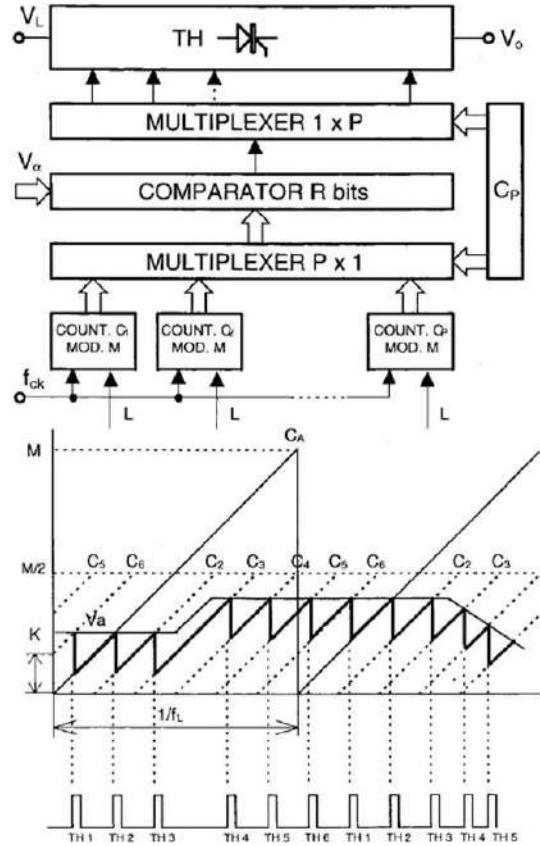


Fig. 8. Digital multiple ramp with only one comparator (case $p = 6$).

C_{j+1} , leaving it ready for the next comparison. An additional multiplexer routes the gating pulses to the corresponding thyristor set. This forces the state TH_j at the output of the converter.

This strategy reduces the amount of digital comparators to only one, but the complexity is increased in an R -bits p -inputs multiplexer.

At this point, it is important to note that there is redundancy in generating p equally spaced digital ramps, the aim of which is to obtain p delays, the reason being that the difference between the state of the counter C_j and the state of the following counter C_{j+1} is a constant value K

$$K = \frac{M}{p} = \frac{2^{R+1}}{p} \tag{4}$$

So, given K and knowing the index of the current state TH_j , it is possible to calculate the time delay necessary to trigger the next state TH_{j+1} . Only one main counter C_A will be necessary throughout the entire mains period. In practice, this may be regarded as a change in the comparator's input from

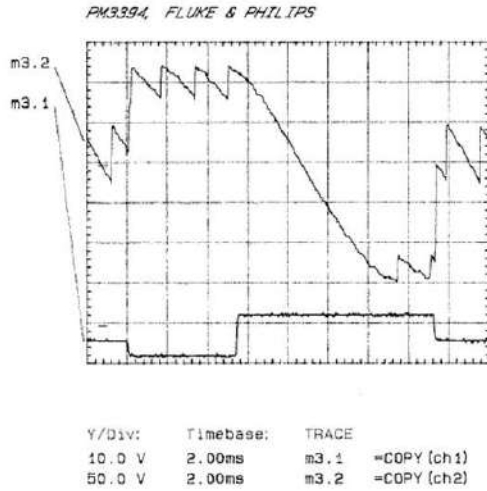
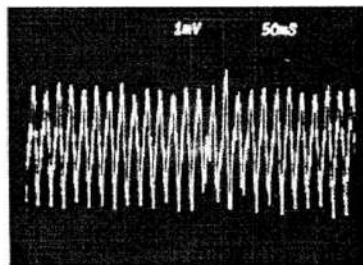
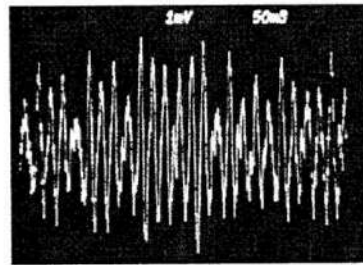


Fig. 10. Rectified voltage V_R (upper trace) versus control variable V_α (lower trace).



(a)



(b)

Fig. 11. Current noise for (a) the proposed TGC and (b) for a closed-loop integral TGC. (Scale: 100 mA/div)

rects the cosine law, described by (1), of two-quadrant converters operating in CCM. The second one compensates for one-quadrant 12-pulse nonlinearity. The selection is done by a jumper. Minimum and maximum absolute values for α can also be programmed by forcing fixed firing angles as outputs at both ends of the table.

Fig. 10 shows the rectified voltage ($p = 12$) obtained for a selected reference $V_\alpha(t)$ in CCM operation. In the figure, the

reference analog signal V_α was displayed through a fast D/A converter. It can be observed that there is no time lag between the rectified voltage V_R and the step events in α . Consistently, it may be stated that the bandwidth of the power converter is not constrained by the TGC.

Fig. 11 compares the current ripple obtained using the proposed TGC ($p = 12$) to the current ripple obtained with a closed-loop integral TGC with 50-Hz bandwidth, supplying 200 A to a 0.20-s time-constant load. For the proposed TGC, a lower peak-to-peak 50-Hz ripple can be noted and a negligible lower order harmonic content.

The printed circuit board (PCB) used for the whole TGC (including the drivers for the pulse transformers) fits into a Eurocard 100 mm \times 160 mm. The width of the gating pulse can be modified with a jumper from 100 to 200 μ s. An emergency run-down pin is provided, which forces $\alpha = 180^\circ$ for 1 s. It inhibits the triggering pulses immediately thereafter, overriding the control input V_α .

V. CONCLUSIONS

In this paper, the development of a novel high-resolution open-loop digital TGC system for line-commutated converters has been described, along with innovative strategies that allowed its implementation in low-cost programmable logic.

The proposed TGC has a PLL-based synchronism circuit. It operates without constraining the small-signal bandwidth of the controlled rectifier and features nonlinearity correction of its inherent cosine input-output relationship. This triggering set gathers all desirable features of closed- and open-loop techniques with no compromise.

The resulting system is highly reliable and presents a low component count. Furthermore, it can be easily extended to higher resolution and a larger number of pulses, using the same design philosophy.

REFERENCES

- [1] P. A. Hazell and J. O. Flower, "Stability properties of certain thyristor-bridge control systems," *Proc. IEEE*, vol. 117, pp. 1405-1412, July 1970.
- [2] B. R. Pelly, *Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters*. New York: Wiley, 1971.
- [3] B. K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1986.
- [4] W. McMurray, "The closed-loop stability of power converters with an integrated controller," *IEEE Trans. Ind. Applcat.*, vol. IA-18, pp. 521-531, Sept/Oct. 1982.
- [5] F. J. Evans, "A linear thyristor power stage with self-limiting firing circuits," *IEEE Trans. Ind. Electron. Contr. Instrum.*, vol. IECL-17, pp. 23-33, Feb. 1970.
- [6] S. B. Dewan and W. G. Dunford, "A microprocessor-based controller for a three-phase controlled rectifier bridge," *IEEE Trans. Ind. Applcat.*, vol. IA-19, pp. 113-119, Jan/Feb. 1983.
- [7] S. K. Tso and P. T. Ho, "Dedicated-microprocessor scheme for thyristor phase control of multiphase converters," *Proc. IEEE*, vol. 128, pp. 101-108, Mar. 1981.
- [8] F. P. Dawson and R. Bonert, "High performance single-chip gating circuit for a phase-controlled bridge," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 41, pp. 467-470, Aug. 1994.
- [9] H. C. Appelo and S. van der Meer, "The SPS auxiliary magnet power supplies," CERN, Geneva, Switzerland, Rep. CERN 77-12 SPS, 1977.
- [10] R. Hernandez Millan, J. P. Suceana-Paiva, and L. L. Freris, "Modeling of controlled rectifiers in feedback systems," *IEEE Trans. Power App. Syst.*, vol. PAS-93, pp. 167-175, May 1974.

A Novel Synchronism Method for Thyristor Power Converters Using the Space Vector Approach

Gustavo Uicich, *Senior Member, IEEE*, Mario Benedetti, and Joaquín Fernández Rovira

Abstract—Phase-controlled operation of thyristor power rectifiers requires instantaneous phase information of the fundamental component of the grid voltage in order to generate the proper gating sequence. In many high-power, high-precision applications, such as driving the bending magnets of large particle accelerators, the power converters are fed from a local grid, which produces significant frequency variations and large voltage notches superimposed to the sinusoidal AC voltage due to the commutation interval. These strong disturbances impose some difficulties in measuring the phase of the mains, affecting the precision of the converter. In this paper, we present a new method to generate a fast and precise synchronism signal based on the concept of space vectors. The proposed method allows to track line frequency changes within one cycle of the mains in spite of the large voltage notches produced by the commutation overlap angle. Simulation and experimental results are provided.

Index Terms—Controlled-rectifier, mains synchronism, thyristor converter.

I. INTRODUCTION

MANY applications in power processing, including phase-controlled rectifiers, are inherently synchronic with the mains and require a proper phase reference to operate. The precision of such converters in terms of output voltage to control input transfer is closely related to the precision of the synchronism signal. However, synchronization becomes particularly difficult when the current demand of the converter is close to the current rating of the grid, situation that will be referred to as “weak mains” condition. This is the typical case of thyristorized converters driving a reactive load, such as the bending magnets of particle accelerators, from a local motor-generator set. Fig. 1 depicts the general scenario. The on-site motor has an active power rating intended to handle the losses on the load, whereas the inertia of the rotating wheel associated to the shaft reduces the frequency fluctuations due to the reactive energy flowing from and into the generator. As a result, the AC voltage waveform on the point of connection shows frequency shifting and large voltage notches due to the commutation interval whose position (related to the fundamental of the mains voltage) dynamically changes with the firing angle α . On the other hand, as the load current is well balanced between phases, the voltage asymmetry can be neglected.

Manuscript received August 2, 2005; revised August 24, 2005 and October 14, 2005.

The authors are with the Laboratorio de Instrumentación y Control, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Mar del Plata, 7600 Mar del Plata, Argentina (e-mail: guicich@mdp.edu.ar).

Digital Object Identifier 10.1109/TNS.2006.875129

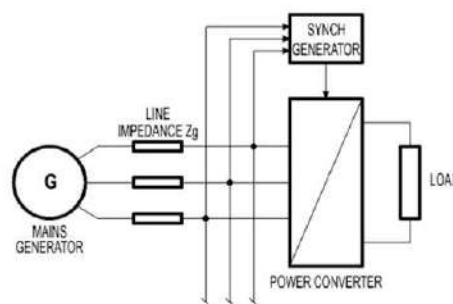


Fig. 1. Scheme of the general situation for synchronism assessment.

For high-precision applications, the most desirable features of a precision synchronism system are the following:

- 1) Minimum phase error.
- 2) Fast response to frequency changes.
- 3) Reduced phase sensitivity to amplitude disturbances.

Among the methods developed to obtain a phase reference from the mains, the analog phase-locked-loop (PLL) is possibly the best known. However, although the precision achieved in steady-state with this technique is high, the loop bandwidth of such a system is lower than the frequency of the mains, leading to a relatively slow tracking performance. Moreover, being the PLL quite sensitive to amplitude distortion in the reference signal, it is a common practice to add a high-order low-pass filter in cascade, which contributes to worsen the phase tracking speed. This is an important drawback in situations where a weak generator is loaded with a strongly varying power demand.

In order to obtain faster and more precise measurements of the mains phase, several other strategies have been proposed. In [1], the sinusoidal voltage at the AC source is on-line reconstructed by measuring the distorted waveform at the load end, assuming the line impedance is purely inductive. One of the drawbacks of this strategy is the need of acquiring two line currents with a bandwidth larger than the mains frequency, which results in increased cost of the hardware. References [2] and [3] use a neural network approach and predictive filtering respectively, for synchronization and precise assessment of the voltage zero-crossing events. Unfortunately, these approaches are not suitable for large mains frequency variations. In [4], an adaptive filter is used to reconstruct the distorted sinusoidal waveform at the input of a controlled rectifier but it shows a slow time response to line frequency variations.

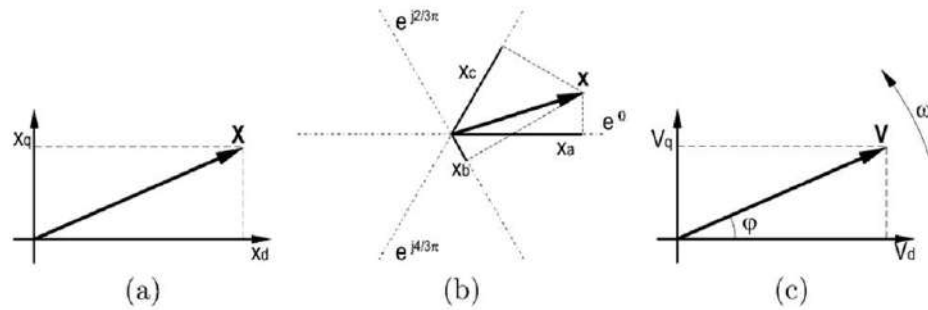


Fig. 2. Space Vector. (a) Real and imaginary components. (b) Decomposition following three directions e^{-j0} , $e^{-j(2)/(3)\pi}$, $e^{-j(4)/(3)\pi}$. (c) Space vector corresponding to a symmetric three-phase system.

As any phase-measuring technique aimed to obtaining a single phase reference event or “mark” per line cycle, the schemes proposed in [1]–[3] include a zero-order-hold (ZOH) in their overall small-signal transfer function because no phase information can be obtained between marks. Since the resulting bandwidth for such a system is inherently lower than the mains frequency, the precision obtained in phase tracking is poor. This is particularly important in “weak mains” applications, where changes in the load produce frequency shifting in the generator. For those systems including a ZOH, the error at the end of one ac-line period TL is proportional to the time integral of the instantaneous frequency over TL (i.e., between “marks”).

In [5] the signal resulting of a reference frame transformation algorithm is used to drive a PLL to measure the line phase under severe distortion conditions. The filtering feature of the PLL is required to reject the high frequency harmonics and in consequence, the overall time response is rather slow. Another important drawback is the requirement of 90° all-pass phase shifters, which prevents the use of this method if the line frequency changes. The problem of the all-pass filters and the variability in the line frequency is solved in [6], but the performance for a 5 Hz frequency step change evidences a rather high peak phase error of 25° and an equivalent settling time of approximately five line periods.

Yet another approach involves an interesting application of a recursive DFT algorithm followed by phase correction [7]. There, the results of the simulations show a phase error approaching zero within two line periods (40 mS). However, the test conditions only included a moderately slow change in the line frequency $\partial f/\partial t = 40$ Hz/sec and amplitude disturbances synchronized with the fundamental frequency, which contributes to obtaining a faster convergence on the phase assessment.

In this paper, a new synchronism method based on the space vector approach is presented. In the following paragraph, the concept and some of the properties of the space vector are briefly presented. Then, it is explained how this mathematical resource was applied to assess the equivalent mains phase reference and to eliminate the typical notch disturbances introduced by con-

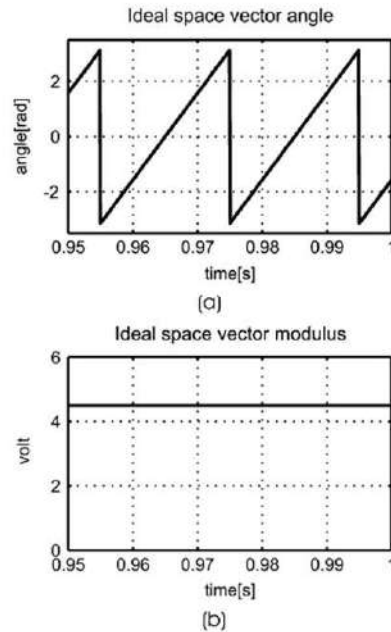


Fig. 3. Ideal time waveforms of the SV. (a) Angle. (b) Modulus.

trolled rectifiers. Finally, simulation results and experimental measurements showing the phase tracking performance of this technique are provided.

II. SPACE VECTOR

Space vector transformation is a tool that can be used to simplify the analysis of polyphase AC-systems. It is widely employed in modelling AC induction motors to conveniently represent the spatial distribution of magnitudes such as magnetic fields [8].

Authorized licensed use limited to: CERN. Downloaded on November 29, 2023 at 20:45:01 UTC from IEEE Xplore. Restrictions apply.

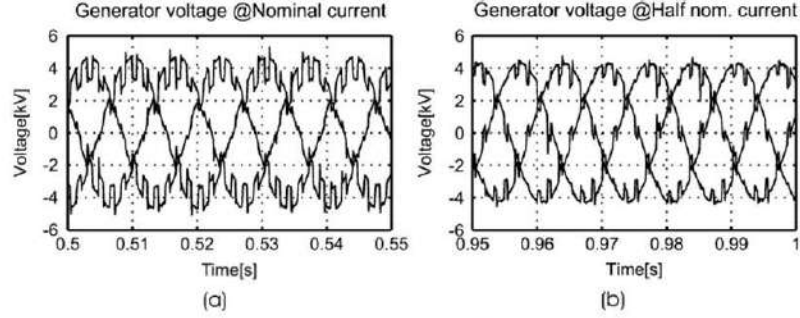


Fig. 4. Acquired voltage waveforms on a weak AC system loaded with a controlled rectifier under different current conditions.

A. Definition

Given a set of real variables, x_a, x_b, x_c which satisfy:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$x_a + x_b + x_c = 0 \quad (2)$$

it is always possible to find a compact representation for vector \mathbf{x} in the complex plane using the following transformation (see also Fig. 2):

$$\mathbf{x} = K \left[x_a + x_b e^{j\frac{2}{3}\pi} + x_c e^{j\frac{4}{3}\pi} \right]. \quad (3)$$

Note that (2) is always true for three-phase AC-systems.

The original set of real scalars can be easily recovered by using the inverse transformation:

$$x_a = \frac{1}{K} \frac{2}{3} \text{Re}[\mathbf{x}] \quad (4)$$

$$x_b = \frac{1}{K} \frac{2}{3} \text{Re} \left[\mathbf{x} e^{-j\frac{2}{3}\pi} \right] \quad (5)$$

$$x_c = \frac{1}{K} \frac{2}{3} \text{Re} \left[\mathbf{x} e^{-j\frac{4}{3}\pi} \right]. \quad (6)$$

B. Space Vector Transformation for a Three-Phase AC-System

The phase voltages in a symmetric three-phase AC source of frequency ω can be described as a function of time by means of (7), (8), (9), verifying also (10):

$$v_{rn} = V \cos(\omega t + \varphi) \quad (7)$$

$$v_{sn} = V \cos \left(\omega t + \varphi - \frac{2}{3}\pi \right) \quad (8)$$

$$v_{tn} = V \cos \left(\omega t + \varphi + \frac{2}{3}\pi \right) \quad (9)$$

$$0 = v_{rn} + v_{sn} + v_{tn}, \quad (10)$$

If the space vector transformation is applied to the set of scalars v_{rn}, v_{sn}, v_{tn} we obtain:

$$\begin{aligned} \mathbf{V} &= K \left[v_{rn} + v_{sn} e^{j\frac{2}{3}\pi} + v_{tn} e^{j\frac{4}{3}\pi} \right] \\ &= K \frac{3}{2} V e^{j(\omega t + \varphi)}. \end{aligned} \quad (11)$$

The space vector transformation returns in this case a vector \mathbf{V} , rotating in the plane with angular frequency ω , whose modulus is proportional to the peak value of the phase voltages as depicted in Fig. 3(c). Plotting the angle of the space vector ($\omega t + \varphi$) and its modulus ($3 KV/2$) as a function of time for a symmetric AC-system we obtain the functions shown in Fig. 3.

In general, the scalar constant K in the definition of space vector could assume any value. However, the transformation with $K = 2/3$ is known as *amplitude invariant*, since when applied to a three-phase AC-system gives a vector whose modulus is equal to the peak value of each phase voltage. Notice that ω could also be $\omega(t)$, a function of time.

III. SYNCHRONISM METHOD USING THE SPACE VECTOR

The objective of using the space vector (SV) transformation is to obtain a compact and convenient mathematical entity containing both, phase as well as amplitude information of the AC source. The synchronism method proposed herein is based on recurrently sampling and then transforming the three phase voltages using (11). This methodology allows to handle the information of amplitude \mathbf{x} independently from the argument $\arg\{\mathbf{x}\}$. Notice that the phase information is exclusively contained in $\arg\{\mathbf{x}\}$. In fact, since in an ideal three-phase AC-system the modulus $\|\mathbf{x}\|$ of the SV is constant and equal to the mains amplitude V_N , this quantity becomes irrelevant for all synchronism purposes. However, considering the severe amplitude disturbances found in a non-linearly loaded weak mains, it is possible to employ $\|\mathbf{x}\|$ as a confidence qualifier for each sample, allowing to establish a criterion to reject corrupted data.

This section describes in detail how to apply the SV synchronism method to typical AC voltage signals, including the criterion for sample rejection and value extrapolation. During this analysis, it will be assumed that the resistive component of the

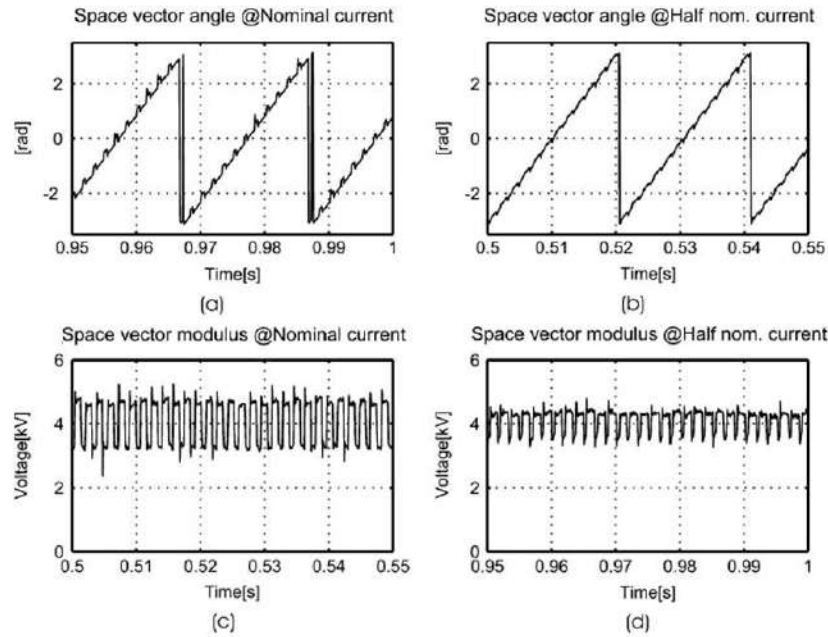


Fig. 5. Angle and modulus of the SV for a typical alternator, calculated under different load conditions.

series impedance between the AC-source and the power converter is negligible. For a controlled rectifier, this means that the voltage measured right after the commutation interval is close to the unloaded generator voltage.

As a case example for the analysis, Fig. 4 shows voltage waveforms for two different loading conditions on a weak AC-system loaded with a controlled rectifier. Note the typical, fast current-dependent disturbances due to the commutation intervals.

Fig. 5 shows the result of applying the SV transformation to the waveforms of Fig. 4(a) and (b). Although the strong amplitude disturbances on the voltage waveforms of Fig. 4 mainly affect \mathbf{x} , their effect on $\arg\{x\}$ can not be neglected, particularly in high precision applications.

Therefore, it is clear that an accurate estimation of the phase of the mains calculated via the SV transformation will also require to:

- 1) determine in real time the presence of a voltage notch.
- 2) discard the samples acquired during a notch.
- 3) replace the discarded samples by data extrapolated from previous information.

A. Selection of Samples

Prior to determining the presence of a notch, it is necessary to eliminate the high-frequency ringing normally found on its edges (see Fig. 5) by low-pass filtering the signal $|\mathbf{x}(t)|$ to yield a smoother signal $\mathbf{x}^*(t)$. Note that it is possible to process $|\mathbf{x}(t)|$ to obtain $|\mathbf{x}^*(t)|$ without affecting $\arg\{\mathbf{x}(t)\}$ because of their independence.

Authorized licensed use limited to: CERN. Downloaded on November 29, 2023 at 20:45:01 UTC from IEEE Xplore. Restrictions apply.

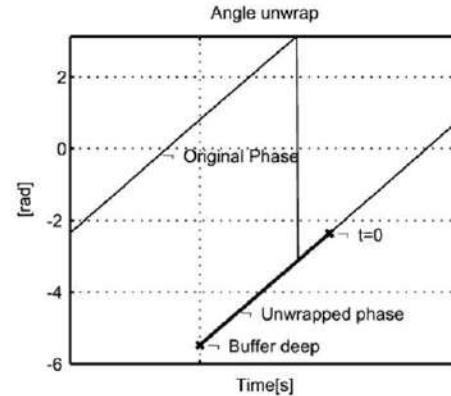


Fig. 6. Angle wrapping for the SV.

The nominal mains voltage V_N must also be measured from the AC-system in order to take account for possible slow changes in its value. This can be performed by taking the maximum value of $|\mathbf{x}^*(t)|$ over a conveniently selected time interval. This operation is similar to a peak detection with leakage in an analog implementation. In the following paragraphs, a sample will be defined as “invalid” if it was acquired during the occurrence of a voltage notch and as “valid” otherwise.

In reference to points 1) and 2) and considering Fig. 5, the presence of a notch can be identified whenever $|\mathbf{x}^*(t)|$ results lower than a certain threshold below the nominal mains voltage V_N . This will be used as the criterion for real-time rejection

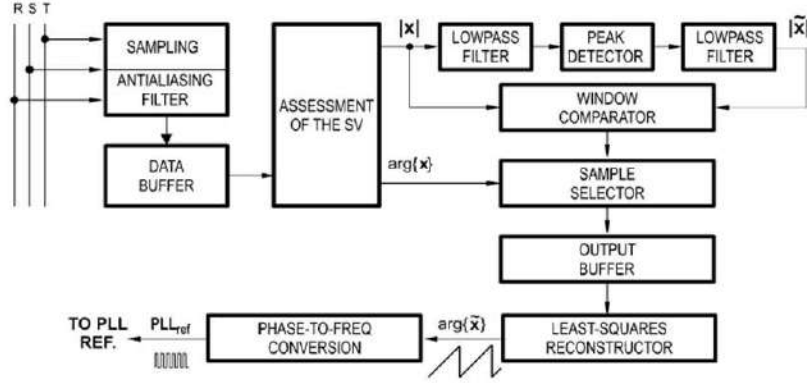


Fig. 7. Procedure for assessing the SV.

of invalid samples from the data set used in the assessment of $\arg\{\mathbf{x}(t)\}$. In order to obtain a continuous function $\arg\{\mathbf{x}(t)\}$, the resulting missing values will be estimated by using a first-order least-squares approximation.

B. Least-Squares Approximation

To address point 3) a first-order least-squares approximation for $\alpha = \arg\{\mathbf{x}(t)\}$ is introduced, which provides a mean to replace the invalid data previously rejected with the form:

$$\alpha = f(t) = \omega \cdot t + \varphi \quad (12)$$

where

- α Estimated value for $\arg\{\mathbf{x}(t)\}$
- ω Estimated value for mains frequency
- φ Estimated initial phase displacement.

The objective is to find ω and φ starting from the set of discrete measured data t_k and $\alpha_k = \alpha(t_k)$ in order to minimize the mean-squared error:

$$\left[\frac{1}{N} \sum f(t_k) - \alpha_k \right]^2 \rightarrow \min \quad (13)$$

which implies to solve for:

$$\begin{aligned} \omega &= \frac{1}{\beta} \sum_{k=1}^N (t_k - \bar{t})(\alpha_k - \bar{\alpha}) \\ \varphi &= \bar{\alpha} - \omega \bar{t} \\ \beta &= \sum_{k=1}^N (t_k - \bar{t})^2 \end{aligned} \quad (14)$$

being:

- N number of samples
- t_k k^{th} event time

- α_k phase sample for event k
- \bar{t} mean value of the N time lapses.

At this point, it is convenient to briefly mention some issues regarding the implementation of the algorithmic procedure to obtain $\arg\{\mathbf{x}\}$. First, it should be noted that the first-order approximation is recurrently assessed with valid data, providing the desired information $\arg\{\mathbf{x}\}(t)$ for all t . Consequently, the coefficients of (12) are updated with each valid data input according to (14). Second, the algorithm is based on data acquired in a time length longer than the maximum data gap expected, which defines the size of the data buffer. Third, the least squares approximation constitutes a FIR low-pass filtering function. Finally, given that the mains phase is expected to be within the interval $[-\pi; +\pi]$, the representation for $\arg\{\mathbf{x}\}(t)$ must be reduced accordingly by post-processing to congruent angles (wrapping), as ideally shown in Fig. 6. In this figure the time tag $t = 0$ denotes the start point for the sampling events.

Fig. 7 shows a block diagram summarizing the procedure used in assessing the mains phase with the SV methodology. According to the diagram, the set of three line voltages are stored on a data buffer and used for the assessment of the SV by means of an algorithm that allows the fast calculation of trigonometric functions. The result of the SV calculation in polar coordinates is sent to a subroutine that selects valid samples based on the relative difference between the instantaneous value $|\mathbf{x}|$ and the time-averaged value $|\tilde{\mathbf{x}}|$ of the mains voltage. Valid samples are used to calculate the mains phase by means of the least-squares approximating algorithm. The resulting phase values $\arg\{\tilde{\mathbf{x}}\}$ are used to generate a reference clock with a frequency much higher than the line frequency.

It is important to remark that N , the number of samples of the sliding window employed to calculate the coefficients of (12) is much smaller than the number of time steps (per period) where $\arg\{\tilde{\mathbf{x}}\}$ is assessed by extrapolation using (12). In Fig. 7, $\arg\{\tilde{\mathbf{x}}\}$ is compared to M equally-spaced digital values so as to obtain M pulses per line cycle at the output of the phase-to-frequency conversion block. In this case, we have used $M = 64$

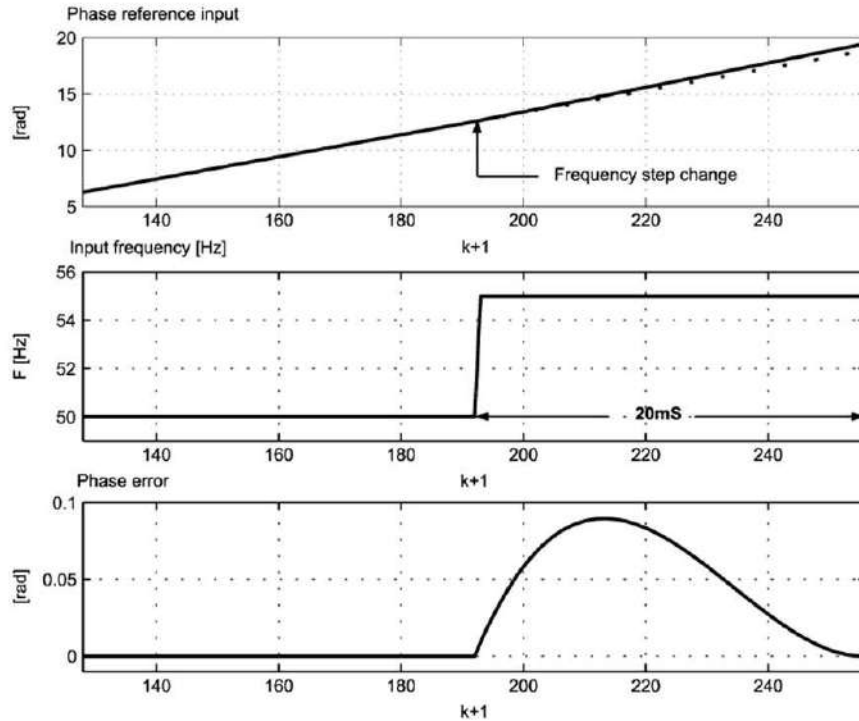


Fig. 8. Time response of the phase assessment for a frequency step change of 5 Hz.

and $PLL_{ref} = 3.2$ kHz for a 50 Hz line frequency. The output PLL_{ref} is sent to a high-precision thyristor gate controller, constituting the high-speed mains synchronism signal.

IV. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

Considering that the system is intended to operate in a variable mains frequency environment, and in order to compare the performance of the proposed method with existing strategies, it is useful to simulate the time response for a frequency step change on the ideal system (i.e., without notches on the acquired voltage). For this simulation, the sampling frequency was set to $f_s = 3200$ Hz, meaning that the number of samples per nominal line cycle was $N = 64$. In Fig. 8, the input frequency was suddenly changed from its nominal 50 Hz value to 55 Hz. The resulting phase error converges to zero in less 20 mS with no oscillations. Besides, the peak phase error is lower than 5° , presenting noticeable advantages compared to existing methods. For instance, in [6] the peak phase error for the same frequency jump test condition is 25° , decaying to zero only after 6 line periods.

In real applications the samples during the occurrence of voltage notches are discarded, so the phase error has a longer convergence to zero and a larger peak value because the algorithm processes a reduced amount of input phase information

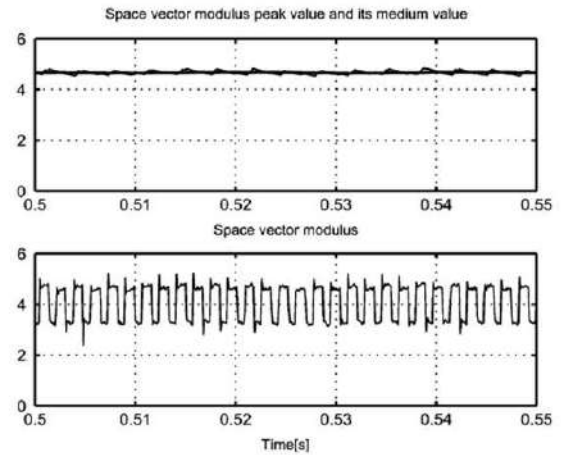


Fig. 9. Reconstruction and filtering of the modulus of the SV (above) starting from the raw SV data (below).

per time unit. The difference in settling time between the ideal case and the real application was lower than 25%. However, this depends on both, the number of notches per line period as well as the length of the commutation intervals related to the line period.

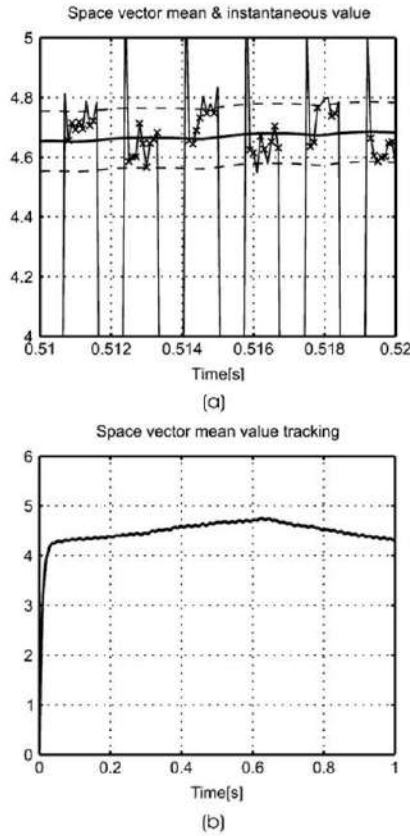


Fig. 10. (a) Sample validation process. (b) Alternator space vector modulus tracking.

In order to verify the feasibility of the proposed method in assessing the mains phase, the SV transformation was applied to three-phase voltage samples obtained from a Siemens 42 MVA alternator loaded with a double twelve-pulse 6.8 kV/5kA controlled rectifier. This system supplies the pulsed current for the bending magnets of the PS (proton-synchrotron) particle accelerator at CERN (European Laboratory for Particle Physics, Geneva, Switzerland). The typical mains voltage waveforms are those shown in Fig. 4(a). These waveforms vary according to the magnitude of the current load. Fig. 9(b) shows the modulus $|\mathbf{x}(t)|$, directly calculated with MatLab from the raw samples, whereas Fig. 9(a) shows the result of the process of filtering and peak detection.

The sampling selection process is shown in Fig. 10(a), where the crosses indicate valid samples. Fig. 10(b) shows the assessment of $|\mathbf{x}^+(t)|$ and how it follows slow variations on the output voltage V_N , due to changes in the output current of the alternator.

Authorized licensed use limited to: CERN. Downloaded on November 29, 2023 at 20:45:01 UTC from IEEE Xplore. Restrictions apply.

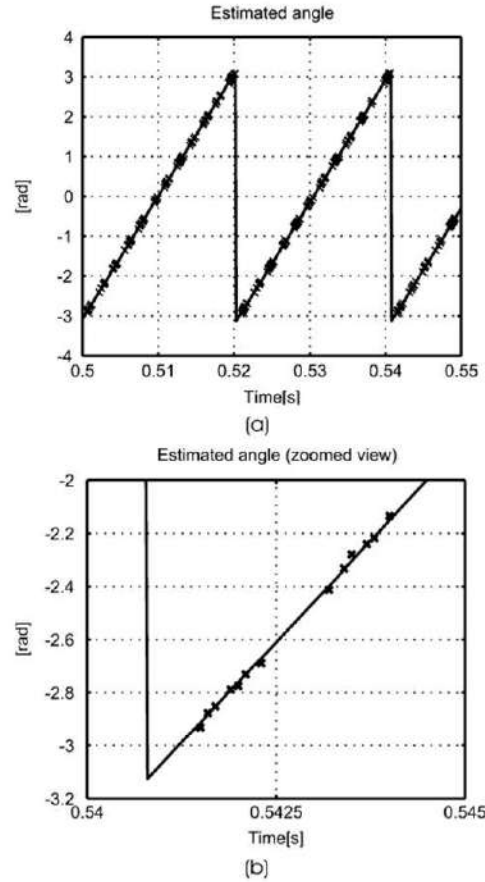


Fig. 11. (a) Angle assessment with valid samples. (b) Zoomed view evidencing the approximation.

Finally, Fig. 11 shows $\arg\{\mathbf{x}\}(t)$ calculated with the proposed method.

For its practical implementation, the whole system was implemented based on one acquisition board and one processing board. The acquisition board featured eight 16-bit A/D converters and four 16-bit D/A converters, and the synchronization algorithm was programmed on a DSP56303 in the processing board. Besides phase assessment, the DSP was also intended to provide the digital control of the 6.8 kV/5 kA thyristorized converter. Fig. 12 shows an oscillogram corresponding to one of the acquired line voltages, the 3.2 kHz clock in synchronism with the line frequency, a pulse generated by the program at the zero-crossing events calculated with the SV and for comparison purposes, and a voltage signal proportional to the phase signal, obtained with the proposed algorithm according to the block diagram of Fig. 7.

Also of interest is the jitter associated to the phase assessment due to the inherent discrete nature of the proposed method Fig. 13 shows the measured steady state peak-to-peak

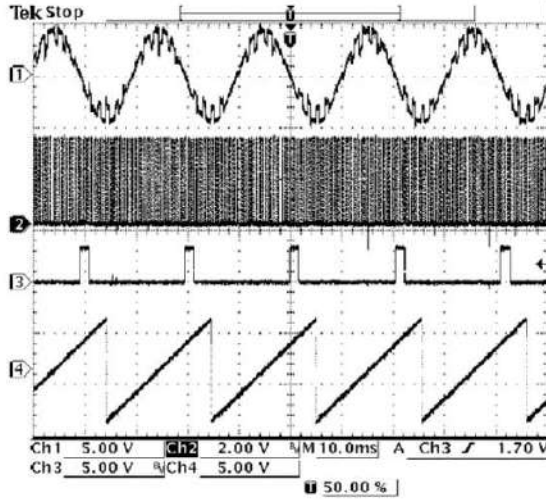


Fig. 12. Measurements in the system for the proposed SV algorithm: (a) Mains input voltage. (b) 3.2 kHz system clock reference. (c) Zero-crossing event calculated with the SV. (d) Mains phase information output obtained with the algorithm.

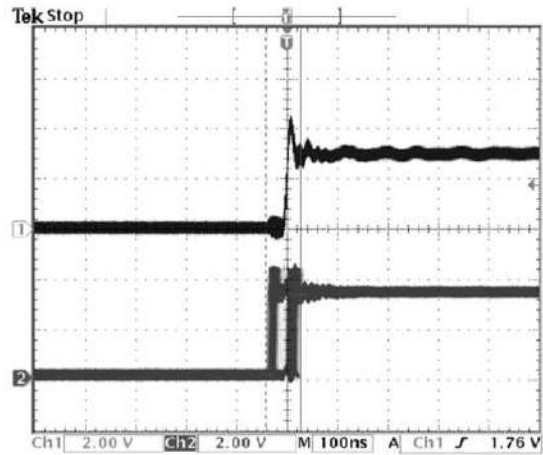


Fig. 13. Measurements in the system for the proposed SV algorithm: (a) Mains input voltage. (b) 3.2 kHz system clock reference. (c) Zero-crossing event calculated with the SV. (d) Mains phase information output obtained with the algorithm.

jitter using a precision waveform generator as a reference signal, whereas Fig. 14 shows the jitter measurement during the phase tracking procedure for a frequency sweep input from 48 to 52 Hz. Notice that the peak-to-peak jitter amplitude is lower than 100 nS in the constant frequency input case and lower than 200 nS (evidencing discrete phase steps) for the frequency sweep input.

V. CONCLUSION

The concept of space vector was applied to the assessment of phase information in a weak three-phase AC-system. The method is inherently able to provide faster and more precise

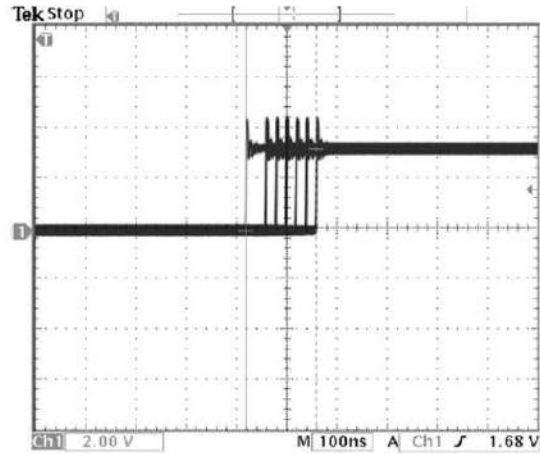


Fig. 14. Phase jitter measurement for a frequency sweep input from 48 to 52 Hz at 10 Hz/sec.

synchronism in presence of mains frequency variations than zero crossing detection strategies. Selectively using samples from a data set, the method has been proven suitable to manage large transient amplitude disturbances like those observed in controlled rectifiers converters. Introduction of a first-order approximation based on a sliding least-squares fitting strategy made possible to precisely extrapolate the equivalent mains phase with high time resolution.

Both, simulation results as well as experimental measurements were provided.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank Dr. F. Tomasel for proof-reading the manuscript, the reviewers for their valuable suggestions, and to CERN for supporting this project.

REFERENCES

- [1] R. Weidenbrüg, F. Dawson, and R. Bonert, "New synchronization method for thyristor power converters to weak AC-systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 40, no. 5, pp. 505–511, Oct. 1993.
- [2] S. Väiliviita, "Zero-crossing detection of distorted line voltages using 1-b measurements," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 5, pp. 917–922, Oct. 1999.
- [3] O. Vainio and S. Ovaska, "Noise reduction in zero crossing detection by predictive digital filtering," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 42, no. 1, pp. 58–62, Feb. 1995.
- [4] O. Vainio, "Adaptive notch filtering in impulsive noise environment," in *Proc. 1999 IEEE Midnight-Sun Workshop Soft Computing Methods in Industrial Applications*, Kuusamo, Finland, pp. 152–155.
- [5] S.-J. Lee, J.-K. Kang, and S.-K. Sul, "A new phase detecting method for power conversion systems considering distorted conditions in power system," in *Proc. 1999 IEEE Industry Applications Conf., 34th IAS Annual Meeting*, Phoenix, AZ, vol. 4, pp. 2167–2172.
- [6] M. Karimi-Ghartemani and M. Iravani, "A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 19, no. 3, pp. 1263–1270, Aug. 2004.
- [7] B. McGrath, D. Holmes, and J. Galloway, "Power converter line synchronization using a discrete fourier transform (DFT) based on a variable sample rate," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 877–884, Jul. 2005.
- [8] J. Holtz, "Pulsewidth modulation—A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 39, no. 5, pp. 410–420, Oct. 1992.

Method for Discontinuous Current Mode Compensation of Line-Commutated Converters

Sebastian Maestri, Gustavo Uicich, Mario Benedetti, and Roberto Petrocelli

Abstract—The implementation of a new method to control line-commutated converters in discontinuous conduction mode is presented. The method is based on the modification of the thyristor's firing angle α using a linear approximation, yielding nearly the same dynamic performance as in continuous conduction mode. The firing angle is corrected by adding a supplementary angle $\Delta\alpha$, calculated by estimating the average output current. The proposed technique significantly reduces computational burden, thus being suitable for online calculation. Both simulations and experimental results are presented on a 1-kW laboratory prototype.

Index Terms—Estimation, nonlinear control, power supplies, thyristors.

I. INTRODUCTION

LINE-COMMUTATED rectifiers for large power conversion are preferably used in continuous conduction mode (CCM) due to their better dynamic response. Under such condition, the converter has a well-known small-signal behavior, which, along with its intrinsic robustness, makes it a natural choice for a specific range of applications, including large dc motor drives, HVdc power transmission, and high-power high-precision current sources, among others [1]–[5].

In controlled rectifiers under CCM, the current conduction angle interval γ is constant and equal to $2\pi/p$, p being the number of topological states of the converter per line period. In this mode, the converter behaves as a voltage source whose mean output voltage depends only on the firing angle α [6].

The discontinuous conduction mode (DCM) is achieved when the output current decays to zero within firing events, such that the conduction angle γ is no longer constant ($0 < \gamma < 2\pi/p$), and the output voltage becomes nonlinearly dependent on the load current. Also, in this mode, the small-signal gain, and hence, its stability, bandwidth, and time response in closed-loop operation, result in a function of the load current [7]–[9]. Furthermore, the output impedance increases as the conduction angle γ decreases [10].

Several methods have been proposed to overcome the problem of online dealing by solving the nonlinear equations that model the converter in DCM. The first attempts relied on frequency response analysis, proposing a change in the controllers'

gain between CCM and DCM [8]. Later on [11], different PI controllers for both operating modes were used. An additional loop was introduced in [12] to provide extra gain to the controller while in DCM. However, the dependency of the loop gain on the conduction interval turned the adjustment into a complex task.

To compensate the system, other methods, like the one proposed in [13], make use of a time-response approach and the information obtained from the instantaneous value of the output current and voltage. This method involves commissioning the converter for different output voltage and current values in steady state. Afterward, such data are stored in a 2-D lookup table (LUT), which is used to obtain the proper firing angle α during normal operation. The drawbacks this method has are, on the one hand, that the LUT is just valid for steady-state conditions and, on the other, its large size is hardly practical for high-precision control systems.

Intensive processing methods proposed in [3], [14], and [15] use iterative algorithms to solve the transcendental equations required to assess the proper firing angle for a given reference voltage and output current in DCM mode. This implies a computational burden that could turn out excessive for fast, high-precision applications.

This letter brings forward a simple technique to modify the gating angle based on a linear estimation of the output voltage as a function of the output current, suitable for online calculations, thereby enabling working in DCM mode with nearly the same dynamics as would be obtained in CCM operation.

The next section introduces a first-order model for the loaded converter. Since the output voltage in DCM is higher than in CCM for a given angle α , the gating event must undoubtedly be delayed by a correcting angle $\Delta\alpha$ when DCM occurs, so that the output voltage remains unaltered regardless of the operating mode. The following analysis aims to derive simple equations to obtain $\Delta\alpha$, which is a function of the output current defining the conduction angle γ . In the following sections, simulations and experimental results compare the dynamic performance achieved in closed-loop and DCM mode with and without the proposed method. Finally, conclusions are drawn.

II. PROPOSED METHOD

Fig. 1 models the most common application for this kind of converter. The inductance L_f and voltage source v_c could, respectively, represent the armature inductance and back electromotive force (EMF) in a dc motor control, or the inductance

Manuscript received July 2, 2008; revised October 24, 2008. First published March 10, 2009; current version published April 8, 2009. This work was supported by the University of Mar del Plata and by the Consejo Nacional de Investigación en Ciencia y Técnica (CONICET), Argentina. Recommended for publication by Associate Editor D. Aliprantis.

The authors are with the Laboratorio de Instrumentación y Control, Universidad Nacional de Mar del Plata, Mar del Plata 7600, Argentina (e-mail: somaestri@fi.mdp.edu.ar; guicich@fi.mdp.edu.ar; mbenedet@fi.mdp.edu.ar; petroce@fi.mdp.edu.ar).

Digital Object Identifier 10.1109/TPEL.2008.2011905

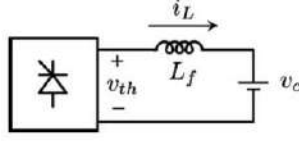


Fig. 1. Model.

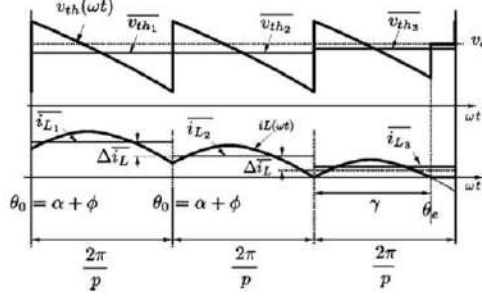


Fig. 2. Output voltage and current in DCM.

and capacitor voltage of the filtering stage in a high-precision current source. In the dc motor application, the dynamics of the back EMF is very slow when compared to the ripple period of the power converter due to the mechanical time constant of the plant. With respect to the case of the precision current source, the cutoff frequency of the filter stage is more than ten times smaller than the ripple frequency. Therefore, both the back EMF of the motor and the capacitor voltage in the filter can be considered constant between firing events.

Fig. 2 shows the rectifier output voltage $v_{th}(\omega t)$ and current $i_L(\omega t)$ in a line-commutated converter. An average output voltage ($\bar{v}_{th1}, \bar{v}_{th2}, \bar{v}_{th3}$) and a decreasing output current ($\bar{i}_{L1}, \bar{i}_{L2}, \bar{i}_{L3}$) are also illustrated by solid lines. Let us assume that the small-signal gain of the converter could ideally be linearized, achieving [16]

$$\bar{v}_{th} = KV_\alpha \quad (1)$$

where V_α is a control signal and \bar{v}_{th} is the average output voltage. Assuming that both V_α and voltage v_c remain constant, the average output current can be approximated as follows:

$$\bar{i}_L = \bar{i}_L(0) + \Delta \bar{i}_L = \bar{i}_L(0) + \frac{\pi(KV_\alpha - v_c)}{p\omega L} \quad (2)$$

where p is the number of pulses per line cycle and ω is the mains angular frequency. In this context, averaged magnitudes are the time integral over the ripple period $2\pi/p$.

As shown in Fig. 2, during the first and second intervals, the converter operates in CCM, whereas in the third interval, the output current reaches zero at θ_e , such that the converter falls in DCM. As the effective average output voltage is no longer equal to KV_α , the decrement in the average output current will be different from that in previous intervals. In closed-loop operation, this usually results in a disturbance that can lead to transient instability.

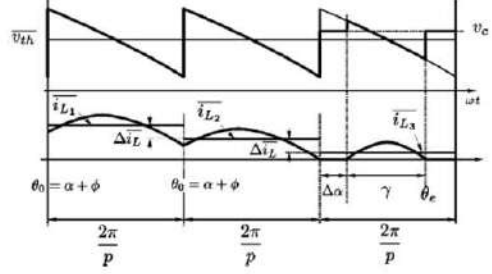


Fig. 3. Output voltage and current in DCM with the proposed compensation.

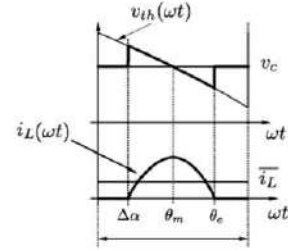


Fig. 4. Output voltage and current during a DCM interval.

Fig. 3 depicts the effect of the proposed compensation. Once in DCM, by delaying the firing event in $\Delta\alpha$, it is possible to obtain the same output current decrement in the third interval as in previous CCM intervals, so that the transient behavior could remain unaltered.

Fig. 4 shows the voltage and current during a single time interval in DCM. As can be seen, the compensation angle $\Delta\alpha$ is a function of the programmed average output current. In order to assess $\Delta\alpha$, a first step is to calculate the average output current resulting from $v_{th}(\omega t)$. The expression for the rectifier output voltage when the current is nonzero is

$$v_{th}(\omega t) = E_{MAX} \sin(\omega t + \alpha + \phi) \quad (3)$$

where E_{MAX} is the peak output voltage and $\phi = (\pi/2) - (\pi/p)$ is the natural commutation angle.

The output current is given by

$$i_L(\omega t) = \begin{cases} \frac{1}{\omega L} \int_{\Delta\alpha}^{\omega t} v_L d\omega t, & \Delta\alpha < \omega t < \theta_e \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

where $v_L(\omega t) = E_{MAX} \sin(\omega t + \alpha + \phi) - v_c$.

By averaging (4), we get

$$\bar{i}_L = \frac{p}{2\pi} \int_0^{2\pi/p} i_L(\omega t) d\omega t. \quad (5)$$

If (3) were included in (5), trigonometric equations requiring numerical solution would result. Nevertheless, the voltage $v_{th}(\omega t)$ throughout a ripple period could be considered linear for a relatively wide range of firing angles α . Therefore, the expression $v_{th}(\omega t)$ could be replaced by the Taylor's expansion in (3) without a significant lack of precision

$$v_{th}(\omega t) \approx v_{th}(\theta_m) + \left. \frac{\partial[v_{th}(\omega t)]}{\partial[\omega t]} \right|_{\omega t = \theta_m} (\omega t - \theta_m). \quad (6)$$

Using (6), the expression for the average output current can be solved easily

$$\bar{i}_L = \frac{p}{3\pi} \frac{E_{MAX}}{\omega L} \left[1 - \left(\frac{v_c}{E_{MAX}} \right)^2 \right] \left[\frac{\pi}{p} - \Delta\alpha \right]^3. \quad (7)$$

Defining I_{LIM} as the boundary between CCM and DCM modes, it can be calculated by setting $\Delta\alpha$ to zero in (7). In steady state, DCM condition is usually reached for values of v_c considerably lower than E_{MAX} . Therefore, assuming that $v_c/E_{MAX} \ll 1$, a further approximation can be made as stated in (8). Otherwise, I_{LIM} will be a function of v_c

$$I_{LIM} = \frac{p}{3\pi} \frac{E_{MAX}}{\omega L} \left[\frac{\pi}{p} \right]^3. \quad (8)$$

By combining (7) and (8), it is possible to obtain a simpler expression for the compensation angle $\Delta\alpha$ that could be calculated online

$$\Delta\alpha = \frac{\pi}{p} \left[1 - \left[\frac{\bar{i}_L}{I_{LIM}} \right]^{1/3} \right]. \quad (9)$$

Equation (9) relates $\Delta\alpha$ to the average output current \bar{i}_L in a given slot. So, for an online compensation, \bar{i}_L needs to be estimated by using (2), thus obtaining \hat{i}_L . Therefore, the final expression for the compensation angle is

$$\begin{aligned} \hat{i}_L &= \bar{i}_L(0) + \frac{\pi(KV_\alpha - v_c)}{p\omega L} \\ \Delta\alpha &= \frac{\pi}{p} \left[1 - \left[\frac{\hat{i}_L}{I_{LIM}} \right]^{1/3} \right]. \end{aligned} \quad (10)$$

In operation, the output current \hat{i}_L is calculated by means of (2) and is compared to I_{LIM} in order to check if the converter will operate in CCM or in DCM before the firing event. If $\hat{i}_L \geq I_{LIM}$, the compensation angle is set to zero; otherwise, $\Delta\alpha$ is calculated with (10) and added to the firing angle α .

III. SIMULATIONS AND EXPERIMENTAL RESULTS

The proposed method was implemented in a six-pulse thyristorized precision current source. As depicted in Fig. 5, the system comprises an inner voltage and an outer current loop, a filter to reduce the ripple, and the inductive load. The filter is composed of $L_f = 15$ mH and $C_f = 1.7$ mF, whereas the load is a series combination of $R = 2.25 \Omega$ and $L = 0.81$ H. Other magnitudes are: $f_{LINE} = 50$ Hz and $E_{MAX} = 92$ V. The limit between CCM and DCM is mainly determined by L_f and is

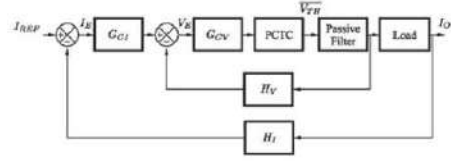


Fig. 5. Implemented current source. G_{Ci} : current loop compensator; G_{Cv} : voltage loop compensator; H_i : current transducer; H_v : voltage measurement; PCTC: phase-controlled thyristorized converter.

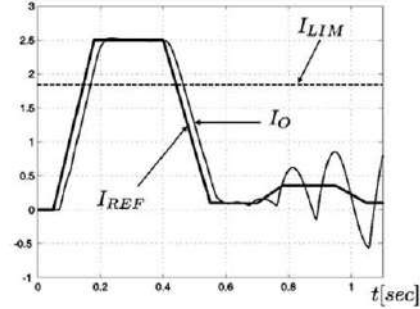


Fig. 6. Simulation: I_{LIM} , reference, and load current for uncompensated system.

obtained using (8)

$$I_{LIM} = \frac{6}{3\pi} \frac{92 \text{ V}}{2\pi \times 50 \text{ Hz} \times 15 \text{ mH}} \left[\frac{\pi}{6} \right]^3 = 1.785 \text{ A}.$$

The voltage and current loop cutoff frequencies were set to 20 and 5 Hz, respectively. The cubic root required to obtain the compensation angle was replaced by a linear piecewise approximation.

The system was simulated in MATLAB/SIMULINK environment. The maximum output current for the tests was selected close to the boundary between CCM and DCM to evidence the benefits of the method. Fig. 6 shows the output current with a trapezoidal current reference, where the degradation in the transient response can be observed, becoming worse for lower current values.

Fig. 7 illustrates the output current using the proposed online compensation. The improvement in the transient response obtained is noticeable, even for the minimum current zone.

The simulated system was also experimentally tested on a 1-kW laboratory prototype using a Motorola's DSP56303 platform. Both control algorithms, voltage and current, cubic root linear piecewise approximation, and firing angle calculation according to (10) were programmed in the same DSP. The angle compensation algorithm only required $3 \mu\text{s}$, which was remarkably less than the time involved in intensive processing methods on the same DSP. As a reference, the time involved in running the Newton-Raphson routine described in [14] and [15] was assessed. The equation to be solved is derived from the model in Fig. 1 and is given by

$$\begin{aligned} i_L(\omega t = \theta_c) &= 0 \\ I_1\gamma + I_2 [\cos(\alpha + \phi) - \cos(\alpha + \phi + \gamma)] &= 0 \end{aligned} \quad (11)$$

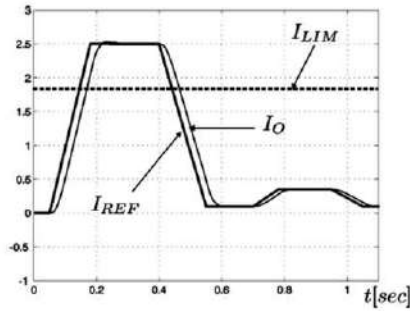


Fig. 7. Simulation: I_{LIM} , reference, and load current with proposed compensation method.

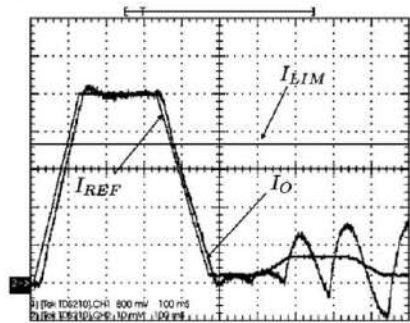


Fig. 8. Experimental results: I_{LIM} , reference, and load current for uncompensated system.

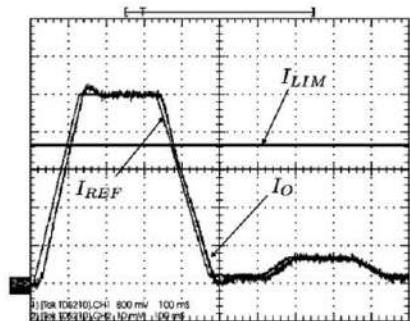


Fig. 9. Experimental results: I_{LIM} , reference, and load current with proposed compensation method.

where

$$I_1 = -\frac{v_c}{\omega L}$$

$$I_2 = \frac{E_{MAX}}{\omega L}$$

θ_e : extinction angle
 γ : conduction angle.

Each iteration has approximately the same computational burden as the complete proposed algorithm. The number of itera-

tions required was assessed, yielding between 5 and 10, depending on the algorithm initial guess and operating point. Therefore, the improvement obtained with the proposed method is noticeable.

Fig. 8 shows the measured output current without the proposed compensation. The system behaves unstably when it operates below I_{LIM} , as predicted by the simulations, showing poor performance for low currents.

Fig. 9 shows the output current using the proposed method, recovering the proper transient response.

IV. CONCLUSION

The implementation of a simple compensation method for line-commutated converters in DCM condition was presented. The experimental results for a precision current source are in agreement with the simulations, evidencing a remarkable improvement in transient behavior for DCM operation.

REFERENCES

- [1] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, E. Wiechmann, P. Hammond, F. Santucci, R. Álvarez, R. Musalem, S. Kouro, and P. Lezana, "Large current rectifiers: State of the art and future trends," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 3, pp. 738–746, Jun. 2005.
- [2] B.-M. Yang, C. Kim, G. Jung, and Y. Moon, "Verification of hybrid real time hvdc simulator in Cheju-Haenam hvdc system," *J. Electr. Eng. Technol.*, vol. 1, no. 1, pp. 23–27, 2006.
- [3] S. Song, "Current control of 12-pulse regenerative converter for high current magnetic power supply," *Electr. Power Compon. Syst.*, vol. 34, no. 8, pp. 917–926, Aug. 2006.
- [4] G. Uicich, M. Benedetti, and J. Rovira, "A novel synchronism method for thyristor power converters using the space vector approach," *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 53, no. 3, pp. 1522–1529, Jun. 2006.
- [5] B. Singh, S. Gairola, B. N. Singh, A. Chandra, and K. Al Haddad, "Multipulse ac-dc converters for improving power quality: A review," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 260–281, Jan. 2008.
- [6] B. R. Pelly, *Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters*. New York/Melbourne, FL: Wiley/ Krieger, 1971.
- [7] A. Buxbaum, "Automatic changeover equipment for static converter drives in anti-parallel connection without circulating current," *AEG-Telefunken Prog.*, vol. 4, pp. 119–123, 1973.
- [8] G. Joos and T. Barton, "Four-quadrant dc variable-speed drives design considerations," *Proc. IEEE*, vol. 63, no. 12, pp. 1660–1668, Dec. 1975.
- [9] S. Maestri, M. Benedetti, R. Petrocelli, and G. Uicich, "Phase-controlled line-commutated converter control in discontinuous conduction mode," in *Proc. 2007 Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, Sep. 2–5, pp. 1–9.
- [10] G. Joos and E. D. Goodman, "Modeling the discontinuous conduction mode in converter-fed drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, no. 1, pp. 274–278, Jan. 1985.
- [11] W. Ray and A. Potamianos, "Microprocessor control of a dc motor drive," in *Proc. Inst. Electr. Eng. Conf. Publ.*, 1984, pp. 206–209.
- [12] M. Er, M. Rahman, and K. Lim, "A fast-response digital current controller for a thyristor converter fed dc drive," in *Proc. IEEE Region 10th Conf. Comput. Commun. Technol. Toward 2000 (TENCON)*, 1987, pp. 985–989.
- [13] W. Ray and A. Moussi, "Optimal-current control of converter-fed dc motors. I. Special case for continuous current with negligible resistance," *Inst. Electr. Eng. Proc.—Electr. Power Appl.*, vol. 141, no. 5, pp. 240–248, Sep. 1994.
- [14] S.-J. Jeong and S.-H. Song, "Current control of 12-pulse regenerative converter for 20 ka magnetic power supply," in *Proc. 18th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC 2003)*, Feb., vol. 1, pp. 256–260.
- [15] S. Jeong and S. Song, "Improvement of predictive current control performance using online parameter estimation in phase controlled rectifier," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1820–1825, Sep. 2007.
- [16] M. Benedetti and G. Uicich, "New high-performance thyristor gate control set for line-commutated converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 5, pp. 972–978, Oct. 1999.

A Nonlinear Approach for Assessing Stability in Line-Commutated Converters With an Integrating Controller

Gustavo Uicich, *Member, IEEE*, Sebastian Maestri, Mario Benedetti, and Daniel Carrica, *Member, IEEE*

Abstract—Closed-loop stability analysis of line-commutated converters (LCCs) has been mainly based on linear, small-signal plant transfer modeling for the power stage. The inaccuracies derived from the use of these simple models in the frequency domain have led to conservative compensation strategies with reduced loop bandwidths. This paper presents a nonlinear time-domain approach for modeling LCCs under integrating control. The proposed technique was found useful to assess the onset of loop instability under different operating conditions. Bifurcations and possible routes to chaos in the parameter domain are also explored. The method is validated by simulation and stability boundary conditions leading to period-doubling behavior are demonstrated by means of experimental results.

Index Terms—Bifurcations, chaotic mapping, controlled-rectifiers, line-commutated converters (LCC), stability.

I. INTRODUCTION

LINE-COMMUTATED converters (LCCs) are energy conversion structures currently found in very large power applications in which reliability and overload margins are of utmost importance. Relevant examples of LCC's can be found in particle accelerators for high-energy physics research, particle-beam generators for medical treatment facilities, electrolytic metal refining processes, HVdc transmission, and dc grids for renewable energy farms [1]–[8].

Some high-power applications, where thyristors seem to be the best alternative in terms of reliability, have very stringent requirements to the output current, such as very low ripple, high-dc precision and fast rising and falling rates during the current transition stages [9], [10]. The performance of such converters under closed-loop control regarding time response, disturbance rejection, and bandwidth is strongly related to the accuracy of the plant model. LCC modeling has to deal with two sources of nonlinearities: 1) the static gain $\partial v_o / \partial \alpha$, a sine-like function

of the gating angle operating point; and 2) the variable state-transition delay, i.e., the time required to switch from a given conducting state to the following state in the sequence, inherent to the topology itself. The nonlinear static gain can effectively be compensated for by means of look-up tables, achieving a constant gain regardless the operating point for either continuous or discontinuous current operating modes. However, the variable state-transition delay is intrinsically related to the topology of LCC's, as conducting thyristors can only be turned OFF by turning ON the following devices in the sequence. As a result, the magnitude of the switching delay depends on both, the polarity of the change in the gating signal (i.e., if the updated triggering command is leading or lagging the previous one), as well as on its amplitude, yielding an overall nonlinear dynamics. Apart from these two major sources of nonlinearities, there exist second-order effects like the device turn-on delay and the conduction overlap time, which could initially be neglected for this analysis.

Control of LCC's has typically been based on small-signal, linear models defined in the frequency domain, resulting from a tradeoff between simplicity and accuracy. Probably the most widely used model, featuring a constant gain and a transport delay of half the ripple period, is the zero-order hold (ZOH) approach presented by Parrish and McVey [11]. As the loop stability for any possible operating condition has to be preserved, one of the drawbacks associated to this model is the conservative loop compensation with the reduced bandwidth and limited disturbance rejection. Being a linear model, it fails to explain nonlinear phenomena found in closed-loop LCC's such as subharmonic oscillations, which were early reported by Fallside and Palmer [12]. Further improvements to this model were introduced by Hazell and Flower, first by treating LCC's as discrete-time systems [13] and second by adding a component of nonlinear analysis, still in the frequency-domain, with the use of the describing function [14]. Although the last three papers introduced noticeable insight to the original model of Parrish and McVey, particularly in defining the region close to the stability boundary imposed by [11] in the frequency domain, the behavior for loop gains beyond that limit remains unexplored. In fact, the increase of the loop gain, with the potential benefits for the system in terms of dynamic performance, can also produce an erratic operation of the LCC, which has been reported as "random instability" in [14]. This behavior could not have been explained with the models developed so far.

Nonlinear control behaviors like bifurcations, and chaos, have extensively been analyzed and reported in other classes

Manuscript received August 9, 2012; revised October 19, 2012 and February 3, 2013; accepted February 22, 2013. Date of current version July 18, 2013. This work was supported in part by the Universidad Nacional de Mar del Plata (National University), in part by the European Particle Physics Latin American Network (EPLANET), in part by the Ministerio de Ciencia y Tecnología (MinCyT), and in part by the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (National Council for Scientific and Technical Research) (CONICET). Recommended for publication by Associate Editor R. Burgos.

The authors are with the Instrumentation and Control Laboratory, Universidad Nacional de Mar del Plata, Mar del Plata 7600, Argentina (e-mail: guicich@fi.mdp.edu.ar; somaestri@fi.mdp.edu.ar; mbenedet@fi.mdp.edu.ar; carrica@fi.mdp.edu.ar).

Digital Object Identifier 10.1109/TPEL.2013.2251665

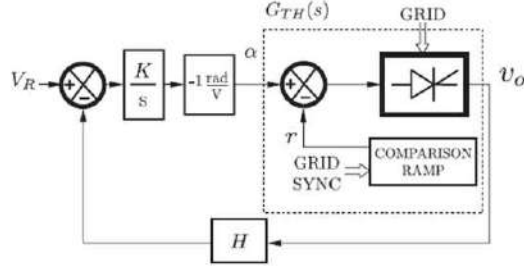


Fig. 1. LCC-based voltage control system.

of power conversion systems, particularly in dc-to-dc converters [15]–[18]. However, LCC converters have not yet been modeled using time-domain nonlinear tools, which could provide benefits in assessing stability boundaries more accurately, leading to a system compensation with higher bandwidth and faster dynamics. In this paper, by considering LCC's as a state machine with a transition delay between states, closed-loop LCC's operation with an integrating controller is analyzed using nonlinear system techniques. Unstable behavior conditions are found and bifurcations to chaos are predicted with the approach presented. This paper is organized as follows: Section II provides basic definitions as a reference frame. Section III derives a recurrence model for an ideal LCC under integrating control, suitable to determining the inception point of subharmonic oscillations. Based on this model, the bifurcation diagram is plotted as a function of the gating operating point and the loop cut-off index. Section IV provides MATLAB simulations and finally, Section V analyzes the experimental results in a laboratory prototype.

II. CONTROL SYSTEM UNDER ANALYSIS: LINEAR APPROACH

Fig. 1 shows a conventional voltage control closed-loop system, whose power stage is based on an LCC. The average output voltage and associated ripple of frequency f_R as a function of the grid frequency f_L are given by

$$\begin{aligned} \bar{v}_o &= E_{\text{MAX}} \frac{p}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \cos \alpha = E_{\text{DO}} \cos \alpha \\ f_R &= p \cdot f_L \end{aligned} \quad (1)$$

where $\alpha \in (\alpha_{\text{min}}, \alpha_{\text{max}})$ is the firing angle, $0 < \alpha_{\text{min}} < \alpha_{\text{max}} < \pi$, p is the pulse number, i.e., the number of firing states in a line period and E_{MAX} is the maximum instantaneous output voltage. The firing time is obtained from the comparison between a control signal $\alpha(t)$ and a grid-synchronized ramp $r(t)$ [19]. In order to obtain a null steady-state error for an input step, an integrating controller is commonly applied to the voltage error. The control signal $\alpha(t)$ is obtained by integrating the voltage error between the reference V_R and the output voltage $v_o(t)$ weighted by a gain H . Stability, time response, and disturbance rejection are adjusted by properly setting the controller gain K [20]. Since in the steady state $V_R = H \bar{v}_o$, the reference can be defined as a function of the firing angle, as shown in

$$V_R = H \bar{v}_o = H E_{\text{DO}} \cos \alpha_R$$

$$\alpha_R = \arccos\left(\frac{V_R}{H E_{\text{DO}}}\right). \quad (2)$$

The values of K leading to a stable condition are defined by performing a small-signal analysis in a linearized operation point α_{op} . In such a case, a complete LCC representation in the Laplace domain, including the static gain of the LCC, K_{TH} , as well as its dynamic behavior modeled by a ZOH transfer function [11], is given by

$$\begin{aligned} K_{\text{TH}} &= \frac{\partial \bar{v}_o}{\partial \alpha} = -E_{\text{DO}} \sin \alpha_{\text{op}} \\ G_{\text{TH}}(s) &\approx \frac{1 - e^{-s/2f_R}}{s/2f_R} K_{\text{TH}}. \end{aligned} \quad (3)$$

By assuming the maximum gain case, which corresponds to $\alpha_{\text{op}} = 90^\circ$, the bandwidth can be adjusted by using (4). Note that the controller gain K can be expressed in terms of the desired loop cut-off frequency ω_c and the line frequency ω_L . Hence, the ratio ω_c/ω_L will be hereon used as a figure of merit

$$K = \frac{\omega_c}{H \cdot E_{\text{DO}}} = \frac{\omega_L}{H \cdot E_{\text{DO}}} \frac{\omega_c}{\omega_L}. \quad (4)$$

Given the phase lag added by the ZOH stage, the maximum achievable bandwidth assuming 45° phase margin is $\omega_c = \omega_R/4$, i.e., $\omega_c/\omega_L = p/4$ [21]. Hence, for a $p = 6$ pulse converter and a 50 Hz line frequency, the ripple frequency and maximum bandwidth are 300 and 75 Hz, respectively ($\omega_c/\omega_L = 1.5$).

The linear model predicts a phase margin approaching to zero (i.e., unstable behavior) when $\omega_c/\omega_L \approx p/2$. However, in practice, for a moderated increase of the open-loop gain getting ω_c/ω_L beyond $p/2$ the system remains stable. In addition, subharmonic oscillations are observed, which are not predicted by simple linear models.

III. TIME-SERIES ANALYSIS

LCCs may be considered as nonlinear, time-varying dynamic systems, switching from a given conducting state or topological structure to the following one in a programmed sequence, according to a firing strategy. Notice that thyristor-based LCC's inherently affects the dynamics of the system, similar to a time sampling. This is because once a given set of thyristors has been fired, they can not be turned OFF by the controller and any correcting action takes place after the input voltage enables firing the next set in the sequence. Considering that the most effective analysis tools involving nonlinear power systems have made use of their discrete-time nature rather than doing it on a continuous time basis [22], this paper proposes the use of α_n , the thyristor firing angle, as a representative magnitude to study the dynamic behavior of the system. In this case, the analysis has focused on the nonlinear recurrence equation relating the $(n+1)$ th firing angle α_{n+1} to the n th firing angle α_n .

The converter operation is considered in steady state when a constant firing angle α_R is obtained, leading to $\alpha_{n+1} = \alpha_n = \alpha_R$. Fig. 2(a) illustrates the instantaneous output voltage. Assuming that during $t_n < t < t_{n+1}$ the output voltage is $v_o(t) = E_{\text{MAX}} \sin(\omega_L t)$, the following expressions can be

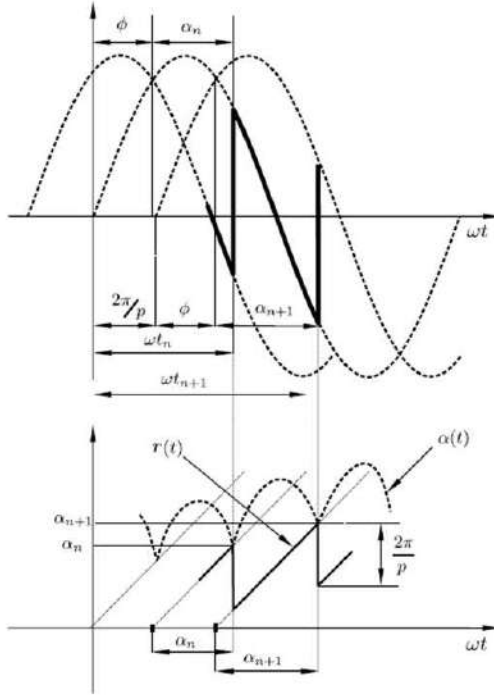


Fig. 2. Firing time. (a) Output voltage. (b) Comparison between $\alpha(t)$ and $r(t)$.

defined:

$$\begin{aligned}\omega_L t_n &= \phi + \alpha_n \\ \phi &= \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \\ \omega_L t_{n+1} &= \phi + \frac{2\pi}{p} + \alpha_{n+1}\end{aligned}\quad (5)$$

where ϕ is the natural commutation angle, α_n is the firing angle at time t_n and α_{n+1} is the firing angle at time t_{n+1} .

The firing time event is defined by comparing the control signal $\alpha(t)$ and the ramp $r(t)$, whose expressions in the time range (t_n, t_{n+1}) are given by (6); see Fig. 2(b)

$$\begin{aligned}\alpha(t) &= K \int_{t_n}^t [V_R - H v_o(t)] dt + \alpha(t_n) \\ r(t) &= (\omega_L t - \omega_L t_n) + \alpha(t_n) - \frac{2\pi}{p}.\end{aligned}\quad (6)$$

At $t = t_{n+1}$, $\alpha(t_{n+1}) = r(t_{n+1})$ must be satisfied, as shown as follows:

$$\begin{aligned}\alpha_{n+1} &= K V_R (t_{n+1} - t_n) + \\ &+ K \frac{H E_{MAX}}{\omega_L} [\cos(\omega_L t_{n+1}) - \cos(\omega_L t_n)] + \alpha_n \quad (7) \\ r_{n+1} &= (\omega_L t_{n+1} - \omega_L t_n) + \alpha_n - \frac{2\pi}{p} = \alpha_{n+1}.\end{aligned}\quad (8)$$

By combining (7) and (8), the firing angle at $n + 1$ as a function of n can be obtained together with the system parameters, as shown as follows:

$$\alpha_{n+1} - \alpha_n + a_1 \left[\cos \left(\xi_{n+1} + \frac{2\pi}{p} \right) - \cos(\xi_n) \right] + a_2 = 0 \quad (9)$$

where $\xi = \alpha + \phi$, $a_1 = -\frac{\omega_c/\omega_L}{1 - (\omega_c/\omega_L) \cos \alpha_R} \frac{2\pi}{p} \frac{1}{2 \sin(\frac{\pi}{p})}$, and $a_2 = -\frac{\omega_c/\omega_L}{1 - (\omega_c/\omega_L) \cos \alpha_R} \frac{2\pi}{p} \cos \alpha_R$.

The expression obtained features one state (given by the firing angle α) and two parameters (the reference firing angle α_R and the loop gain represented by the figure of merit ω_c/ω_L). The dynamic behavior of the time series depends on these parameters. As it is not possible to obtain a closed-form expression like $\alpha_{n+1} = f(\alpha_n, \alpha_R, \omega_c/\omega_L)$, the recurrence equation must be numerically solved.

Below the parameter conditions for a second-order subharmonics are derived. Then, the bifurcation diagrams in α as a function of α_R and ω_c/ω_L are presented.

A. First Bifurcation: Second-Order Subharmonics

The necessary condition for second-order subharmonics is provided as

$$\alpha_{n+2} = \alpha_n \quad \wedge \quad \alpha_n \neq \alpha_{n+1}.\quad (10)$$

The expression for α_n can be obtained from (9), while the expression for α_{n+2} is shown as

$$\begin{aligned}\alpha_{n+2} - \alpha_{n+1} + \\ + a_1 \left[\cos \left(\xi_{n+2} + \frac{2\pi}{p} \right) - \cos(\xi_{n+1}) \right] + a_2 = 0.\end{aligned}\quad (11)$$

By combining (9)–(11), the expression relating the reference angle α_R to the firing angles of the second-order subharmonics yields

$$\cos \alpha_R = \frac{1}{2} (\cos \alpha_n + \cos \alpha_{n+1}).\quad (12)$$

By replacing (12) in (9), an expression relating the necessary condition on ω_c/ω_L and α_R for second-order subharmonics is obtained; see (13), as shown at the bottom of the page.

Fig. 3 depicts the boundary relationship between ω_c/ω_L and α_R for $p = 6$. The area above the curve corresponds

$$\frac{\omega_c}{\omega_L} = \frac{\sin \frac{\pi}{p}}{\frac{\pi}{p}} \frac{\alpha_{n+1} - \alpha_n}{\left[2 \sin \left(\frac{\pi}{p} \right) \cos(\alpha_R) \left[1 + \frac{\alpha_{n+1} - \alpha_n}{2\pi/p} \right] + \cos \left(\alpha_{n+1} + \frac{2\pi}{p} + \phi \right) - \cos(\alpha_n + \phi) \right]}\quad (13)$$

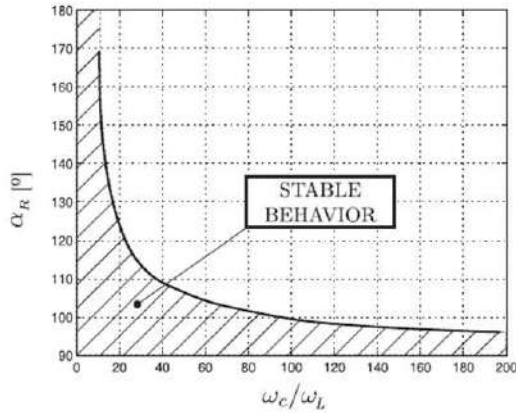


Fig. 3. Second-order subharmonic boundary. α_R versus ω_c/ω_L .

to $\alpha_R, \omega_c/\omega_L$ combinations leading to subharmonic dynamics. The minimum open-loop gain producing this subharmonic oscillation is $\omega_c/\omega_L \approx 10$, being $\alpha_R \approx 169.5^\circ$ ($\alpha_n, \alpha_{n+1} : 170^\circ, 169^\circ$). Therefore, this approach allows to determine that the stability boundary of this kind of converter is approximately seven times higher than that predicted by the linear models. It is worth noticing that the higher the open loop gain, the lower the minimum α_R that produces second-order subharmonics. Moreover, an asymptotic convergence to $\alpha_R \approx 90^\circ$ can be seen, being $\alpha_R \approx 93^\circ$ ($\alpha_n, \alpha_{n+1} : 95^\circ, 92^\circ$) for $\omega_c/\omega_L \approx 200$. It should be mentioned at this point that, for firing angle references lower than $\alpha_R < 90^\circ$, subharmonic oscillations are not possible regardless the loop gain.

B. Bifurcation Diagrams

The bifurcation diagram is a useful tool to analyze nonlinear dynamics intended to show the existence of multiple equilibrium points as some parameters in the system are changed. Equation (9) describes the control system dynamics for α_n , the resulting n th firing angle of the LCC, as a function of the operating point α_R and the loop bandwidth parameter ω_c/ω_L . Given α_R and ω_c/ω_L , a stable behavior is identified by a convergence of α_n, α_{n+1} to a single steady-state value. Combinations of α_R and ω_c/ω_L can also lead to well defined values for α_n, α_{n+1} , being $\alpha_n \neq \alpha_{n+1}$, which can be plotted in the so-called bifurcation diagram. By defining $\alpha^* = \alpha_n - \alpha_R$, i.e., the absolute error between the programmed α_R and the resulting firing angle, it is possible to show the conditions required to get second-order subharmonic oscillations, also called period-two orbits. Bifurcations of order higher than two are complex to analyze and must be numerically solved. To set an example, this paper presents two bifurcation diagrams. Fig. 4 depicts the bifurcation diagram for α_R when $\omega_c/\omega_L = 160$. Different bifurcations (period 2, 4, and 8) occur for $\alpha_R \approx 93^\circ, 121^\circ$, and 128° , while a chaotic behavior is observed for $\alpha_R > 129^\circ$. Based on the bifurcation diagram, windows of periodic behavior are presented for $\alpha_R \approx 130^\circ$ and $\alpha_R \approx 140^\circ$.

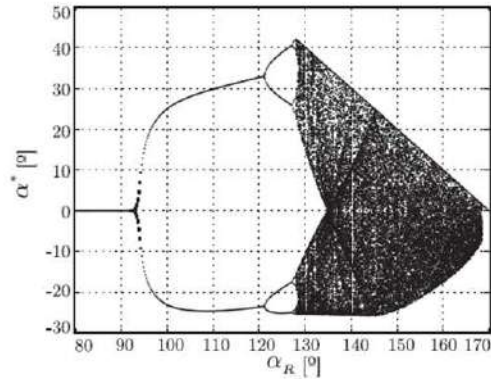


Fig. 4. Bifurcation diagram showing $\alpha^* = \alpha_n - \alpha_R$ as a function of α_R ($\omega_c/\omega_L = 160$).

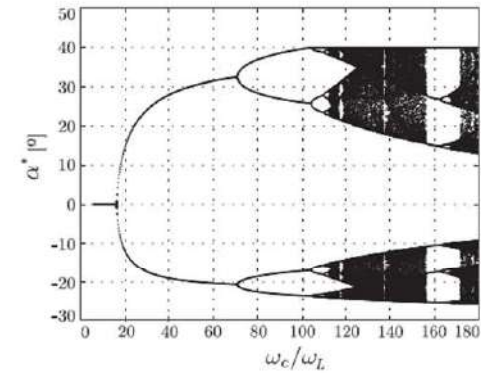


Fig. 5. Bifurcation diagram showing $\alpha^* = \alpha_n - \alpha_R$ as a function of ω_c/ω_L ($\alpha_R = 130^\circ$).

Fig. 5 displays the bifurcation diagram for ω_c/ω_L when $\alpha_R = 130^\circ$. In this case, bifurcations occur for $\omega_c/\omega_L \approx \{18, 70, 112\}$, while the chaotic behavior is presented for $\omega_c/\omega_L > 117$. Moreover, there are windows of periodic behavior in the vicinity of $\omega_c/\omega_L \approx \{119, 139, 160\}$.

IV. SIMULATIONS

In order to validate the analysis proposed, simulations were conducted using MATLAB /*Simulink*. The simulated voltage control system is illustrated in Fig. 1. The power converter is a 6-pulse thyristorized LCC and the line frequency is 50 Hz. During the simulation, the loop gain was set at $\omega_c/\omega_L = 160$, while the reference angle α_R was changed in steps. In order to show simulation results in agreement with the analysis performed in Section III, the control signal is held constant for consecutive firing events. Therefore, the obtained variable is equal to α_n , right at the firing instant. Table I shows the selected α_R , together with the different equilibrium α_n values of the system predicted with the proposed approach, on the basis of the bifurcation diagram in Fig. 4.

TABLE I
EQUILIBRIUM α_n POINTS FOR $\omega_c/\omega_L=160$

α_R	Characteristic	Equilibrium α_n points
80°	stable	80°
100°	2^{nd} -order subharmonics	$75^\circ, 125^\circ$
125°	4^{th} -order subharmonics	$100^\circ, 105^\circ, 153^\circ, 165^\circ$
150°	chaos	range: $(125^\circ, 170^\circ)$

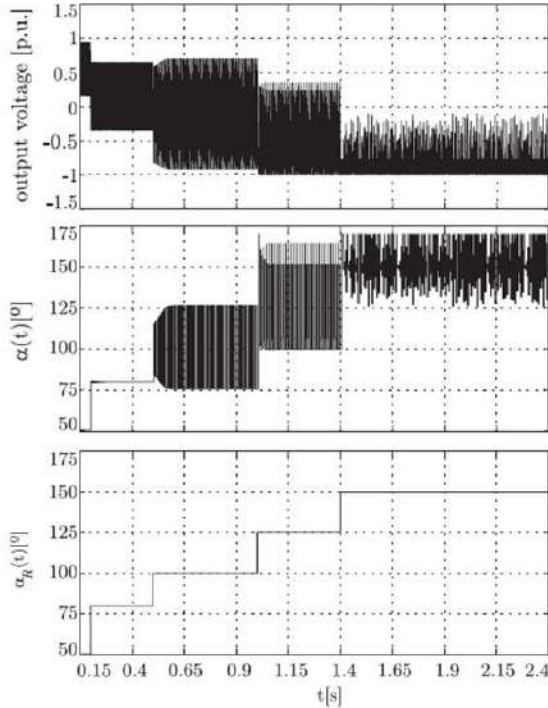


Fig. 6. Normalized output voltage, $\alpha(t)$ resulting at the firing time and $\alpha_R(t)$ ($\omega_c/\omega_L=160$).

Fig. 6 depicts the normalized output voltage, the control signal $\alpha(t)$ resulting at the firing event and the reference angle $\alpha_R(t)$. It can be seen that for $\alpha_R = 80^\circ$, the steady-state value of the firing angle converges to the reference angle.

Figs. 7 and 8 (corresponding to $\alpha_R = 100^\circ$ and to $\alpha_R = 125^\circ$, respectively) detail the output voltage and $\alpha(t)$, evidencing an oscillation of second and fourth order, respectively. The values obtained are in agreement with those predicted in Table I.

Finally, Fig. 9 provides details for $\alpha_R = 150^\circ$. Note that, for this reference angle, the system has a chaotic behavior, yielding α values in the $125^\circ, 170^\circ$ range, verifying the results of the bifurcation diagram obtained. (see Fig. 4)

V. EXPERIMENTAL RESULTS

In order to validate the analysis proposed, experimental tests were conducted on a 1 kW laboratory prototype as shown in Fig. 10. The experimental setup comprises a 50 Hz

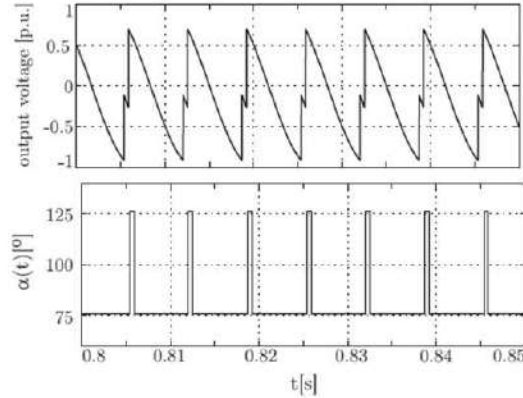


Fig. 7. Normalized output voltage and $\alpha(t)$ resulting at the firing time ($\omega_c/\omega_L=160, \alpha_R = 100^\circ$).

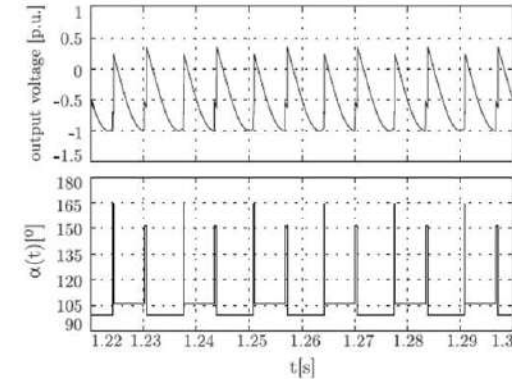


Fig. 8. Normalized output voltage and $\alpha(t)$ resulting at the firing time ($\omega_c/\omega_L=160, \alpha_R = 125^\circ$).

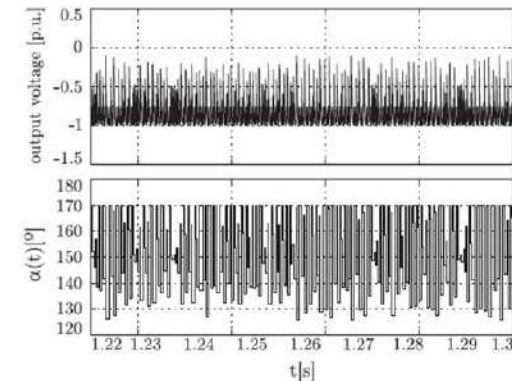


Fig. 9. Normalized output voltage and $\alpha(t)$ resulting at the firing time. Chaotic behaviour ($\omega_c/\omega_L=160, \alpha_R = 150^\circ$).

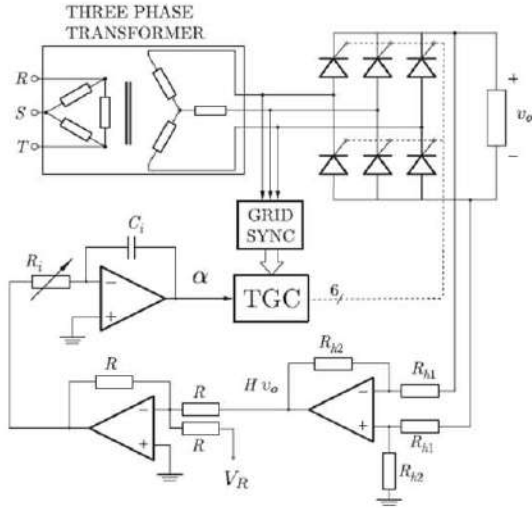


Fig. 10. Experimental setup.

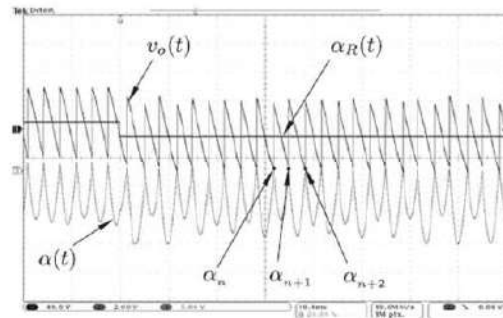


Fig. 11. Step from $\alpha_R = 85^\circ$ to $\alpha_R = 100^\circ$ (Loop gain: ω_{c1}/ω_L). Transient response. CH1: Output voltage $v_o(t)$. CH2: reference angle $\alpha_R(t)$. CH3: control signal $\alpha(t)$.

6-pulse thyristorized LCC connected to the grid by means of a 380 V/65 V three-phase transformer and the associated regulation system. Under these conditions, the maximum instantaneous output voltage is $E_{MAX} = 92$ V and the ripple frequency is $f_r = 300$ Hz. The LCC output voltage is controlled by means of an analog system, which includes the feedback gain (voltage divider R_{h1}, R_{h2}), the summing point (R 's) and the integral controller (R_i, C_i). The components values are: $R_{h1} = 180$ k Ω and $R_{h2} = 10$ k Ω , i.e., $H = 1/18$; $R = 10$ k Ω ; $C_i = 470$ nF. Since $K = \frac{1}{R_i C_i}$, preset $R_i = 250$ k Ω adjusts the loop gain. A fast, high precision thyristor digital gate controller (TGC) is used to generate and to distribute the firing pulses [19]. The oscillograms obtained for different operating points represent the reference voltage $\alpha_R(t)$, the output voltage $v_o(t)$, and the control signal $\alpha(t)$, which is shown inverted respect to Fig. 2(b).

Fig. 11 shows the results obtained for a step change in the reference equivalent to changing α_R from 85° to 100° . Besides the reference angle α_R , the controller output α and the

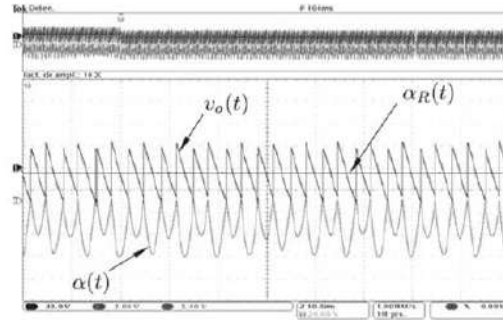


Fig. 12. Step from $\alpha_R = 85^\circ$ to 100° (Loop gain: ω_{c1}/ω_L). Steady state CH1: Output voltage. CH2: reference angle $\alpha_R(t)$. CH3: $\alpha(t)$.

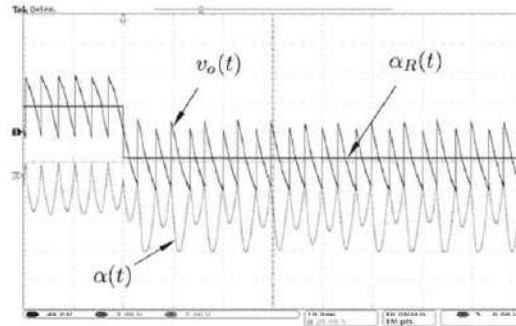


Fig. 13. Step from $\alpha_R = 65^\circ$ to 115° (Loop gain: ω_{c1}/ω_L). Transient response. CH1: Output voltage. CH2: reference angle $\alpha_R(t)$. CH3: $\alpha(t)$.

output voltage v_o , the figure shows the value of α_n resulting right at the firing instant for some consecutive firing events ($\alpha_n, \alpha_{n+1}, \alpha_{n+2}$). With the loop gain set, ω_{c1}/ω_L , the system is stable for $\alpha_R = 85^\circ$, while the transient response for $\alpha_R = 100^\circ$ presents an oscillating behavior. Fig. 12 shows the steady-state response for this situation, where the sustained second-order harmonics can be observed in the output voltage. Note there is no border collision in the integral controller as evidenced by the lack of saturation in $\alpha(t)$.

A similar situation can be observed in Fig. 13, where the reference changes from 65° to 115° and the loop gain remains constant (ω_{c1}/ω_L). As in the aforementioned case, a second-order subharmonics is observed. The steady-state response in this condition is revealed in Fig. 14, where sustained second-order subharmonics can be seen.

Fig. 15 shows a change in the reference equivalent to changing the firing angle from $\alpha_R = 85^\circ$ to $\alpha_R = 100^\circ$, using a loop gain ω_{c2}/ω_L lower than that in the previous tests, then $\omega_{c2}/\omega_L < \omega_{c1}/\omega_L$. In this case, the system exhibits an underdamped transient response, which vanishes after a few cycles. Hence, the system presents a stable equilibrium point.

Figs. 16 and 17 show the transient as well as the steady-state system response to a change in the angle reference between $\alpha_R = 65^\circ$ and $\alpha_R = 115^\circ$ under this gain condition. It can be

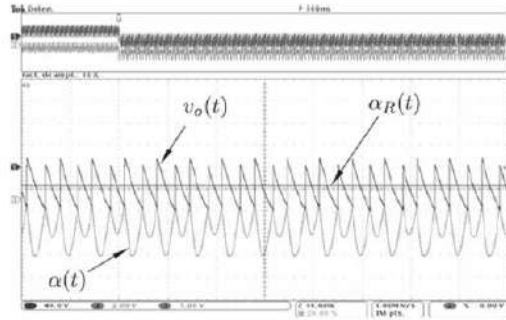


Fig. 14. Step from $\alpha_R = 65^\circ$ to 115° ($\omega_{c2}/\omega_L > \omega_{c1}/\omega_L$). Steady state CH1: Output voltage. CH2: reference angle $\alpha_R(t)$. CH3: $\alpha(t)$.

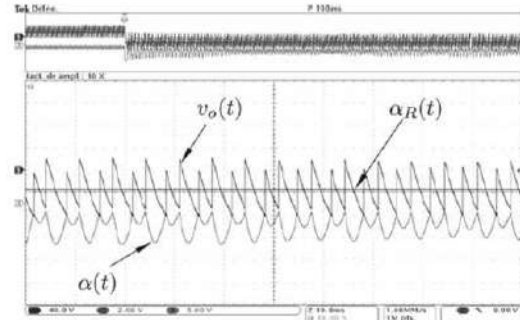


Fig. 17. Step from $\alpha_R = 65^\circ$ to 115° (Loop gain: $\omega_{c2}/\omega_L < \omega_{c1}/\omega_L$). Steady state CH1: Output voltage. CH2: reference angle $\alpha_R(t)$. CH3: $\alpha(t)$.

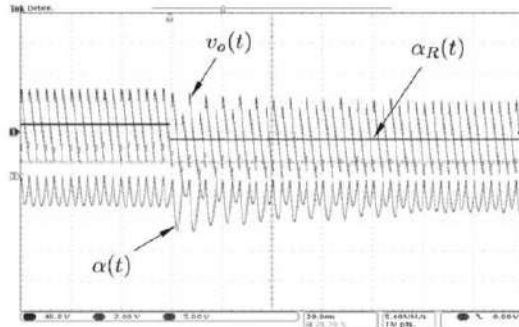


Fig. 15. Step from $\alpha_R = 85^\circ$ to 100° (Loop gain: $\omega_{c2}/\omega_L < \omega_{c1}/\omega_L$). Steady state CH1: Output voltage. CH2: reference angle $\alpha_R(t)$. CH3: $\alpha(t)$.

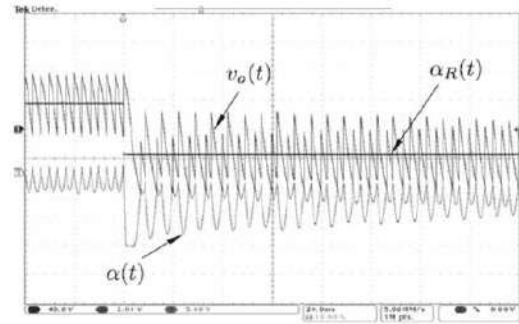


Fig. 16. Step from $\alpha_R = 65^\circ$ to 115° (Loop gain: $\omega_{c2}/\omega_L < \omega_{c1}/\omega_L$). Transient response. (CH1: Output voltage. CH2: reference angle $\alpha_R(t)$. CH3: $\alpha(t)$).

seen that, despite the decrease in the loop gain, the system maintains the second-order subharmonic behavior for $\alpha_R = 115^\circ$.

VI. CONCLUSION

An analysis of a p -pulse thyristorized LCC using nonlinear techniques is presented. The proposed approach allows us to obtain an expression to assess the beginning of second-order subharmonic behavior, which is the boundary of a stable op-

eration. The analysis performed has allowed us to determine that, for $p = 6$, the system remains stable for $\alpha < 90^\circ$, regardless the loop gain. Moreover, the analysis presented extends the stability boundary approximately seven times, as compared to the conventional analysis using linear techniques. The bifurcation diagrams obtained predict the appearance of subharmonic components of order higher than two and even chaotic behavior. The approach proposed was validated with simulations and experimental results.

REFERENCES

- [1] G. Uicich, M. Benedetti, and J. Rovira, "A novel synchronism method for thyristor power converters using the space vector approach," *IEEE Trans. Nuclear Sci.*, vol. 53, no. 3, pp. 1522–1529, Jun. 2006.
- [2] S. Nomura and J. Wiik, "Feasibility study on current source power conversion for superconducting magnets using series compensated thyristor converters," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 22, no. 3, p. 5400804, Jun. 2012.
- [3] Y. Suh and C. Kim, "A study on high-current rectifier systems with mitigated time-varying magnetic field generation at AC input and DC output busbars," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1212–1219, Mar. 2012.
- [4] E. Wiechmann, R. Burgos, and J. Holtz, "Sequential connection and phase control of a high-current rectifier optimized for copper electrowinning applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 4, pp. 734–743, Aug. 2000.
- [5] Y. Li, L. Luo, C. Rehtanz, S. Rüberg, and F. Liu, "Realization of reactive power compensation near the LCC-HVdc converter bridges by means of an inductive filtering method," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 9, pp. 3908–3923, Sep. 2012.
- [6] Y. Li, Z. Zhang, C. Rehtanz, L. Luo, S. Rüberg, and F. Liu, "Study on steady- and transient-state characteristics of a new HVdc transmission system based on an inductive filtering method," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 7, pp. 1976–1986, Jul. 2011.
- [7] J. Wang, D. Xu, B. Wu, and Z. Luo, "A low-cost rectifier topology for variable-speed high-power PMSG wind turbines," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 8, pp. 2192–2200, Aug. 2011.
- [8] T. Teshirogi and S. Nishikata, "Effects of system parameters on the performance characteristics of a wind turbine generating system using a current-source thyristor inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 1, pp. 252–257, Jan./Feb. 2011.
- [9] K. Li, J. Liu, G. Xiao, and Z. Wang, "Novel load ripple voltage-controlled parallel dc active power filters for high performance magnet power supplies," *IEEE Trans. Nuclear Sci.*, vol. 53, no. 3, pp. 1530–1539, Jun. 2006.
- [10] C. Hirotaka and N. Hiroki, "Design study of low ripple and large current dc power supply for fusion plant's superconducting magnet," in *Proc. 14th Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, Sep. 30, 2011, pp. 1–10.

- [11] E. Parrish and E. McVey, "A theoretical model for single-phase silicon-controlled rectifier systems," *IEEE Trans. Automat. Control*, vol. 12, no. 5, pp. 577–579, Oct. 1967.
- [12] F. Fallside and A. Farmer, "Ripple instability in closed-loop control systems with thyristor amplifiers," *Proc. IEE*, vol. 114, no. 1, pp. 139–152, Jan. 1967.
- [13] P. Hazell and J. Flower, "Stability properties of certain thyristor-bridge control systems—Part 1," *Proc. IEE*, vol. 117, no. 7, pp. 1405–1412, Jul. 1970.
- [14] P. Hazell and J. Flower, "Stability properties of certain thyristor-bridge control systems—Part 2," *Proc. IEE*, vol. 117, no. 7, pp. 1413–1420, Jul. 1970.
- [15] B. Bao, G. Zhou, J. Xu, and Z. Liu, "Unified classification of operation-state regions for switching converters with ramp compensation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 7, pp. 1968–1975, Jul. 2011.
- [16] C.-C. Fang, "Unified discrete-time modeling of buck converter in discontinuous mode," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 8, pp. 2335–2342, Aug. 2011.
- [17] Q. Su and K. Strunz, "Stochastic polynomial-chaos-based average modeling of power electronic systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1167–1171, Apr. 2011.
- [18] S. Maity and Y. Suraj, "Analysis and modeling of an FFHC-controlled DC–DC buck converter suitable for wide range of operating conditions," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 12, pp. 4914–4924, Dec. 2012.
- [19] M. Benedetti and G. Uicich, "New high-performance thyristor gate control set for line-commutated converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 5, pp. 972–978, Oct. 1999.
- [20] S. Maestri, M. Benedetti, G. Uicich, and M. Funes, "Digital closed-loop high-speed thyristor firing system for line-commutated converters," in *Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, Sep. 2–5 2007, pp. 1–9.
- [21] W. McMurray, "The closed-loop stability of power converters with an integrated controller," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 18, no. 5, pp. 521–531, Sep./Oct. 1982.
- [22] G. Papafotiou and N. Margaris, "Nonlinear discrete-time analysis of the fixed frequency switch-mode DC–DC converters dynamics," *IEEE Trans. Circuits Syst. II: Exp. Briefs*, vol. 52, no. 6, pp. 322–326, Jun. 2005.



Gustavo Uicich (M'96) was born in Mar del Plata, Argentina, in 1961. He received the Electronics Engineer degree from the Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMDP), Mar del Plata, Argentina in 1987.

From 1986 to 1988, he was with the Instituto de Ciencia y Tecnología de Materiales (INTEMA) on the development of measuring electronic systems for material science, like mass-spectrometers and high-vacuum-gauges. Since 1988, he has been with the Laboratorio de Instrumentación y Control (LIC), UNMDP where he works on Power Electronics. From 1994 to 1995 he obtained a position as a Scientific Associate at European Laboratory for Particle Physics, Centre Europeene pour la Recherche Nucleaire (CERN), Geneva, Switzerland, where he developed digital control systems for the power supplies of the bending-magnets at the PS Proton-Synchrotron complex. From 1999 to 2001, he obtained a UPSA contract with CERN for the study of a high-precision control system for the 6MW/42-MVA genset/controlled rectifier supplying the PS complex. From 2003 to 2005, he was hired by Advanced Energy Industries (Ft. Collins, CO, USA) as a Design Leader for the development of high-density integrated plasma sources. He is currently a Professor on Control Theory in UNMDP and provides also engineering services on power electronics for small companies in the US developing medium-frequency plasma sources. His research interests include power electronics and control systems.



Sebastian Maestri was born in Argentina, in 1978. He received the electronics engineering and Ph.D. degrees in electronics from National University of Mar del Plata, Mar del Plata, Argentina, in 2005 and 2009, respectively.

He was with European Laboratory for Particle Physics, Centre Europeene pour la Recherche Nucleaire (CERN) in control methods for improving the performance of thyristorized power supplies for bending-magnets. He is currently with the University of Mar del Plata. His research interests include power electronics, control systems, and synchronism methods.



Mario Benedetti was born in Italy, in 1945. He received the Ing. degree in telecommunications engineering from the Universidad Nacional de La Plata, Mar del Plata, Argentina, in 1968.

From 1968 to 1983, he was with the Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación, Universidad Nacional de La Plata, working on developing electronic instruments. From 1970 to 1983, he was also an Associate Professor with the Department of Electrical Engineering at the same university. He spent two years as a Fellow at CERN (European Laboratory for Particle Physics, Centre Europeene pour la Recherche Nucleaire), Geneva, Switzerland. Since 1985, he has been a Full Professor with the Department of Electrical Engineering, Universidad Nacional de Mar del Plata. He is currently the Head of the Laboratorio de Instrumentación y Control, Departamento de Electrónica, Universidad Nacional de Mar del Plata, and a member of the National Scientific and Technical Research Council (CONICET), Buenos Aires, Argentina. He has served as a Lecturer for numerous short courses presented to the industry and other universities. His current research interests include power electronics and EMC.



Daniel Carrica (M'83) was born in Dolores, Argentina, in 1958. He received the B.S. degree in engineering from the Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMDP), Mar del Plata, Argentina, in 1984, and the M.Sc. degree in electronics from the Universidad Politecnica de Madrid, Madrid, Spain, in 1992.

In 1984, he joined the Department of Electronics, UNMDP, as a Research Assistant, where he was the Head from 1994 to 1996, and is currently an Associate Professor. From 1990 to 1991, he was an Associate Scientist at CERN (European Laboratory for Particle Physics, Centre Europeene pour la Recherche Nucleaire), Geneva, Switzerland. His current research interests include motion control and power electronics.

Bibliografía

- Arsov, G., & Mircesvki, S. (2010). Quo Vadis, Thyristor? *14th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2010* (pp. T2-152, T2-157). IEEE.
- Bao, B., Zhou, G., Xu, J., & Liu, Z. (2011). Unified Classification of Operation-State Regions for Switching Converters with Ramp Compensation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1968-1975.
- Benedetti, M., & Uicich, G. (1999). New High-Performance Thyristor Gate Control Set for Line-Commutated Converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 972-978.
- Cardiez-Alvarez, M., Rodriguez-Amenedo, J., Arnaltes, S., & Montilla-DJesus, M. (2017). Modeling and Control of LCC Rectifiers for Off-Shore Wind Farms connected by HVDC Links. *Transactions on Energy Conversion*, 1284-1295.
- Chen, J., Song, S., & Wang, Z. (2006). Analysis and Implement of Thyristor-Based STATCOM. *2006 International Conference on Power System Technology*.
- Fallside, F., & Farmer, A. (1967). Ripple Instability in Closed-Loop Control Systems with Thyristor Amplifiers. *Proceedings of the IEE*, 139-152.
- Fang, C. (2011). Unified Discrete-Time Modelling of Buck Converter in Discontinuous Mode. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2335-2342.
- Goldemberg, C. K. (2005). Thyristor controlled rectifiers for subway substations. *IEEE 36th Conference on Power Electronic Specialists*. IEEE.
- Hazell, P., & Flower, J. (1970). Stability Properties of Certain Thyristor-Bridge Control Systems. *Proceedings of IEE*, 1405-1412; 1413-1420.
- Hirota, C., & Hiroki, N. (2011). Design Study of Low Ripple and Large Current DC Power Supply for Fusion Plant's Superconducting Magnet. *Proceedings 14th European Conference Power Electronics Applications*, (pp. 1-10).
- Holonyak, N. (2001). The Silicon p-n-p-n Switch and Controlled Rectifier (Thyristor). *Tr. on Power Electronics*, 8-16.
- Huang, A. (2017). Power Semiconductor Devices for Smart Grid and Renewable Energy Systems. *Proceedings of IEEE*, 2019-2047.
- J.J.Ebers. (1952). Four Terminal P-N-P-N Transistors. *Proceedings of the IRE*, (pp. 1361-1364).

- Kolar, J. H. (2023). The Essence of Solid-State Transformers: Fundamentals, Design, Challenges, R&D Overview, Comparative Evaluation Outlook. *Thirty-Eight Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Orlando: IEEE.
- Li, K., Liu, J., Xiao, G., & Wang, Z. (2006). Novel Load Ripple Voltage-Controlled Parallel DC Active Power Filters for High-Performance Magnet Power Supplies. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 1530-1539.
- Li, Y., Luo, L., Rehtanz, C., Ruberg, S., & Liu, F. (2012). Realization of Reactive Power Compensation near the LCC-HVDC Converter Bridges by means of an Inductive Filtering Method. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 3908-3923.
- Maestri, S., Benedetti, M. U., & Petrocelli, R. (2007). Phase-Controlled Line-Commutated Converter Control in Discontinuous Conduction Mode. *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*. Aalborg.
- Maestri, S., Benedetti, M., Uicich, G., & Funes, M. (2007). Digital losed-Loop High-Speed Thyristor Firing System for Line-Commutated Converters. *Proceedings European Conference on Power Electronics and Applications*, (pp. 1-9).
- Maestri, S., Petrocelli, R., Uicich, G., Benedetti, M., & García Retegui, R. (2009). Extension of the Operational Range of High-Performance Line-Commutated Converters into Discontinuous Current Mode. *13th European Conference on Power Electronics and Applications*. Barcelona.
- Maestri, S., Uicich, G. B., & Petrocelli, R. (2009). Method for Discontinuous Current Mode Compensation of Line-Commutated Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 869-872.
- Maity, S., & Suraj, Y. (2012). Analysis and Modeling of an FFHc-Controlled DC-DC Buck Converter suitable for Wide Range Operating Conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 4914-4924.
- McMurray, W. (1982). The Closed-Loop Stability of Power Converters with an Integrated Controller. *IEE Transactions on Industry Applications*, 521-531.
- Nanayakkara, R., & Nasiri, A. (2012). SCR-Based Wind Turbine Control for a DC Distributed Wind Farm. *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* (pp. 2059-2066). IEE.
- Nomura, S., & Wiik, J. (2012). Feasibility Study on Current Source Power Conversion for Superconducting Magnets using Series Compensated Thyristor Converters. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 5400804.

- Okba, M., Saied, M., Mostafa, M., & Abdeil-Moneim, T. (2012). High Voltage Direct Current Transmission - A Review, Part I. *IEEE Energytech*. IEEE.
- Papafotiou, G., & Margaris, N. (2005). Nonlinear Discrete-Time Analysis of the Switch-Mode DC-DC Converter Dynamics. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 322-326.
- Parrish, E., & McVey, E. (1967). A Theoretical Model for Single-Phase Silicon Controlled Rectifier Systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 577-579.
- Siddiqui, M., & Bhatt, C. (2013). Comparative Study of the effect of Different Gate Firing Schemes on the Operation of a Prototype HVDC System. *2013 Nirma University International Conference on Engineering (NUICONE)* (pp. 1-6). IEEE.
- Strogatz, S. (1994). *Nonlinear Dynamics and Chaos, with Applications to Physics, Biology, Chemistry and Engineering*. Perseus.
- Su, Q., & Strunz, K. (2011). Stochastic Polynomial-Chaos Based Average Modelling of Power Electronics Systems. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 1167-1171.
- Suh, Y., & Km, C. (2012). A Study on High-Current Rectifier Systems with Mitigated Time-Varying Magnetic Field Generation at AC Input and DC output Busbars. *Transaction on Power Electronics*, 1212-1219.
- Teshirogi, T., & Nishikata, S. (2011). Effects of System Parameters on the Performance Characteristics of a Wind Turbine Generating System using a Current-Source Thyristor Inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 252-257.
- Thepparat, P., Retzmann, D., Ogee, E., & Wiesinger, M. (2013). Smart Transmission System by HVDC and TACTS. *2013 IEEE Grenoble Conference*. Grenoble: IEEE.
- Uicich, G., Benedetti, M., & Rovira, J. (2006). A Novel Synchronism Method for Thyristor Power Converters Using the Space Vector Approach. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 1522-1529.
- Uicich, G., Maestri, S., Benedetti, M., & Carrica, D. (2014). A Nonlinear Approach for assessing Stability in Line-Commutated Converters with an Integrating Controller. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 339-346.
- Wang, J., Xu, D., Wu, B., & Luo, Z. (2011). A Low-Cost Rectifier Topology for Variable-Speed High-Power PMSG Wind Turbines. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 2192-2200.
- Wiechmann, E., Burgos, R., & Holtz, J. (2000). Sequential Connection and Phase Control of a High-Current Rectifier Optimized for Copper Electrowinning Applications. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 734-743.

