



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRONICA

Aportaciones a la mejora de los sistemas de control electrónico aplicados en la generación minieólica aislada mediante la utilización de técnicas de almacenamiento energético.

TESIS DOCTORAL

Doctorando: **Jackson Daudet Twizere Bakunda**

Dirigido: **Dr. Francisco José Gimeno Sales**

Dirigido: **Dr. Salvador Orts Grau**

Dirigido: **Dr. José Carlos Alfonso Gil**

Valencia, Julio 2018

A mis padres por su apoyo permanente e incondicional.

En memoria de mi querida hermana Joséphine Uwimpaye Bakunda que falleció durante mi ausencia, que en paz descanse.

Agradecimientos

La realización de esta Tesis doctoral ha sido posible gracias a Dios y a través de la contribución de las personas y organizaciones a quienes me dirijo en mis agradecimientos.

A mis directores de Tesis Dr. Francisco José Gimeno Sales, Dr. Salvador Orts Grau, Dr. José Carlos Alfonso Gil por su disponibilidad y apoyo.

A mi familia Bakundakabo y Ntawutabazi por el apoyo manifestado desde el comienzo de esta aventura. De manera particular, agradezco a René, Jean Pierre, Francine, Marie France, Emmanuel, Alice, Aline, Edgard, Jean Louis.

A la Unión Europea por haber cofinanciado mi estancia en España a través el proyecto ANGLE de Erasmus mundus.

A las autoridades del “Institut Supérieur des Techniques Appliquées” de Goma en República Democrática del Congo por su paciencia.

A mis compañeros del departamento de ingeniería electrónica de la Universidad Politécnica de Valencia Camilo, David, German, Robert y Francisco Prats.

RESUMEN

Una instalación de generación minieólica aislada permite realizar un suministro energético de baja potencia a partir de la energía capturada del viento, mediante una turbina y un generador eléctrico. Sin embargo, la irregularidad del viento provoca discontinuidad en el servicio e inestabilidad en la energía producida.

La integración conjunta de sistemas de generación eólica junto con sistemas de almacenamiento de energía, permite reducir el impacto que causa la variabilidad del viento sobre la continuidad del servicio. El sistema de almacenamiento cede energía cuando el sistema de generación no logra suministrar la demanda de la carga, mientras que cuando la energía generada excede la demanda, el sistema de almacenamiento almacena el excedente.

La presente Tesis Doctoral trata acerca de este tipo de sistemas híbridos abordando diferentes aspectos técnicos, con el fin de mejorar las prestaciones de los mismos. Se pretende de esta manera contribuir, mediante el avance de la tecnología aplicada a los sistemas de generación a partir de fuentes renovables, a una mayor proliferación de estos sistemas de generación, lo que a su vez redundará en la reducción del impacto medioambiental que los sistemas de generación de energía a partir de fuentes fósiles producen.

El sistema planteado consta de un sistema de almacenamiento dual, basado en la utilización de baterías y supercondensadores. Esta dualidad ofrece la posibilidad conocida de realizar una gestión independiente de las dinámicas rápidas y lentas en el sistema. Pero además permite plantear las diferentes hipótesis de partida de la investigación.

Mediante el estudio de las diferentes técnicas de control de los convertidores, se espera contribuir a la mejora de las características eléctricas del sistema, mediante la reducción del rizado del bus de continua. Por otra parte, la capacidad de almacenamiento del sistema permitirá contribuir a la estabilidad del conjunto actuando como elemento regulador de carga, y a la seguridad del aerogenerador, actuando como freno eléctrico en ayuda del breaker del sistema en situaciones de viento turbulento o en fuertes rachas.

El sistema propuesto en esta Tesis ha sido validado mediante simulaciones. El emulador de la turbina eólica se comporta de forma cercana a la realidad ya que el modelo de la turbina se ha obtenido a partir de un método experimental aplicado en turbinas reales.

Los resultados obtenidos demuestran el buen funcionamiento del sistema desarrollado y contrastan las hipótesis de partida de la investigación.

RESUM

Una instal·lació de generació minieòlica aïllada permet realitzar un subministrament energètic de baixa potència a partir de l'energia capturada del vent, mitjançant una turbina i un generador elèctric. No obstant això, la irregularitat del vent provoca discontinuïtat en el servei i inestabilitat en l'energia produïda.

La integració conjunta de sistemes de generació eòlica juntament amb sistemes d'emmagatzematge d'energia, permet reduir l'impacte que sobre la continuïtat del servei causa la variabilitat del vent. El sistema d'emmagatzematge cedeix energia quan el sistema de generació no aconsegueix subministrar la demanda de la càrrega, mentre que quan l'energia generada excedeix la demanda, el sistema d'emmagatzematge emmagatzema l'excedent.

La present tesi doctoral tracta sobre aquest tipus de sistemes híbrids abordant diferents aspectes tècnics, per tal de millorar les prestacions dels mateixos. Es pretén d'aquesta manera contribuir, mitjançant l'avanç de la tecnologia aplicada als sistemes de generació a partir de fonts renovables, a una major proliferació d'aquests sistemes de generació, el que al seu torn redundarà en la reducció de l'impacte mediambiental que els sistemes de generació d'energia a partir de fonts fòssils produeixen.

El sistema plantejat consta d'un sistema d'emmagatzematge dual, basat en la utilització de bateries i supercondensadores. Aquesta dualitat ofereix la possibilitat coneguda de realitzar una gestió independent de les dinàmiques ràpides i lentes en el sistema. Però a més permet plantejar les diferents hipòtesis de partida de la investigació.

Mitjançant l'estudi de les diferents tècniques de control dels convertidors, s'espera contribuir a la millora de les característiques elèctriques del sistema, mitjançant la reducció de l'arissat del bus de contínua. D'altra banda, la capacitat d'emmagatzematge del sistema permetrà contribuir a l'estabilitat del conjunt actuant com a element regulador de càrrega, i la seguretat de l'aerogenerador, actuant com a fre elèctric en ajuda del breaker del sistema en situacions de vent turbulent o en fortes ratxes.

El sistema proposat en aquesta Tesi ha estat validat mitjançant simulacions. L'emulador de la turbina eòlica es comporta de forma propera a la realitat ja que el model de la turbina s'ha obtingut a partir d'un mètode experimental aplicat en turbines reals.

Els resultats obtinguts demostren el bon funcionament del sistema desenvolupat i contrasten les hipòtesis de partida de la investigació.

ABSTRACT

A standalone small wind turbine installation allows a low power energy supply to be made from the energy captured from the wind, by means of a turbine and an electric generator. However, the irregularity of the wind causes discontinuity in the service and instability in the energy produced.

The joint integration of wind generation systems together with energy storage systems reduces the impact of wind variability on the continuity of the service. The storage system yields energy when the generation system fails to supply the demand for the load, while when the generated energy exceeds the demand, the storage system stores the excess.

This Doctoral Thesis deals with this type of hybrid systems addressing different technical aspects, in order to improve the performance of them. It is intended in this way to contribute, through the advancement of the technology applied to the generation systems from renewable sources, to a greater proliferation of these generation systems, which in turn will result in the reduction of the environmental impact that the systems of power generation from fossil sources produce.

The proposed system consists of a dual storage system, based on the use of batteries and ultracapacitors. This duality offers the known possibility of performing an independent management of the fast and slow dynamics in the system. But it also allows to raise the different starting hypotheses of the investigation.

Through the study of the different control techniques of the converters, it is expected to contribute to the improvement of the electrical characteristics of the system, by reducing the DC bus ripple. On the other hand, the storage capacity of the system will contribute to the stability of the assembly acting as a load regulating element, and to the safety of the wind turbine, acting as an electric brake in aid of the system breaker in turbulent wind situations or in strong gusts.

The system proposed in this Thesis has been validated through simulations. The wind turbine emulator behaves in a way that is close to reality since the turbine model has been obtained from an experimental method applied to real turbines.

The results obtained demonstrate satisfactory performance of the developed system and contrast the starting hypothesis of the investigation.

Indices

RESUMEN	vii
RESUM	ix
ABSTRACT	xi
1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS DE LA TESIS	1
CAPITULO 1	7
LA GESTION Y EL ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA	7
1.1. Introducción	7
1.2. Elementos de almacenamiento	8
1.3. Topología de los sistemas de almacenamiento	10
CAPITULO 2	13
ENERGÍA EÓLICA	13
2.1. Introducción	13
2.2. Tipos de aerogeneradores	15
2.3. Parámetros de diseño e implementación de un aerogenerador	17
2.4. Modelo mecánico del aerogenerador	21
2.5. Modelo de la máquina síncrona a imanes permanentes (PMSM)	24
2.6. Fortalezas y debilidades en la explotación de la energía eólica	29
2.7. Sistemas predictivos de producción de energía eólica y normativa	30
2.8. Evolución y situación actual de la energía eólica en el mundo	32
CAPITULO 3	35
ELEMENTOS DE ALMACENAMIENTO	35
3.1. Introducción	35
3.2. Características de la batería y del supercondensador	36
3.3. Modelo de batería Plomo-Acido	37
3.4. Modelo supercondensador	49
3.5. Aplicaciones industriales de los supercondensadores	58
3.6. Sistema de gestión de baterías	59

CAPITULO 4	63
CONVERTIDORES DC-DC.....	63
4.1. Introducción	63
4.2. Tipos de convertidores DC-DC.....	65
4.3. Convertidor DC-DC bidireccional sin aislamiento	65
4.4. Control del convertidor DC-DC bidireccional.....	69
4.4.1. Control modo corriente de pico.	71
4.4.2. Control de corriente por banda de histéresis fija.	73
4.4.3. Control de corriente por modulación delta	79
4.4.4. One cycle control OCC.....	84
4.5. Convertidor DC-AC (INVERSOR).....	88
CAPITULO 5	93
SISTEMA PROPUESTO EN LA TESIS	93
5.1. Introducción	93
5.2. Requerimientos del sistema	94
5.3. Principio de funcionamiento.....	95
5.3.1. aerogenerador	95
5.3.2. Rectificador pasivo (Convertidor AC-DC).....	95
5.3.3. Inversor trifásico con carga aislada.....	96
5.3.4. Sistema de almacenamiento.....	97
5.4. Convertidor del breaker	104
5.5. Flujograma del sistema de control propuesto.....	106
5.6. diseño de los componentes del sistema.....	108
5.6.1. inductancias	109
5.6.2. Supercondensador	112
5.6.3. batería.....	112
CAPITULO 6	113
SIMULACIÓN DEL SISTEMA.....	113
6.1. Introducción	113
6.2. Descripción de la simulación del sistema de control propuesto.	114

6.3.	Análisis de la simulación	129
6.3.1.	Análisis del bus	129
6.3.2.	Casos significativos en la simulación	144
CAPITULO 7	147
CONCLUSIONES, APORTACIONES Y FUTURAS LINEAS DE TRABAJO		147
BIBLIOGRAFÍA		151

Índice de figuras

<i>Figura 1: Sistema de generación eólica con almacenamiento energético</i>	4
<i>Figura 2: Conexión paralela pasiva</i>	11
<i>Figura 3: Asociación batería-supercondensador mediante dos convertidores en serie</i>	12
<i>Figura 4: Asociación batería-supercondensador mediante dos convertidores en paralelo</i>	12
<i>Figura 5 : Parque eólico de Capelada en Cedeira</i>	14
<i>Figura 6: turbina eólica a eje vertical</i>	16
<i>Figura 7: parque eólico offshore con turbinas a eje horizontal</i>	16
<i>Figura 8: coeficiente de potencia en función de λ</i>	18
<i>Figura 9: Transmisión mecánica en un aerogenerador, modelo de dos masas (turbina-a)</i>	22
<i>Figura 10: Máquina síncrona a imanes permanentes a rotor externo</i>	24
<i>Figura 11: sistemas de eje fijo abc y síncrono dq</i>	24
<i>Figura 12: circuitos equivalentes a una MSIP en modo generador. (a) Respecto al eje d; (b) Respecto al eje q.</i>	27
<i>Figura 13: Capacidad anual instalada por región (desde 2009-2017)</i>	33
<i>Figura 14: Capacidad acumulada global de las instalaciones eólicas</i>	33
<i>Figura 15: modelo básico batería</i>	38
<i>Figura 16: modelo de batería de Thevenin</i>	39
<i>Figura 17: Modelo de batería dinámico del tercer orden</i>	40
<i>Figura 18: modelo de batería de sobre corriente</i>	41
<i>Figura 19: modelo de batería mejorado</i>	42
<i>Figura 20: modelo de batería de Matlab 2016</i>	43
<i>Figura 21: Medida del tiempo de respuesta de la batería número 1</i>	45
<i>Figura 22: Medida del tiempo de respuesta de la batería número 2</i>	45
<i>Figura 23: Medida del tiempo de respuesta de la batería número 3</i>	46
<i>Figura 24: Medida del tiempo de respuesta de la batería número 4</i>	46
<i>Figura 25: Circuito de carga y descarga de una batería</i>	47
<i>Figura 26: Evaluación del tiempo de respuesta de la batería sobre la gráfica de carga y descarga</i>	48
<i>Figura 27: modelo súper condensador</i>	49
<i>Figura 28: Modelo del súper condensador: (a) circuito equivalente (b) modelo de gran señal</i>	50
<i>Figura 29: modelo súper condensador de doble capa</i>	51
<i>Figura 30: modelo genérico del supercondensador de matlab 2016</i>	52
<i>Figura 31: Forma de onda de tensión y de corriente del supercondensador, Matlab 2016</i>	53
<i>Figura 32: esquema de carga y de descarga de un condensador</i>	55
<i>Figura 33: graficas de tensión y corriente del condensador</i>	55
<i>Figura 34: modulo SC de 130F, 56 V</i>	56

<i>Figura 35: simulación del modelo teórico de supercondensador.....</i>	<i>57</i>
<i>Figura 36: tensión de descarga del supercondensador.....</i>	<i>58</i>
<i>Figura 37: diagrama de bloque de un módulo BMS de TI (Texas Instruments).....</i>	<i>61</i>
<i>Figura 38: Convertidores estáticos de energía.....</i>	<i>64</i>
<i>Figura 39: chopper 2 cuadrantes.....</i>	<i>65</i>
<i>Figura 40: formas de onda para trabajo en los dos primeros cuadrantes.....</i>	<i>68</i>
<i>Figura 41: control modo tensión.....</i>	<i>70</i>
<i>Figura 42: control modo corriente de pico.....</i>	<i>72</i>
<i>Figura 43: forma de ondas del control modo corriente de pico.....</i>	<i>72</i>
<i>Figura 44: lazo de corriente del control por banda de histéresis con banda fija.....</i>	<i>74</i>
<i>Figura 45: chopper 2 cuadrantes con control de corriente por B.H.....</i>	<i>75</i>
<i>Figura 46: forma de las señales en un control por B.H.....</i>	<i>75</i>
<i>Figura 47: control a modulación delta.....</i>	<i>79</i>
<i>Figura 48: forma de ondas del modulador delta.....</i>	<i>80</i>
<i>Figura 49: modulación delta con realimentación anticipada.....</i>	<i>81</i>
<i>Figura 50: Control por modulación delta de un convertidor buck.....</i>	<i>82</i>
<i>Figura 51: forma de onda de un control por modulación delta de un convertidor buck en función del tiempo.....</i>	<i>83</i>
<i>Figura 52: One cycle Control.....</i>	<i>84</i>
<i>Figura 53: Esquema de simulación del convertidor Buck con control OCC.....</i>	<i>85</i>
<i>Figura 54: forma de ondas en un control OCC en función del tiempo.....</i>	<i>86</i>
<i>Figura 55: Tensión de salida en función del tiempo.....</i>	<i>87</i>
<i>Figura 56: onda cuadrada.....</i>	<i>90</i>
<i>Figura 57: descomposición de onda aproximadamente cuadrada.....</i>	<i>90</i>
<i>Figura 58: representación espectral de una onda cuadrada aproximada.....</i>	<i>91</i>
<i>Figura 59: inversor trifásico a modulación PWM con pulso único.....</i>	<i>91</i>
<i>Figura 60: Esquema de la estrategia propuesta.....</i>	<i>94</i>
<i>Figura 61: Inversor trifásico con carga RL.....</i>	<i>97</i>
<i>Figura 62: Convertidores DC-DC bidireccionales.....</i>	<i>98</i>
<i>Figura 63: control de convertidores DC-DC bidireccionales de un HESS.....</i>	<i>99</i>
<i>Figura 64: lazo de corriente con control por BH-FF.....</i>	<i>100</i>
<i>Figura 65: señales control por BH-FF.....</i>	<i>101</i>
<i>Figura 66: diagrama de flujo del control por banda de histéresis a frecuencia fija.....</i>	<i>103</i>
<i>Figura 67: breaker.....</i>	<i>104</i>
<i>Figura 68: control del breaker.....</i>	<i>105</i>
<i>Figura 69: diagrama de flujo del sistema de control.....</i>	<i>107</i>
<i>Figura 70: análisis de la etapa de potencia.....</i>	<i>108</i>
<i>Figura 71: Esquema bloque del sistema simulado.....</i>	<i>114</i>
<i>Figura 72: emulador de turbina.....</i>	<i>115</i>
<i>Figura 73: Modelo mecánico de la turbina.....</i>	<i>118</i>

<i>Figura 74: maquina síncrona de imanes permanentes (MSIP).....</i>	<i>119</i>
<i>Figura 75: Sistema convertidor Breaker.</i>	<i>120</i>
<i>Figura 76: generación de la señal de control del breaker</i>	<i>120</i>
<i>Figura 77: sistema de almacenamiento conectado al bus de continua</i>	<i>121</i>
<i>Figura 78: etapa de potencia del convertidor DC-DC bidireccional.....</i>	<i>122</i>
<i>Figura 79: esquema bloque del control del sistema de almacenamiento.....</i>	<i>123</i>
<i>Figura 80: control por banda de histéresis a frecuencia fija</i>	<i>124</i>
<i>Figura 81: grafica de señales medidas en el lazo de corriente de control.....</i>	<i>125</i>
<i>Figura 82: corriente de referencia y corriente en la inductancia conseguida por control BH-FF</i>	<i>125</i>
<i>Figura 83: sistema de gestión de la carga de la batería</i>	<i>126</i>
<i>Figura 84: sistema de gestión de la carga del supercondensador</i>	<i>126</i>
<i>Figura 85: Tensión del bus de continua.....</i>	<i>127</i>
<i>Figura 86: Corriente del sistema de almacenamiento</i>	<i>128</i>
<i>Figura 87: Rizado de la tensión del bus de continua, con aerogenerador e inversor de carga</i>	<i>138</i>
<i>Figura 88: Rizado medio de la tensión del bus de continua con aerogenerador e inversor de carga</i>	<i>138</i>
<i>Figura 89: THD de la tensión del bus de continua con aerogenerador e inversor de carga</i>	<i>139</i>
<i>Figura 90: Amplitudes máximas de los armónicos Vdc con aerogenerador e inversor de carga</i>	<i>139</i>
<i>Figura 91: Rizado i_{dc_out} con aerogenerador e inversor de carga.....</i>	<i>140</i>
<i>Figura 92: THD i_{dc_out} con aerogenerador e inversor de carga</i>	<i>140</i>
<i>Figura 93: Amplitudes máximas de los armónicos i_{dc_out} con aerogenerador e inversor de carga</i>	<i>141</i>
<i>Figura 94: Rizado de corriente en la inductancia del convertidor de la batería con aerogenerador e inversor de carga</i>	<i>141</i>
<i>Figura 95: Rizado de corriente en la inductancia del convertidor del SC con aerogenerador e inversor de carga.....</i>	<i>142</i>
<i>Figura 96: Tensión del bus de continua, estabilizada por el control del sistema de almacenamiento</i>	<i>143</i>
<i>Figura 97: Tensión del bus de continua, estabilizada por el control del inversor de carga</i>	<i>143</i>
<i>Figura 98: potencia a diferentes valores de la carga</i>	<i>145</i>

Índice de tablas

<i>Tabla 1: tecnología de almacenamiento y aplicaciones.....</i>	<i>19</i>
<i>Tabla 2: propiedades de las tecnologías de almacenamiento</i>	<i>20</i>
<i>Tabla 3: visión general de los sistemas de predicción</i>	<i>32</i>
<i>Tabla 4: Comparación entre una batería de plomo ácido y un super condensador.....</i>	<i>37</i>
<i>Tabla 5: características del supercondensador BMOD0130 P056 B03 56V, 130F</i>	<i>56</i>
<i>Tabla 6: Valores calculados de inductancias.....</i>	<i>111</i>
<i>Tabla 7: resultados de la simulación, aerogenerador sin sistema de almacenamiento</i>	<i>132</i>
<i>Tabla 8: resultados de la simulación, datos de la tensión del bus</i>	<i>133</i>
<i>Tabla 9: resultados de la simulación, datos de las corrientes</i>	<i>136</i>
<i>Tabla 10: correspondencia abscisas de las Figura 87- Figura 95 con frecuencia y desfase</i>	<i>137</i>
<i>Tabla 11: resumen de los casos más significativos</i>	<i>145</i>

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS DE LA TESIS

Antecedentes y motivación

La producción de energía eléctrica a escala industrial ha empleado históricamente diferentes tipos de recursos naturales según la técnica empleada para la generación de energía eléctrica. Según su naturaleza, los recursos empleados para la generación de energía pueden clasificarse en: recursos no renovables, que se agotarán a medio plazo, obtenidos principalmente a partir de combustibles fósiles (petróleo, gas natural, carbón) o elementos químicos como el uranio y, por otra parte, los recursos renovables cuya regeneración natural propicia su explotación a largo plazo y sin fin.

Respecto al impacto ambiental, las diferentes tecnologías empleadas en la generación eléctrica a partir de los recursos naturales pueden producir un mayor o menor grado de contaminación, se suelen clasificar entre: energías sucias, caracterizadas por la gran contaminación que generan (los procesos térmicos principalmente) o que potencialmente podrían generar (caso de accidente nuclear) en el ambiente y, energías limpias, que tienen un nulo o muy bajo impacto ambiental.

Hasta hace pocos años, las principales fuentes de energía eléctrica utilizadas en instalaciones de gran potencia eran de origen hidroeléctrico y térmico. En la actualidad, son las centrales nucleares las que aportan la mayor cantidad de energía eléctrica al sistema. La primera central nuclear instalada en el mundo data de 1956 y fue construida en el Reino Unido.

En una central hidroeléctrica, se aprovecha de la energía cinética de la corriente de agua natural o generada a partir de una diferencia de nivel para producir una energía mecánica mediante una turbina hidráulica y posteriormente una energía eléctrica por medio de un generador eléctrico. Aunque sea renovable, no contaminante o por su bajo coste de explotación, esta forma de producción de energía presenta las siguientes desventajas: la perturbación del ecosistema acuático y, en ciertos casos, el desplazamiento de poblaciones o inundación de tierras agrícolas. Se encuentran centrales hidroeléctricas desde decenas de kilovatios hasta varios miles de megavatios. En 2017, la presa de las Tres Gargantas en China es la planta hidroeléctrica más potente del mundo con una potencia instalada de 22500 megavatios, tras la instalación de su trigésimo-segunda unidad de 700 megavatios.

Las centrales térmicas utilizan combustibles o cualquiera otra fuente de calor como el sol, o como la energía térmica que resulta de un proceso de cogeneración, para generar la electricidad a través de una cadena de transformación energética. Según la técnica empleada, la transformación se ejecuta por medio de una turbina de vapor o un motor de combustión interna para conseguir a nivel del eje la energía mecánica necesaria para el accionamiento de un generador de energía eléctrica.

En caso de uso de combustibles fósiles, estos presentan la ventaja de la facilidad en la explotación de la materia prima, así como en la implementación de la central, sin embargo, son una de las principales causas de contaminación del medio ambiente por la generación de gases de efecto

invernadero. También su explotación a gran escala hace pensar en un déficit energético a medio plazo asumiendo que los combustibles fósiles son agotables.

En cuanto a la central nuclear, conviene señalar que la energía térmica necesaria para la turbina de vapor se consigue por fisión de un átomo de uranio. Este fenómeno ocurre cuando un neutrón colisiona con un átomo de uranio, provocando su rotura que se acompaña de una liberación de energía térmica y nuevos neutrones que, a su vez, colisionan con los átomos de uranio vecinos. Esta forma de energía tiene como ventaja alcanzar valores importantes de energía a bajo coste y sin generación de gases contaminantes. Sin embargo, siendo el uranio radioactivo, el proceso de su extracción, así como la construcción y mantenimiento de centrales nucleares, es muy delicado y, por lo tanto, costoso. Y aún peor, pueden generar una gran catástrofe ambiental en caso de accidente, encontrándose ejemplos como el accidente de Chernóbil en el año 1986. De este modo, los residuos generados tienen que estar bien almacenados para evitar contaminación debida a su carácter radioactivo. Igualmente, las centrales nucleares emplean el agua de los ríos o del mar para su refrigeración, produciendo un calentamiento de la misma y afectando al ecosistema local.

El crecimiento exponencial de la demanda de energía eléctrica y las limitaciones relacionadas con la construcción de centrales nucleares, la utilización de fuentes de energía basadas en combustibles fósiles y no renovables, y el necesario cumplimiento de las resoluciones internacionales de la reunión de París y el protocolo Kyoto con respecto al cambio climático, ha supuesto en las últimas décadas un importante impulso a la investigación y el desarrollo de los sistemas de generación eléctrica a partir de energías renovables.

En cuanto a las energías renovables, la explotación hidroeléctrica ha sido y es un baluarte de la producción eléctrica mundial, sin embargo, la tecnología necesaria para la explotación de los recursos fotovoltaicos y eólicos apareció con posterioridad y aún se encuentra en desarrollo. Las energías renovables de tipo fotovoltaico y eólico son las protagonistas del tiempo actual y en mayor medida lo serán en el futuro, en lo que a la producción eléctrica se refiere, por tratarse de recursos limpios, abundantes y sobre todo sostenibles.

A pesar de sus propiedades ventajosas, estas fuentes energéticas presentan algunos inconvenientes por resolver, como son: la intermitencia en el suministro en función de la disponibilidad del recurso energético. En el caso de la fotovoltaica, se pierde el recurso durante las horas de noche y se reduce durante el invierno o cuando la climatología es adversa. Por otra parte, la energía eólica también tiene carácter intermitente, además de presentar grandes variaciones en la velocidad del viento, lo que provoca inestabilidad en la producción de energía eléctrica. Según su valor, se puede encontrar en una situación de déficit energético a muy baja velocidad, pero también, en un caso de velocidad de viento excesiva se debe detener la producción para evitar accidentes, como la ruptura de las palas del aerogenerador.

El problema de la disponibilidad del recurso renovable y la intermitencia de la generación eléctrica puede paliarse, en cierta medida, mediante la utilización de sistemas de almacenamiento energético, basados en la utilización de convertidores electrónicos de potencia. Igualmente se deben contemplar las normativas impuestas a la generación eólica y fotovoltaica [1]–[4].

El desarrollo de sistemas de almacenamiento energético empleando diferentes tecnologías, los convertidores electrónicos de potencia, las técnicas de control aplicables, etc. son un campo de estudio actual y en constante desarrollo por la gran importancia que supone su aplicación para la mejora de la estabilidad del suministro eléctrico, cuando este se produce a partir de energías renovables de carácter intermitente y variable. Su aplicación en el área de la generación aislada a partir de minieólica presenta además la característica de poder contribuir de forma importante

al control del aerogenerador, para hacerlo trabajar con máximo rendimiento y dentro de la zona de seguridad. Todo ello, en suma, supone un importante desafío tecnológico y es la principal motivación de este trabajo de Tesis Doctoral.

Objetivos de la tesis

Esta Tesis Doctoral se centra en el estudio de los sistemas de control electrónico aplicados a la generación eléctrica a partir de energías renovables, mediante la utilización de técnicas de almacenamiento energético, centrándose en el campo de la minieólica aislada (sistemas de generación eléctrica empleando pequeños generadores eólicos).

El objetivo general es el de contribuir al avance de la técnica en cuanto a la mejora de las prestaciones de los convertidores electrónicos y de las estrategias de control que permitan mejorar la estabilidad del suministro de energía eléctrica a la carga, cuando esta es obtenida mediante generadores eólicos, manteniéndola frente a los diferentes cambios de la velocidad del viento o en su ausencia.

Los objetivos concretos son los siguientes:

- Estudiar los sistemas electrónicos y las tecnologías actuales aplicados en los sistemas almacenamiento energético.
- Diseñar un sistema electrónico de almacenamiento energético aplicable a la generación a partir de minieólica, basado en la utilización conjunta de baterías y supercondensadores.
- Desarrollar una técnica de control que permita, a la vez que se mantiene la producción eléctrica, mejorar las prestaciones del sistema en cuanto a rizado del bus de continua, distorsión y mejora del rendimiento.
- Desarrollar una estrategia de gestión energética que contemple la seguridad del sistema en cuanto a la protección del generador eólico ante velocidades excesivas producidas por caída brusca del consumo, o por vendavales.

Para la realización de la presente Tesis Doctoral se dispone de una bancada que incluye un generador de minieólica de la empresa BORNAY S.L.U (Inclin 3000). Basándose en las características de dicho generador se diseñará un sistema de gestión energética, para el almacenamiento de energía y el control de velocidad del aerogenerador. En dicho diseño se contemplará la mejora de las prestaciones de todos los sistemas electrónicos involucrados. Se estudiará la posible mejora de la respuesta dinámica del bus de continua, y la reducción de su rizado. Igualmente se deberá controlar el consumo de potencia del aerogenerador para así también controlar su velocidad y mantenerla dentro de los límites de seguridad.

El sistema de almacenamiento de energía propuesto es un sistema dual, formado por la asociación de una batería y un supercondensador conectados al bus de continua mediante convertidores electrónicos bidireccionales, con el objetivo de almacenar energía y volverla a aportar al sistema en caso de necesidad. En la Figura 1. se muestra el diagrama de bloques de un sistema de generación eléctrica aislado (sin conexión a la red de suministro eléctrico) a partir de la minieólica y con capacidad de almacenamiento de energía.

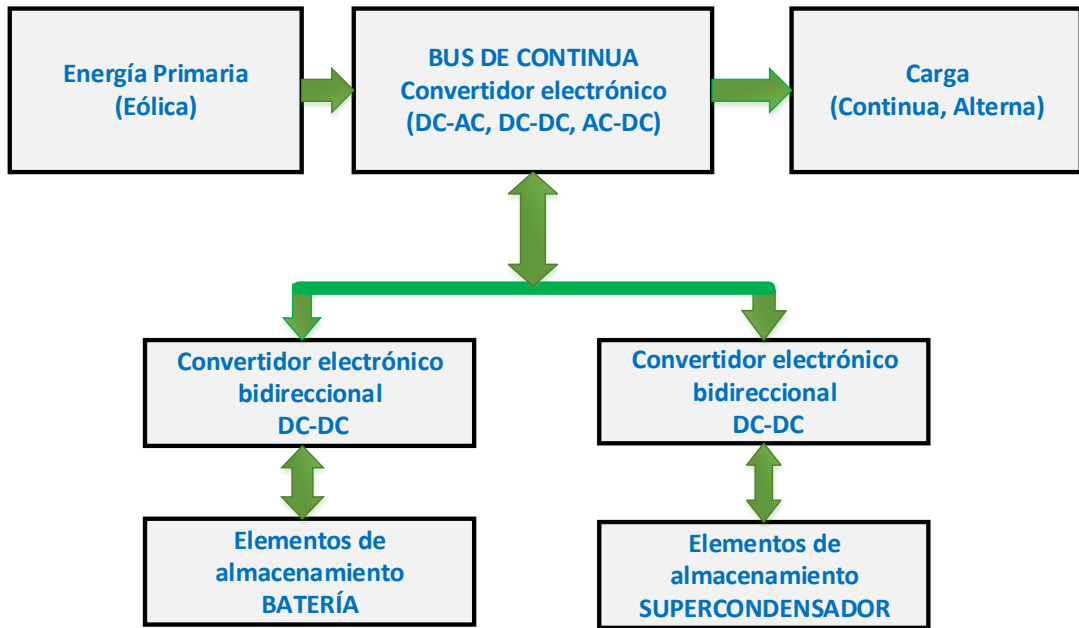


Figura 1: Sistema de generación eólica con almacenamiento energético

Estructura de la Tesis

A continuación, se encuentra la descripción de la estructura competa de la siguiente tesis.

Tras la introducción y la presentación de los objetivos planteados en este estudio, se desarrolla en el primer capítulo el estado de arte sobre la gestión de energía y su almacenamiento.

El segundo capítulo se enfoca en la energía eólica partiendo del análisis de los parámetros de diseño, de tipos de implementación de aerogeneradores, interés y obstáculos a la hora de implementación de infraestructuras de producción de este tipo de energía y los sistemas predictivos de producción de esta energía y normativa relacionada.

En el tercer capítulo, se analizan los elementos de almacenamiento de energía eléctrica describiendo algunos modelos tanto de batería como de supercondensador.

En el capítulo cuatro, se analiza los convertidores electrónicos que intervienen en esta tesis y de manera particular el convertidor DC-DC bidireccional. Se presenta también algunos métodos de control de convertidores DC-DC y finalmente se presenta una descripción sumaria del inversor DC/AC.

En el capítulo cinco, se presenta el análisis y diseño del sistema propuesto.

En el capítulo seis, se presentan los resultados de simulación para la verificación del sistema propuesto.

Finalmente, en el capítulo 7, se exponen las conclusiones del trabajo, así como las aportaciones y se presentan algunas propuestas para investigaciones futuras.

LA GESTIÓN Y EL ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA

1.1. Introducción

La necesidad de aumentar la estabilidad y la eficiencia de una red eléctrica cuya fuente de suministro energético es de origen estocástico, tales como de eólica o de fotovoltaica, conduce a la inserción de unos sistemas de almacenamiento eléctrico dentro de la cadena de producción y transformación de la energía eléctrica. Dichos sistemas tienen la característica de permitir alcanzar un balance entre la energía primaria disponible de valor abundante e intermitente de un lado y el consumo generalmente permanente y de valor relativamente reducido del otro lado. De esta forma, se consigue lograr un funcionamiento con continuidad de servicio. Gracias a la progresión constante perceptible en el área de la electrónica, se ha podido desarrollar sistemas de almacenamiento más potentes basados en convertidores electrónicos de potencia. Mayores avances en el desarrollo de las etapas de potencia, pero también en el diseño de las etapas de control de estos convertidores aseguran un proceso de gestión eficiente del flujo energético. La utilización de los sistemas de almacenamiento confiere a la instalación eléctrica tres regímenes de trabajos determinados en función del balance energético. Según el resultado de comparación entre potencias producida y consumida, se procede a la carga, descarga de los elementos de almacenamiento. Mediante esta solución asociada a las energías renovables, se consigue lograr mayores beneficios económicos, sociales y medioambientales. Cualquier sistema de gestión de energía renovable está constituido principalmente de siguientes partes [5]:

- **Elementos de almacenamiento:** Están caracterizados por su capacidad de almacenar la energía, pero también su valor máximo de potencia de trabajo. En general, resulta importante conocer la profundidad máxima de descarga de estos componentes.

- **Convertidor electrónico de potencia:** caracterizado por su potencia máxima de trabajo igual al valor máximo entre la potencia máxima de carga y de descarga respectivamente.
- **Dispositivo de control tanto de la carga que de la descarga:** este dispositivo se consigue mediante la implementación de los algoritmos apropiados dentro de las herramientas de procesamiento digital de señales. La toma de decisión de control se hace a partir de las medidas coleccionadas en el hardware del sistema.

A continuación, se describe la primera parte del conjunto, luego las distintas topologías aplicables para una gestión óptima de la energía renovable utilizada.

1.2. Elementos de almacenamiento

Existen varios tipos de almacenamiento dentro del área de la energía eólica, entre ellos cabe destacar los siguientes:

- Volantes de inercia.
- Elementos de baterías electroquímicas.
- Supercodensadores...

Dentro del abanico de las baterías, se encuentran de tipo “NiMH” (Nickel-Metal hydride) y también de tipo “Li-ion”. Estas últimas se utilizan en aplicaciones de los vehículos eléctricos debido a su gran densidad de energía, su tamaño compacto, y su alta fiabilidad. Se ha demostrado que estas baterías tienen un rendimiento excelente cuando se incorporan en los dispositivos electrónicos portátiles y dispositivos médicos. Además de tener una densidad elevada, aguantan temperaturas relativamente altas y se pueden reciclar. Sus aspectos prometedores son el efecto bajo de memoria, densidades de energía y de potencia altas, vida larga de 1000 ciclos [6].

En [7] se procede a un estudio comparativo entre las características de funcionamiento entre las baterías a plomo ácido y las baterías de fosfato de hierro y litio (LiFePO₄). Tras el análisis de los indicadores tales como la tensión nominal de operación, el peso, características ecológicas, eficiencia energética, vida útil, duración de la carga, auto descarga, se ha confirmado que el uso de la batería de tipo (LiFePO₄) es adecuado para aplicaciones de almacenamiento eléctrico, sin embargo, debido su coste relativamente bajo, resulta que el interés al uso de las baterías a plomo ácido es el más expandido.

Otro elemento de almacenamiento con buenas prestaciones es el supercondensador (supercapacitor/ultracapacitor). Su utilización dentro de un sistema de almacenamiento de energía ofrece características más relevantes que los condensadores convencionales, se trata de la posibilidad de conseguir valores elevados de capacidad, del gran valor de densidad de energía y de potencia, de muy buen valor de eficiencia, del bajo coste de mantenimiento y una vida útil más larga [8].

En [9] se presenta una tabla comparativa de las diferentes técnicas de almacenamiento de energía eléctrica que son: batería de plomo ácido, batería de níquel-metal hidruro, batería de ion de litio,

batería de sodio–sulfuro, batería redox de vanadio, almacenamiento de energía magnética por superconducción, Súpercapacitor y volante de inercia. Esta comparación se basa principalmente en las densidades de energía y de potencia, la eficiencia, el número de ciclos de cargas y de descargas, coste, tasa de autodescarga, peso, impacto ambiental,...

Un sistema de almacenamiento de energía ideal debería suministrar ambas densidades altas tanta de energía que de potencia para poder responder a situaciones tales como las debidas a cambios rápidos del clima o de condiciones de carga. Esto se consigue recurriendo a la utilización de un sistema híbrido de almacenamiento de energía (**HESS**: hybrid energy storage system) compuesto de una batería y de un supercondensador. Dicho sistema ofrece siguientes ventajas a nivel de la batería: mejora en la vida útil, reducción del tamaño por lo tanto del precio, reducción del estrés dentro de la misma batería. A nivel global se consigue un balance de potencia entre la generación de energía y la demanda de carga [10].

De hecho, un sistema **HESS** incorporado en una instalación, permite superar la limitación en el suministro de la potencia de la batería y la limitación en el almacenamiento de energía del supercondensador.

Las baterías tienen más densidad de energía que los supercondensadores. Pero no poseen la capacidad de carga ni de descarga rápida. Debido a su potencia específica elevada, los supercondensadores han sido considerados como fuentes de alimentación transitorias. El almacenamiento de energía en ambos dispositivos reduce la presión en la batería asegurando al mismo tiempo un suministro de la carga con densidades elevadas tanto en potencia que en energía.

El supercondensador posee un valor de resistencia interna muy baja, lo que le permite suministrar a la carga valores elevados de corriente. Conforme a lo que se ha visto anteriormente, el supercondensador absorbe y suministra variaciones rápidas de corriente mientras que la batería se encarga de suministrar el valor promediado de la potencia (más lenta). Esto, implica la reducción del tamaño de la batería que en este caso se diseña respecto al requisito de energía del ciclo, en lugar de la demanda de potencia [11].

En el suministro de energía eléctrica con sistema híbrido de almacenamiento de energía de conexión a la red eléctrica, cuando la producción de energía supera la demanda, la tensión del bus de continua, sube por encima de la tensión de referencia, por lo tanto, el sistema **HESS** debe de utilizar dicha energía excedente para almacenarla en la batería o el supercondensador. Cuando la producción está por debajo de la demanda en potencia, la tensión del bus de continua cae por debajo de su valor de referencia y ordena al sistema **HESS** de cubrir el déficit de energía mediante la extracción de la energía previamente almacenada en la batería o supercondensador [12].

En una instalación con HESS su bus de continua tiene señales de alta frecuencia y estas pueden ser mitigadas por el sistema convertidor-supercondensadores mientras que las perturbaciones de baja frecuencia están suavizadas por el sistema convertidor-batería [13].

Los parámetros importantes que hay que tener en cuenta a la hora de diseñar un elemento de almacenamiento de un sistema HESS son el valor máximo de la diferencia de potencia generada por la turbina y la potencia entregada a la carga y el valor máximo de la diferencia entre las energías correspondiente medibles a nivel del bus de continua [9].

1.3. Topología de los sistemas de almacenamiento

Se encuentra en la literatura [11], [14], [15] varias topologías que permiten conseguir el funcionamiento del supercondensador y de la batería en un conjunto de almacenamiento único. Se procede por conexión directa o mediante un convertidor electrónico de potencia reversible.

La conexión de la batería y del supercondensador mediante convertidores DC/DC bidireccionales ofrece siguientes ventajas [15]:

- Una gran flexibilidad en el control de flujo de potencia del bus de continua.
- Desacoplamiento eficaz de la energía almacenada con el bus de continua, posible utilización de tensiones bajas en los sistemas de almacenamiento.
- Almacenamiento de energía controlada e independiente, carga y descarga que puede acomodar fácilmente las medidas de protección contra sobrecargas (a través de los límites de corriente adecuadas).

En los artículos [11], [14], [16], [17] se presentan diferentes formas de asociar dos fuentes de tensión que son en este caso una batería y un supercondensador. Como se puede comprobar a continuación, se ha recurrido a la utilización de convertidores electrónicos de potencia bidireccionales para que sirva de interfaz entre los elementos de almacenamiento y el bus de continua.

Cada configuración presenta unas características y a continuación se puede destacar las más relevantes:

➤ Conexión paralela pasiva de los elementos almacenadores.

El supercondensador está directamente conectado en paralelo con la batería. La tensión común en los bornes de ambos elementos de almacenamiento constituye la tensión de entrada de un convertidor DC-DC bidireccional cuya salida está conectada al bus de continua para mantener su tensión constante, Figura 2. Para asegurar el buen funcionamiento de ambos elementos de almacenamiento se utiliza la consigna tensión que garantice el control del componente con dinámica más rápida.

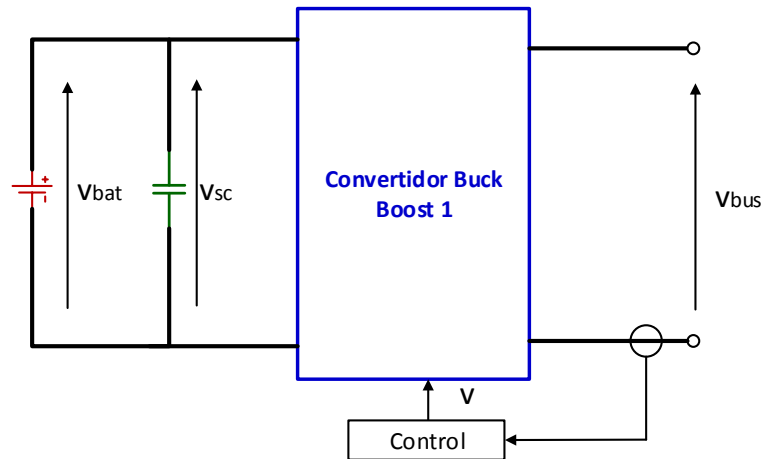


Figura 2: Conexión paralela pasiva

➤ **Dos convertidores DC-DC bidireccionales en serie**

Esta arquitectura lleva un convertidor Buck-boost entre la batería y el supercondensador. De este modo se consigue trabajar con valores de tensión diferentes.

Como se indica en la Figura 3, resulta interesante colocar la batería en la entrada del convertidor 1, para poder controlar la corriente de salida, por lo tanto, el estrés de la batería. La tensión del bus continua depende del estado de carga (SoC) del supercondensador.

De hecho, el segundo convertidor DC-DC bidireccional tiene que ser estable en un rango bastante amplio de la tensión de entrada debido a las grandes variaciones de tensión del supercondensador. También habrá que tener en cuenta posibles valores de corriente importantes que se podrían manejar a la hora del diseño.

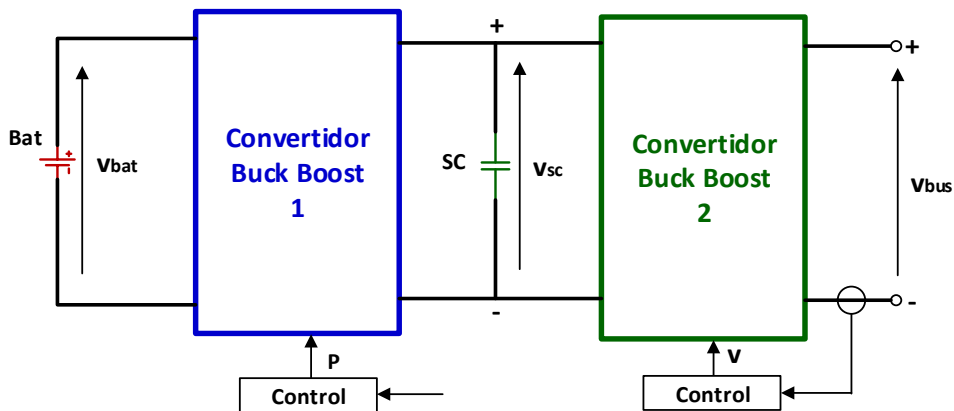


Figura 3: Asociación batería-supercondensador mediante dos convertidores en serie

➤ **Dos Convertidores DC-DC bidireccional de entrada en paralelo**

Esta topología propone la utilización de dos convertidores DC-DC bidireccionales de entrada cuyas salidas están ambas conectadas al bus de continua. Como se representa en la Figura 4, el primer convertidor permite gestionar la carga y la descarga de la batería mediante un control modo corriente mientras que el segundo gestiona el flujo de energía en el supercondensador con un control modo tensión. Esta topología tiene mayor eficiencia y la estabilidad está mejorada que en el caso anterior. Se nota el uso del mismo número de convertidores DC-DC bidireccionales.

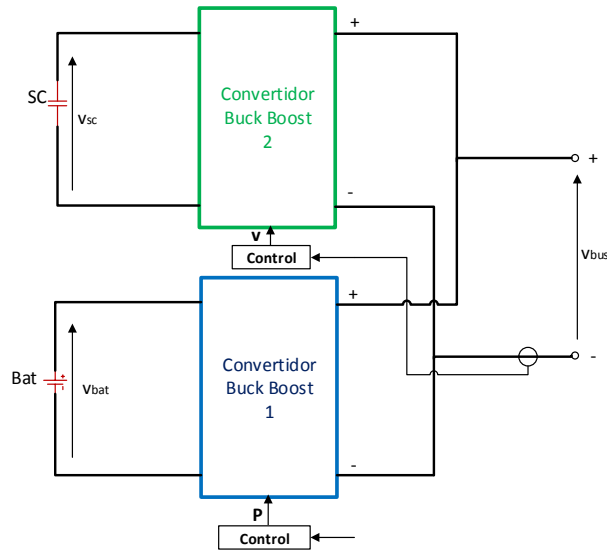


Figura 4: Asociación batería-supercondensador mediante dos convertidores en paralelo

En [18] en el lugar de emplear un supercondensador como fuente que almacena y suministra la energía en tiempos de respuesta cortos, se ha optado por el uso de un sistema equipado de un volante de inercia en el cual la transferencia de energía es de forma cinética. De este modo se consigue realizar el funcionamiento descrito anteriormente.

Conviene observar que, en las topologías anteriormente descritas de los sistemas de almacenamiento, se utiliza la tensión del bus como consigna de la etapa de control del convertidor electrónico conectado al supercondensador debido a la dinámica rápida de este último. Sin embargo, el convertidor que permite la conexión con la batería cuya dinámica es lenta emplea como consigna la potencia generada.

CAPITULO **2**

ENERGÍA EÓLICA

2.1. Introducción

La radiación solar provoca el calentamiento del aire ambiente lo que provoca una ascensión de una masa de aire. Este desplazamiento libera espacios y genera depresión que conduce otras cantidades de aire frío a llenar los espacios libres. Durante su desplazamiento, la masa del aire está sometida a una fuerza llamada de Coriolis debida a la rotación de la tierra y cuya densidad es proporcional a la velocidad. El aumento de la velocidad del aire genera un crecimiento de dicha fuerza y que a su turno provoca mayor desviación del aire. En el instante en lo cual se alcanza el equilibrio entre la fuerza de Coriolis y la fuerza generada por el gradiente de depresión del aire, el viento circula siguiendo una dirección paralela a las líneas isobaras. El efecto de fricción entre el aire con la tierra perturba este equilibrio geostrófico, por lo tanto, se considera cumplido a partir de 1000 m de la superficie de la tierra. A partir del nivel de los trópicos, la fuerza de Coriolis va disminuyendo hasta anularse al ecuador. En este caso, son otros tipos de fuerzas como la centrífuga que permiten mantener el equilibrio geostrófico.

Desde el punto de vista práctico, el viento a la superficie de la tierra es más aprovechable que el viento geostrófico. Se explota las propiedades de algunos terrenos a generar vientos locales por su cercanía con el mar o en zonas montañosas. En el primer caso, la diferencia de temperatura entre el agua del mar y la costa provoca el desplazamiento de aire desde el mar por el día y en el

sentido contrario por la noche. En otro caso, es el calentamiento de las laderas de los montes que es responsable de la ascensión del aire por el día y de su descensión en la noche [19].

Desde alba de la historia de la humanidad, la energía del viento llamada eólica, ha sido explotada como fuerza motriz para la ejecución de tareas difíciles por su carácter abundante y renovable. Dentro de dichas tareas se destacan la propulsión de barcos a velas, los molinos de viento. El éxito de la energía de origen térmico causó su abandono, sin embargo, a partir de los años ochenta del vigésimo siglo, volvió a renacer.

Igual que en el caso de molino de viento, se saca partido de la circulación del aire generando una energía cinética necesaria para mantener las aspas de una turbina en movimiento de rotación. Siendo la turbina acoplada mecánicamente al eje de un generador eléctrico. Así pues, se consigue a través de esta cadena de transformación de energía, obtener una energía eléctrica cuyo origen es eólico puro. El conjunto turbina-generador forma el aerogenerador.

La explotación a escala industrial de la energía eólica a gran potencia instalada se suele hacer en parques eólicos que son nada más que unos espacios grandes llenos de torres de aerogeneradores interconectados, Figura 5.



Figura 5 : Parque eólico de Capelada en Cedeira

En estos últimos treinta años, la explotación de la energía renovable se ha realizado con torres de altura máxima que van desde 17 metros y 75 kW de potencia hasta alcanzar más de 100 metros de altura y 5000 kW de potencias. Los efectos combinados de la caída del coste de inversión y la mejora de las prestaciones han contribuido a la reducción del precio de la energía eléctrica de origen eólico. De hecho, conviene señalar que dichos precios pasaron de 150\$/MWh en 1980 a 50\$/MWh en 2000 antes de volver a remontar a partir de 2004. [20]

2.2. Tipos de aerogeneradores

Existen aerogeneradores con eje vertical y con eje horizontal, la principal diferencia entre ambos casos radica en el coste de construcción, en la eficiencia energética, así como en el aspecto estético y el factor de ruido que generan [27].

- La turbina eólica a eje vertical tiene la particularidad de no exigir mucho viento para funcionar, por lo tanto, no necesita estar colocada en alturas muy elevadas. Dado eso, se puede montar en entornos residenciales como en la parte superior de los edificios, además, no produce ruidos a la hora de su funcionamiento. Otra gran ventaja de este tipo de turbina es que no necesita ser orientado para poder capturar el viento, cualquier dirección que coge la circulación del air permite conseguir su giro. Como mayor desventaja, las aspas de la turbina provocan un gran arrastre que reduce la eficiencia y la potencia que se podría generar. El uso de cables de retención permite mantener la estructura, desafortunadamente aceleran el desgaste de los cojinetes. Como solución este problema se incorpora la turbina dentro de una estructura construida por encima de ella, lo que genera a largo plazo complicaciones a la hora de actualización y mantenimiento del sistema. La Figura 6 representa una turbina eólica a eje vertical.
- La turbina eólica a eje horizontal lleva aspas habilitadas a girar alrededor del eje conforme a la Figura 7. La posibilidad de control del paso de las palas en función la variación de la dirección del viento y la transformación de toda la potencia transmitida a las palas permite conseguir una eficiencia muy elevada, por lo tanto, se justifica el uso de este tipo de turbina en aplicaciones con propósito comercial tal del ámbito de suministro de energía a los clientes. Como desventaja de este tipo de turbina destacamos la necesidad de tener un viento de velocidad media relativamente elevada para el arranque de la producción energética. Esto conduce a la construcción de plataformas de altura muy elevada y, por lo tanto, de coste elevado ya que hay que realizar un estudio de la velocidad y dirección del viento, para cumplir con los requisitos mínimos para el uso normal de la turbina. Además, la dependencia de la eficiencia de esta turbina con la dirección del viento lleva a la utilización de sensores de dirección del viento incrementando así la complejidad del diseño.

En [27] se encuentran los procedimientos orientados al diseño y constitución de los aerogeneradores.



Figura 6: turbina eólica a eje vertical



Figura 7: parque eólico offshore con turbinas a eje horizontal

2.3. Parámetros de diseño e implementación de un aerogenerador

Se considera una instalación minieólica cuyo aerogenerador está formado por 3 palas en materiales compuestos de tipo láminas de fibra de vidrio (fiberglass).

Al girar, las palas convierten la energía del viento en una fuerza rotativa que se transmite al generador. El ángulo de inclinación de las palas es variable, el cambio de su valor se consigue aplicando una torsión pasiva. El aerogenerador arranca con las palas en posición de inicio y estas se aplanan cada vez más al acelerar la turbina. Este ajuste automático permite un funcionamiento óptimo de la turbina eólica, por lo tanto, la potencia capturada por dicha turbina se optimiza en un amplio rango de velocidad del viento, a esto se le denomina control de “pitch”.

La potencia de salida de la turbina se calcula de siguiente manera [21] (Ley de Betz)

$$P_t = \frac{1}{2} * C_p (\lambda, \beta) * \rho * A * V_w^3 \quad (2.1)$$

Siendo ρ la densidad del aire en kg/m^3 y A el área frontal de la turbina de viento en m^2 . El par resultante está dado por:

$$T_t = \frac{P_t}{\omega_m} \quad (2.2)$$

Se caracteriza la turbina por sus curvas no dimensionales de coeficiente de potencia C_p en función de λ , relación de la velocidad lineal de la punta de las palas respecto a la velocidad de giro de la turbina.

$$\lambda = \frac{r * \omega_m}{V_m} \quad (2.3)$$

Siendo:

r : radio del rotor;

ω_m : Velocidad angular mecánica del rotor;

V_m : Velocidad del viento.

A continuación, se presenta una aproximación matemática de la representación del coeficiente de potencia en función de la relación de velocidades λ y la gráfica correspondiente en la Figura 8:

$$C_p = 0,043 - 0,108\lambda + 0,146\lambda^2 - 0,0602\lambda^3 + 0,0104\lambda^4 - 0,0006\lambda^5 \quad (2.4)$$

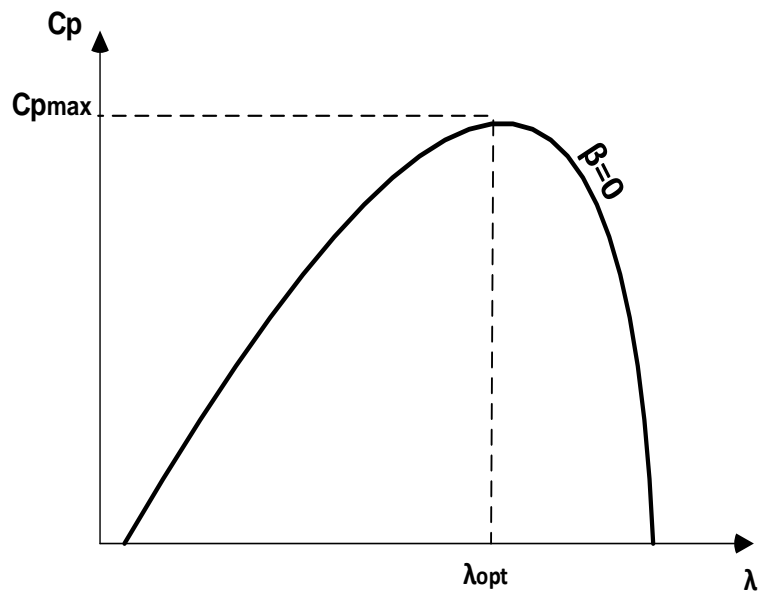


Figura 8: coeficiente de potencia en función de λ

En [22] se describe diferentes factores que afectan el valor de la velocidad de viento, por lo tanto, la potencia que se podría sacar en la salida de una turbina.

- La **rugosidad** corresponde a la propiedad de un terreno de reducir la velocidad del viento por fricción con objetos. Se reduce en espacio abierto con menos obstáculos tales como en la superficie del agua, pista de hormigón (rugosidad de clase 0.5) al contrario de los entornos con grandes edificios o con árboles (rugosidad de clase 3 o 4).
- La **turbulencia**: durante la circulación del viento, al chocar con ciertos objetos y a ciertas velocidades, se produce vórtices de diferentes escalas que interactúan entre sí. Esta manifestación corresponde a la turbulencia y tiene como consecuencia el cambio de la velocidad del viento tanto en su intensidad que en su dirección.
- **Efecto estela**: una vez que se haya procesado el viento al salir de las palas de un aerogenerador, se produce una zona de turbulencia de velocidad atenuada. El efecto así generado se llama, estela. En un parque eólico, se recomienda de disponer las torres eólicas sucesivas a una distancia bastante grande y las direcciones se optimizan para permitir la captura máxima del viento lineal y minimizando el viento con turbulencia. Se busca un compromiso entre la distancia inter-aerogeneradores con el coste del terreno y de infraestructuras de conexión eléctrica. Se hacen los cálculos tolerando una pérdida de energía de 5% debida al apantallamiento entre los propios aerogeneradores.
- **Efecto túnel**.
- **Efecto colina**.

El carácter intermitente de la velocidad del viento puede producir inestabilidades grandes en el valor tanto de la tensión como de la energía. Se requiere la utilización de algunos sistemas para suavizarlas cuyo principio es, primero provocar un consumo adicional de energía y segundo, almacenar la que sobra y volver a utilizarla cuando haga falta.

En [23] se describe algunos métodos para el manejo de la energía de sobra en el bus de continua:

- Dumping de energía en una resistencia conectada al bus de continua en un margen de $\pm 10\%$;
- Cortocircuitando los devanados del rotor mediante un resistor se consigue un funcionamiento del generador como en una máquina de inducción convencional;
- Dumping de energía en unos dispositivos de almacenamiento tales como súper condensadores, Superconductores magnéticos de almacenamiento de energía (SMES), baterías y otras.

La Tabla 1 propone un resumen sobre cómo elegir la tecnología de almacenamiento en función de la duración de la carga y las aplicaciones correspondientes [24].

Tabla 1: tecnología de almacenamiento y aplicaciones

Duración de la carga	Aplicaciones de almacenamiento y posibilidad de sustitución de los controles convencionales del sistema eléctrico	biomasa	hidrógeno, electrólisis + pila de combustible	gran hidroeléctrica	almacenamiento de energía en forma de aire comprimido (CAES)	Almacenamiento en forma de calor o frío + bomba de calor	hidroelectricidad bombeada	células de flujo redox	Tecnología nueva y antigua de batería	Volante de inercia	superconducción de almacenamiento de energía magnética (SMES)	Supercondensador	condensador o inductor convencional
4 meses	suavizado anual de cargas: FV, eólica e hidroeléctrica pequeña	✓	✓	✓									
3 semanas	suavizado anual del clima: carga, FV, eólica e hidroeléctrica pequeña	✓	✓	✓									
3 días	Suavizado semanal de la carga y la mayoría de las variaciones climáticas	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓					

8 horas	ciclo de carga diario, fv, eólica, reparación de la línea de transmisión	✓	✓		✓	✓	✓	✓	✓				
2 horas	pico de carga de corte, reserva permanente, alisamiento de la energía eólica, minimización de NETA o la pena de comercio similar	✓	✓		✓	✓	✓	✓	✓				
20 minutos	reserva de hilado, suavizado de la energía eólica, nube sobre PV		✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓			
3 minutos	reserva de hilado, suavizado de las energías eólicas de las ráfagas		✓				✓	✓	✓	✓			
20 segundos	Defectos de línea o locales, control de voltaje y frecuencia. Generación controlada por el gobernador.							✓	✓	✓	✓	✓	✓

En cuanto a la Tabla 2 se procede a una comparación de diferentes procesos de almacenamiento en cuanto al coste de la energía, coste de la potencia, la dependencia de otras fuentes de energía, la autonomía, y la eficiencia.

Tabla 2: propiedades de las tecnologías de almacenamiento

Tecnología	Coste de la energía €/kW/h/año	Coste de la potencia €/kW/año	¿independiente?	Tiempo característico (en horas)	eficiencia de ida y vuelta %
células de flujo de hidrógeno	6.8	128	Si	12+	32
células de flujo redox de vanadio	12.5	144	Si	2 a 12	75
regenesis células de flujo redox	9.4	70	Si	6 a 12	75

níquel metal hidruro	24	96	No	1 a 4	64
Sulfuro de sodio	34	132	No	4 a 8	87
níquel Cadmio	117	351	No	1 a 10	72
bromuro de zinc	79	158	No	2 a 5	70
plomo-ácido	55	73	No	1 a 5	63
volante de alta velocidad	77	0.88	No	10e-4 a 10e-2	89
Supercondensador	570	4.8	No	10e-4 a 10e-2	86
SMES*	3*10e5	47	No	10e-3 a 10e-4	21

*SMES: *Superconducting Magnetic Energy Storage*

2.4. Modelo mecánico del aerogenerador

El establecimiento idóneo del modelo de un aerogenerador se consigue teniendo en cuenta todas las partes sometidas al movimiento de rotación. La dinámica mecánica de un aerogenerador incluye siguientes componentes: la turbina representada por sus palas, el buje y el generador. De este modo, se requiere evaluar los parámetros que caracterizan los componentes que forman parte del sistema para poder establecer el modelo lo más exacto posible, lo que resulta ser complejo. Sin embargo, con el objetivo de reducir el grado de complejidad, se recurre a modelos con masas en rotación concentradas en dos componentes tal como está ilustrado en la Figura 9 y descrito a continuación [25]:

- sistema de la turbina: palas, buje, eje de baja velocidad;
- sistema del generador: rotor del generador, eje de alta velocidad, caja multiplicadora.

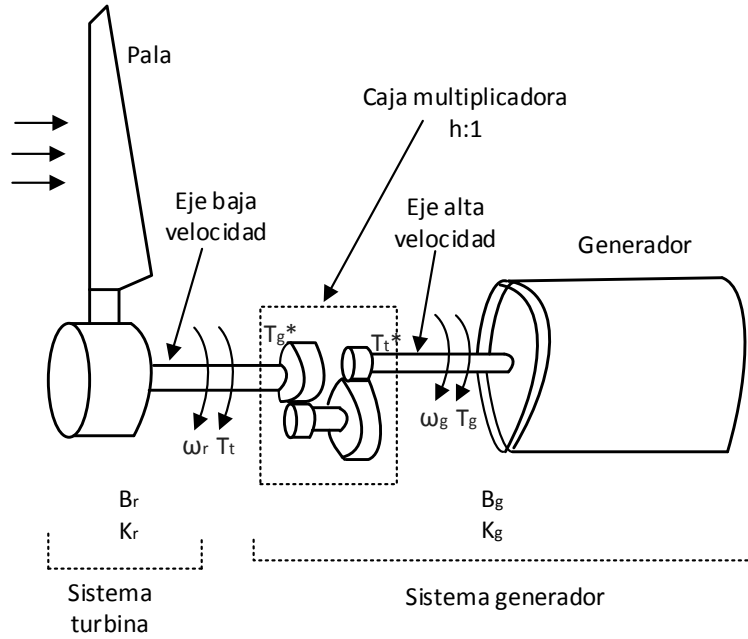


Figura 9: Transmisión mecánica en un aerogenerador, modelo de dos masas (turbina-a)

Los parámetros que intervienen en el establecimiento del modelo mecánico se encuentran citados a continuación:

- A nivel de la turbina: el momento de inercia J_t , el coeficiente de amortiguamiento B_t , el coeficiente de pérdida por rozamiento K_t , el par mecánico de la turbina T_t .
- A nivel del generador: el momento de inercia J_g , el coeficiente de amortiguamiento B_g , el coeficiente de pérdida por rozamiento K_g , el par mecánico del generador T_g .

También, los pares mecánicos vistos reflejados del otro lado de la caja multiplicadora se representan respectivamente por T_t^* , T_g^* .

Se deduce el modelo mecánico equivalente del aerogenerador visto desde el lado de la turbina (2.5), y del lado del generador (2.6).

$$J_t \frac{d\omega_t}{dt} = T_t - T_g^* - K_t \omega_t - B_t \frac{d\omega_t}{dt} \quad (2.5)$$

$$J_g \frac{d\omega_g}{dt} = T_t^* - T_g - K_g \omega_g - B_g \frac{d\omega_g}{dt} \quad (2.6)$$

Como ilustrado en [26], el parámetro característico de la transformación mecánica dentro de la caja multiplicadora permite relacionar los pares y las velocidades de siguiente manera:

$$h = \frac{\omega_g}{\omega_t} = \frac{T_t}{T_g} = \frac{T_g^*}{T_t^*} \quad (2.7)$$

Sustituyendo T_t^* por su expresión e igualando T_g^* despejado a partir de (2.5) y (2.6), se consigue el modelo mecánico del aerogenerador como ilustrado en (2.8).

$$J_{eq} \frac{d\omega_t}{dt} = T_t - hT_g - K_{eq}\omega_t - B_{eq} \frac{d\omega_t}{dt} \quad (2.8)$$

Siendo los parámetros J, K y B equivalentes calculados de siguiente manera:

$$J_{eq} = J_t + h^2 J_g$$

$$K_{eq} = K_t + h^2 K_g$$

$$B_{eq} = B_t + h^2 B_g$$

En muchas aplicaciones de minieólica, se suele acoplar directamente el generador a la turbina de manera rígida sin necesitar el uso de la caja multiplicadora, con consecuencia de llevar a 1 el valor de la constante h . Además, dentro de las instalaciones de generación eólica de pequeña potencia, los valores del coeficiente de amortiguamiento B_{eq} y del coeficiente de pérdida por rozamiento K_{eq} pueden ser despreciables frente a la contribución de la diferencia de pares equivalente y del momento de inercia equivalente en el movimiento. Esto permite simplificar el modelo mecánico establecido anteriormente en la expresión:

$$J \frac{d\omega_t}{dt} = T_t - T_g \quad (2.9)$$

2.5. Modelo de la máquina síncrona a imanes permanentes (PMSM)

La potencia producida por el molino de viento se convierte en energía eléctrica por medio de un generador de energía eléctrica. Ambos elementos están acoplados mecánicamente por medio de un multiplicador de velocidad con el objetivo de conseguir el número de revoluciones por unidad de tiempo adecuado para el buen funcionamiento. Siendo el recurso viento un dato aleatorio, resultó interesante recurrir a la utilización del generador síncrono a imanes permanentes (PMSM) con el objetivo de poder sacar de la maquina tras rectificación, una potencia eléctrica con menos parámetros dependientes del valor de velocidad de giro. De esta forma, dichos parámetros se encuentran reducidos pasando de la tensión, la frecuencia y la potencia a solas la tensión y la potencia. También, se aprovecha de las propiedades ventajosas que ofrece el uso de este tipo de máquinas. A continuación, se presenta el modelo equivalente a la máquina síncrona a imanes permanentes.

- Modelo eléctrico

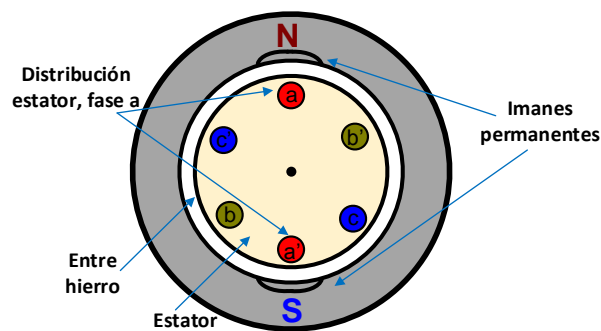


Figura 10: Máquina síncrona a imanes permanentes a rotor externo

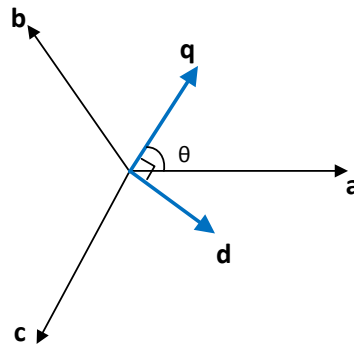


Figura 11: sistemas de eje fijo abc y síncrono dq

La Figura 10 presenta la MSIP a rotor externo cuyas ventajas respecto a una MSIP a rotor interno se resumen en siguientes características: su menor peso, la facilidad de instalación y de enfriamiento [28]. Esto lo le permite ser adecuado para uso en sistema de energía eólica a pesar de su capacidad limitada tanto en potencia generada que en el par correspondiente.

Como se puede observar en [29], la ecuación eléctrica del generador síncrono a imanes permanente en el sistema de ejes fijos (a, b, c) de la Figura 11 está dado por:

$$v_{abc} = -r_s * i_{abc} + \frac{d}{dt} \varphi_{abc} \quad (2.10)$$

Siendo:

$$\vec{\varphi}_{abc} = \varphi_{abc|L} + \varphi_{abc|M} \quad (2.11)$$

$\varphi_{abc|L}$ representa el flujo generado por las corrientes del estator, mientras que $\varphi_{abc|M}$ el flujo generado por los imanes permanentes.

Se consigue una simplificación del análisis temporal pasando la ecuación (2.10) en el sistema de referencia síncrono (d, q). Para eso, se procede a una transformación de Park definida de siguiente manera:

$$f_{dq0} = T * f_{abc} \quad (2.12)$$

$$f_{abc} = T^{-1} * f_{dq0} \quad (2.13)$$

Siendo T y T^{-1} la transformada de Park y su inversa, respectivamente.

$$T = \sqrt{\frac{3}{2}} * \begin{vmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{vmatrix} \quad (2.14)$$

$$T^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} * \begin{vmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{vmatrix} \quad (2.15)$$

A partir de las ecuaciones de transformación de Park (2.12), (2.13), (2.14), (2.15) y sustituyendo los términos de (2.11) por valores de las matrices correspondientes disponibles en [29], la expresión de la ecuación (2.12) se reescribe en coordenadas síncronas de siguiente forma:

$$\vec{v}_{dq0} = A * \vec{i}_{dq0} - B * \frac{d}{dt} \vec{i}_{dq0} + \vec{\varphi}_{dq0} \quad (2.16)$$

Siendo las matrices A, B y el vector $\vec{\varphi}_{dq0}$ dados respectivamente por:

$$A = \begin{vmatrix} -r_s & \omega * L_q & 0 \\ -\omega * L_d & -r_s & 0 \\ 0 & 0 & -r_s \end{vmatrix} \quad (2.17)$$

$$B = \begin{vmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{vmatrix} \quad (2.18)$$

$$\vec{\varphi}_{dq0} = \begin{vmatrix} 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} * \omega * \varphi_m \\ 0 \end{vmatrix} \quad (2.19)$$

El modelo de la MSIP en modo generador presentado en la ecuación (2.16) se puede reescribir como como se muestra en (2.20), (2.21) y (2.22):

$$v_d = -r_s * i_d + \omega * L_q * i_q - L_d * \frac{di_d}{dt} \quad (2.20)$$

$$v_q = -r_s * i_q - \omega * L_d * i_d - L_q * \frac{di_q}{dt} + \sqrt{\frac{3}{2}} * \omega * \varphi_m \quad (2.21)$$

$$v_0 = -r_s * i_0 - L_{ls} * \frac{di_0}{dt} \quad (2.22)$$

En caso del equilibrio de la carga como en el caso de la MSIP en modo generador, la componente homopolar es nula

$$v_0 = 0; i_0 = 0 \quad (2.23)$$

Esta forma de presentar el modelo de la maquina síncrona de imanes permanentes funcionando en modo generador permite conseguir los circuitos eléctricos equivalentes en la Figura 12.

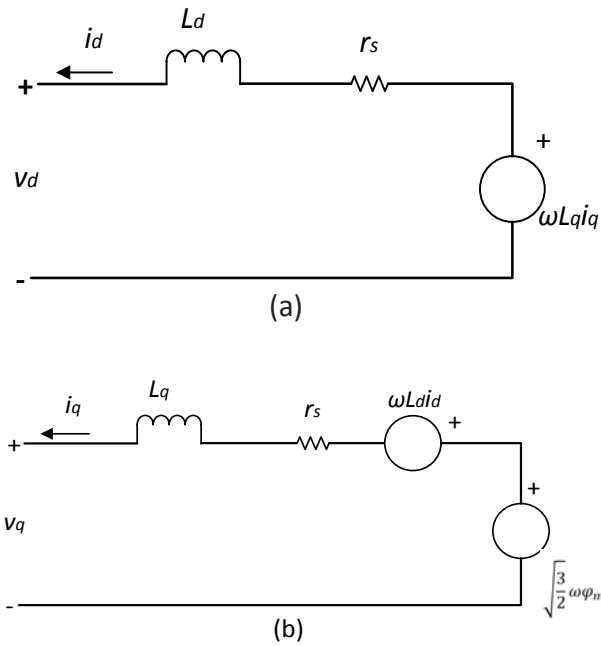


Figura 12: circuitos equivalentes a una MSIP en modo generador. (a) Respecto al eje d; (b) Respecto al eje q.

Esta modelización permite un control separado de las potencias activa y reactiva, por lo tanto, facilita el diseño de los reguladores.

- **Modelo mecánico de una MSIP:**

Visto desde el punto de vista eléctrico, la energía total en el generador se expresa de la siguiente manera:

$$pe = v_d * i_d + v_q * i_q \quad (2.24)$$

Sustituyendo v_d, i_d, v_q, i_q por sus valores desarrollados en [29], se consigue la expresión:

$$pe = (r_s * i_d^2 + r_s * i_q^2) + \left(\frac{L_d}{2} * \frac{d}{dt} (i_d^2) + \frac{L_q}{2} * \frac{d}{dt} (i_q^2) \right) + \omega \left(\sqrt{\frac{3}{2}} * \omega * \varphi_m * i_q + (L_d - L_q) * i_d * i_q \right) \quad (2.25)$$

El primer término de la ecuación (2.25) corresponde a las pérdidas en los conductores debidas al efecto joule, mientras que el segundo corresponde a la variación de la energía magnética almacenada. En cuanto al último término, el equivale a la potencia que ha sido efectivamente transferida desde la forma mecánica a eléctrica y está dada por:

$$p_{ef} = \omega_r * T_e = \omega \left(\sqrt{\frac{3}{2}} * \omega * \varphi_m * i_q + (L_d - L_q) * i_d * i_q \right) \quad (2.26)$$

Siendo ω_r la velocidad angular mecánica del rotor dada en función del par de polos de la maquina p por:

$$\omega_r = p * \omega \quad (2.27)$$

Al despejar T_e en (2.26), se consigue el par electromagnético resultante:

$$T_e = p * \left(\sqrt{\frac{3}{2}} * \omega * \varphi_m * i_q + (L_d - L_q) * i_d * i_q \right) \quad (2.28)$$

Este par depende del efecto de los imanes permanentes del rotor y de la reluctancia producida por la diferencia de inductancias de los ejes dq .

En caso de uso de una MSIP a rotor liso, el término del par generado por reluctancia es nulo dado que las inductancias de los ejes d y q son iguales ($L_d = L_q$), el par electromagnético es dependiente del único efecto de los imanes permanentes del rotor [29].

2.6. Fortalezas y debilidades en la explotación de la energía eólica

Debilidades:

El viento es un recurso abundante y renovable pero su carácter no previsible hace que no se pueda dejar una instalación suministrada por la única energía eólica. Para evitar apagones que podrían ocurrir, se asocia a las fuentes de este tipo de energía sistemas de respaldo tales como centrales térmicas para poder conseguir un funcionamiento sin interrupción.

A demás, dado que los parques eólicos están situados en zonas apartadas de las ciudades, se necesita transportar la energía generada mediante líneas de alta tensión minimizando así mismo las pérdidas. Las infraestructuras de producción de energía eólica garantizan un funcionamiento bajo velocidades de viento entre 2.78 m/s y $11,12 \text{ m/s}$. Por debajo de este rango de velocidad, el sistema no consigue arrancar y genera peligros físicos a velocidades mayores. Sobre el medio ambiente, se puede considerar que la utilización de la energía eólica no permite anular la emisión de gas a efecto invernadero ya que necesita en algunos casos centrales térmicas para servir de fuente de respaldo. Sin embargo, el CO₂ emitido está reducido en gran medida. Otro tema que llama la atención es el poder asegurar la convivencia de los aerogeneradores con las aves reduciendo al mínimo posible el estropeo por las aspas. Algunos avances se han logrado utilizando aerogeneradores de baja velocidad gracias a los multiplicadores de velocidad incorporados, de forma que el golpe que pueda ocurrir entre las aves y las palas sea sin riesgo. El ruido generado durante el servicio acompañado por sombras parpadeando podría ocasionar molestias visuales y sonoras a las personas que se encuentran en zonas vecinas a los parques eólicos. Un diseño optimizado ha permitido reducir al máximo posible el ruido, [30], [31].

Fortalezas:

Siendo la energía eólica renovable, su explotación es posible de manera sostenible. Además, su carácter limpio al contrario a otras formas de energía que empeoran la calidad del medio ambiente, el fomento de su uso a gran escala permite preservar la naturaleza de los daños causados por las energías fósiles. Se puede incorporar en espacios que no sirven para otros fines como en el desierto. La explotación de la energía eólica en campos convive con otras actividades sobre el sol especialmente la agricultura. Su implementación es rápida y genera nuevos puestos de trabajo. La combinación de la energía eólica con la fotovoltaica se presenta como la alternativa viable al suministro de redes basado en combustibles [32]. En [33], se ha hecho un estudio comparativo entre estas fuentes renovables respecto a la fuente que combina ambas en un sistema de suministro híbrido, basándose en la disponibilidad del recurso, análisis de costes de implementación, distancia mínima entre los sitios de generación y de consumo. Se aprovechan los espacios en el mar y de la gran densidad de viento que sopla para construir parques eólicos

de gran potencia. Sin embargo, conviene señalar que para este tipo de instalaciones llamados “offshore”, los costes relacionados al proceso de instalación y de mantenimiento son muy altos.

En caso de ausencia de viento y que los elementos de almacenamiento estén bien cargados, se aprovecha de la energía previamente almacenada para asegurar la continuidad del servicio. En caso de instalaciones eólicas conectadas a la red, se aprovecha del bajo coste de la energía para cargar los elementos de almacenamiento desde la red en horas de bajo consumo y volver inyectarla cuando haga falta (viento ausente y alta demanda de energía).

Por otra parte, si hay viento sin que haya red se carga los elementos de almacenamiento hasta que se llene antes de desconectar el sistema y frenar el aerogenerador.

2.7. Sistemas predictivos de producción de energía eólica y normativa

Antiguamente, la producción de energía eólica se hacía para el consumo privado de instalaciones pequeñas. A partir del año 1980, empezó su comercialización, pero manteniendo su carácter autónomo respecto a la red eléctrica tradicional. Cada grupo de aerogeneradores alimentaba una red específica generalmente en media tensión bajo condiciones de funcionamiento específicas relacionadas a la red correspondiente.

A medida que se iba aumentando la potencia instalada de los parques eólicos, hubo la necesidad de interconexión con redes de mayor capacidad que suministran energía a cargas más grandes. También el hecho que los entornos de mayor producción eólicos corresponden a espacios despoblados, de ahí surgió la necesidad de proceder por un transporte en alta tensión de dicha energía hasta zonas de consumo pasando por subestaciones de interconexión.

Dado lo anterior, surgió la necesidad de normalizar los parámetros de interconexión asegurando la observación estricta de los valores máximas de potencia, el cumplimiento de las condiciones de seguridad y de calidad (características de la energía producida) [19].

De hecho, por lo que es de España, se ha publicado una resolución que regula condiciones de interconexión de una central de energía renovable a la red.

Dicha resolución presenta un conjunto procedimientos de carácter técnico e instrumental necesarios para realizar la adecuada gestión técnica del sistema eléctrico. A continuación, se destaca los Procedimiento de Operación de sistema (P.O.) [34]:

- Solicitudes de acceso para la conexión de nuevas instalaciones a la red de transporte,
- Instalaciones conectadas a la red de transporte: requisitos mínimos de diseño, equipamiento, funcionamiento y seguridad y puesta en servicio,
- Instalaciones de la Red de Transporte: Criterios de diseño, requisitos mínimos y comprobación del equipamiento y puesta en servicio.

Se requiere al operador del sistema disponer de las ofertas de generación por unidad de producción (según el tipo de energía generada) y de consumo horas antes, para que pueda

proceder a una buena planificación del suministro de la energía garantizando la sostenibilidad, el cumplimiento con las limitaciones de capacidad de la red, la fijación de precio.

Igual que para cualquiera energía renovable, los productores de energía eléctrica en parques eólicos tendrán la obligación de presentar de antemano (24 horas) la estimación de energía prevista a ser inyectada a la red. Dichas previsiones a corto plazo están siendo facilitadas por modelos de predicción de las variables involucradas en la generación de la energía. Además, existen otros modelos que permiten generar la previsión del consumo, aunque no permiten dar precisiones sobre el precio. A partir de las ofertas de venta (descendiente) y de adquisición (ascendente), se consigue fijar el precio por método de casación. En España, las ofertas de venta deben de ser presentadas con antelación de 10 horas ante el Operador del Mercado (OMEL). Otros agentes del mercado, especializado en la distribución, la comercialización y consumidores cualificados se comprometen a presentar su oferta de compra.

A partir de estos datos, el Operador del mercado determina el precio marginal y el volumen de energía eléctrica para cada unidad de compra y de venta de cada periodo horario (programa casación base).

Para generar el programa diario definitivo, el operador de la red de transporte comprueba el cumplimiento de las especificaciones técnicas y de seguridad de la red [22].

La agrupación de varios parques eólicos y el uso de herramientas de predicción exacta de la potencia a inyectar en la red permiten aumentar el precio de la energía, por lo tanto, convertir la inversión en este tipo de generación energética en un negocio favorable incluso en espacios de bajo valor medio de velocidad del viento.

El intervalo de tiempo requerido entre la hora de predicción y de entrega de energía de los sistemas de generación eólica está generalmente fijado por restricciones de operación del mercado y no por consideraciones técnicas. Dependiendo de la legislación de cada país, este tiempo tiene su valor que alcanza hasta 48 horas.

En la generación eólica, existe un abanico de herramientas de predicción energética que se pueden categorizar en dos grupos. De un lado, las herramientas que utilizan modelos numéricos de predicción meteorológica NWP (Numerical Weather Prediction) aplicando ecuaciones físicas para estimar la potencia por generar en parques eólicos. Del otro lado, las que gastan métodos estadísticos, redes neuronales artificiales, o la lógica borrosa para calcular la potencia a partir de los resultados obtenidos en los NWP.

En la Tabla 3, se presenta los sistemas de predicción utilizados en el ámbito de la generación eólica [35], [36].

Tabla 3: visión general de los sistemas de predicción

Designación	Desarrollador	Método		Datos de entrada		¿en funcionamiento en 2003?
Prediktor	Riso National Laboratory, Danmark	✓	X	✓	X	Si, en muchos parques eólicos (2GW) de Dinamarca
Wind Power Prediction Tool (WPPT)	IMM, y University of Copenhagen, Danmark	X	✓	✓	✓	Si, en Dinamarca
Zephyr Combination of WPPT and Prediktor	Riso National Laboratory y IMM, Danmark	✓	✓	✓	✓	Bajo desarrollo
Previento	Oldenburg University Germany	✓	X	✓	X	Si, para muchos parques eólicos, en Alemania
e Wind TM	True Wind Solutions, USA	✓	X	✓	X	Si, para muchos parques eólicos (cerca de 1GW)
SIPREÓLICO	Universidad Carlos III de Madrid, y Red eléctrica de España	X	✓	✓	✓	Si, en España (cerca de 4 GW)
Advanced Wind Power Prediction Tool	ISET, Germany	X	✓ (ANN)	✓	✓	Si, en Alemania (cerca de 12 GW)
HONEYMOON	University College Cork, Ireland	✓	X	✓	X	Bajo desarrollo

* ANN: artificial neural network; IMM: Department of Informatics and Mathematical Modelling, Technical University of Denmark; ISET: Institut für Solare Energieversorgungstechnik.

2.8. Evolución y situación actual de la energía eólica en el mundo

La energía eólica se produce a partir de un recurso abundante, gratuito y su generación contribuye a la preservación del medio ambiente por el bien de generaciones tanto actuales como futuras. Los avances tecnológicos logrados en el ámbito de I+D, aplicados al diseño y control de los aerogeneradores, han impulsado tremendamente el auge en la generación eólica que se ha observado en la última década. Los países como China, Estados Unidos, Alemania, India, España y Reinos Unidos han sido los mayores protagonistas de este desarrollo. Sin embargo, como se puede observar en la Figura 13 los países africanos, del medio oriente y de la zona pacífica han

El gas natural ha sido menos implicado en este desarrollo. La Figura 14 ilustra la capacidad acumulada global de instalaciones eólicas entre los años 2001 y 2017 [37], [38].

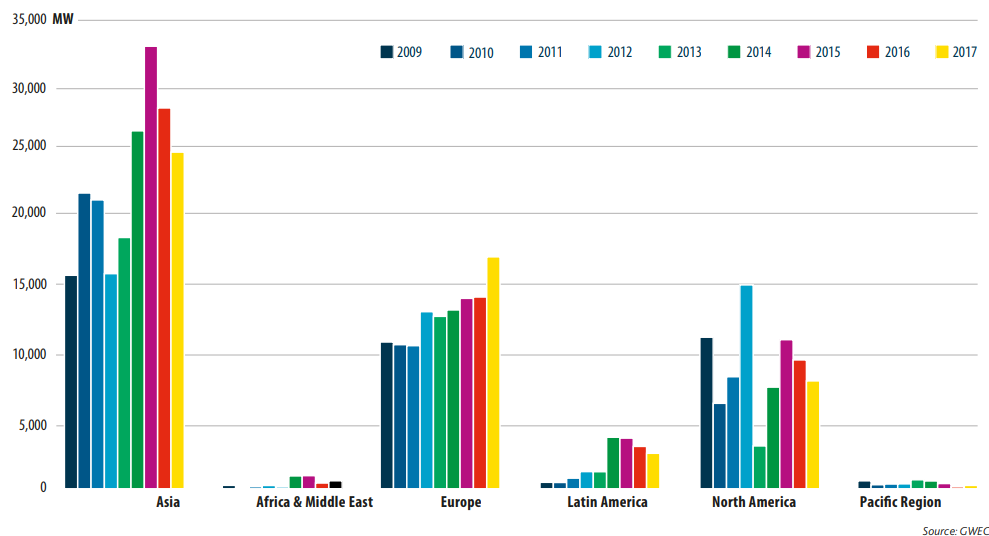


Figura 13: Capacidad anual instalada por región (desde 2009-2017)

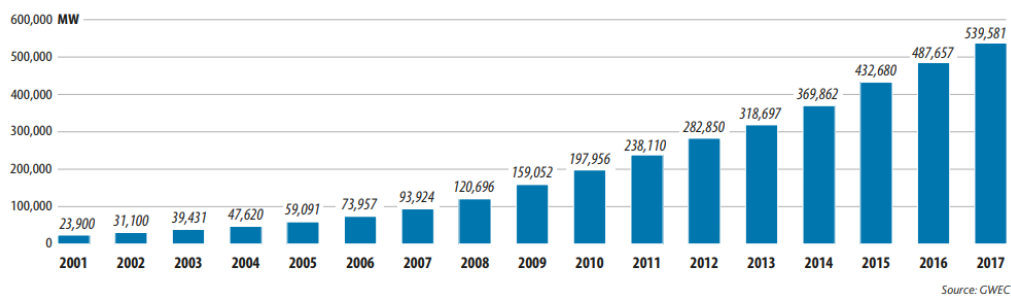


Figura 14: Capacidad acumulada global de las instalaciones eólicas

A nivel europeo, en [39] se destaca la conquista por la energía eólica de las primeras posiciones dentro del mix energético. Se ha podido observar cómo ha suplantado el uso de gasolina en 2007, de las centrales nucleares en 2013, de la energía hidroeléctrica en 2015, el uso del carbono en 2016, convirtiéndola en la segunda forma de producción energética justo detrás del consumo de gas.

El informe [40] destaca las instalaciones eólicas más representativas de España, proporcionando fichas técnicas correspondientes que contienen siguientes datos: la velocidad anual media estimada del viento, la potencia nominal instalada, la producción estimada anual neta, horas anuales equivalentes.

Según está indicado en [41], los productores independientes de energía han sido los actores principales del progreso en la explotación de la energía eólica y se evalúa en los Estados Unidos a la altura de 87%, mientras que el resto de porcentaje representa los inversores propietarios de instalaciones.

ELEMENTOS DE ALMACENAMIENTO

3.1. Introducción

En el ámbito energético, el gran reto es llegar a asegurar un suministro sin interrupción partiendo de una generación basada en recursos energético-abundantes y disponible de manera intermitente cuando la demanda está formada por una carga permanente.

Esto justifica la necesidad de disponer de elementos de almacenamiento que permitan garantizar mediante procesos de carga y de descarga, un funcionamiento continuo a nivel del utilizador.

Existen varios procesos de almacenamiento dependiendo del ámbito energético, pero en este trabajo el estudio se enfoca en el almacenamiento de energía eléctrica.

Se procede a la transformación de energía eléctrica con propósito de almacenarla generalmente en forma electroquímica mediante componentes llamados pilas o baterías.

El proceso inverso permite a partir de una energía química, producir una energía eléctrica por una reducción química de óxido-reducción.

Cabe destacar que el coste del kilovoltio-hora producido por un sistema de suministro en energía de origen renovable con almacenamiento está mayoritariamente determinado por el sistema de almacenamiento.

3.2. Características de la batería y del supercondensador

Una batería y un supercondensador son elementos electroquímicos bastante complejos. Una batería es el componente más utilizado en las aplicaciones que requieren almacenamiento de energía eléctrica para funcionar de forma autónoma o aislada.

En general, una batería presenta siguientes limitaciones: riesgo ambiental, problema de seguridad, coste de mantenimiento, carga lenta, número de ciclos de carga limitado (vida útil limitada), problemas por efectos de memoria, circuitos de carga complejos, necesidad de un reemplazo continuo [42].

A continuación, se destacan algunos indicadores que caracterizan el funcionamiento de baterías tal y como descrito en [43] :

- Estado de carga SoC (del inglés State of Charge): es un indicador del ratio de la carga de la batería aún disponible en función de su capacidad nominal. Dado que no se puede medir directamente, se determina a partir de los parámetros que le afectan tales como la corriente de la batería, la temperatura y el ciclo de vida. Se han desarrollado métodos de evaluación del SoC que tienen en cuenta de la degradación progresiva de la capacidad nominal de la batería con el tiempo. Dentro de ellos se puede citar siguientes: Coulomb counting, tabla de determinación del SoC en función de la tensión a vacío, y mucho más elaborados a través de algoritmos que gastan redes neuronales o lógica borrosa.
- Estado de Salud SoH (del inglés State of Health): informa sobre el valor resultado la comparación entre el valor máximo de la carga que la batería puede ceder una vez completamente cargada respecto al mismo valor en condiciones ideales. Este indicador se considera de 100% por una batería nueva. Igual que en el caso anterior, el SoH se determina por medio de métodos indirectos.
- Estado de vida SOL (del inglés State of Life): corresponde a la vida útil que queda del funcionamiento de la batería. Este indicador proporciona informaciones necesarias para el mantenimiento y cambio de la batería.

Aprovechando su bajo coste, se utiliza en esta Tesis la batería de plomo-acido, sin embargo, conviene señalar sus principales desventajas respecto a las baterías de Ni-Cd o de Ni-MH. Se tratan de su bajo número repetido de ciclos de carga y de descarga, su menor profundidad de descarga admisible, y la limitación en corriente a la hora de hacer una carga rápida. [44]

Una batería tiene relativamente una densidad energética elevada (de orden de 1kW/kg; 100Wh/kg) mientras que el súper condensador almacena una pequeña cantidad de energía, pero tiene una densidad de potencia muy elevada (en el orden de 10kW/kg; 1Wh/kg).

La oscilación normalizada de la tensión (V_{min}/V_{max}) es muy elevada en las baterías 0.85 mientras que es de 0.2 en los súper condensadores. Cabe señalar que la electrónica limita la

profundidad de descarga (Depth of discharge DoD) a 80%. Adicionalmente, debido a la capacidad de almacenamiento del súper condensador relativamente baja, su estado de carga (SoC: state of charge) cambia muy rápido. Una descarga que ocurre en un tiempo muy corto produce una gran variación de la tensión a sus bornes [11].

En la Tabla 4 se procede a una comparación entre una batería plomo-acido y el súper condensador [12].

Tabla 4: Comparación entre una batería de plomo acido y un super condensador

	Batería de plomo- ácido	Supercondensador
Densidad específica de la energía	10-100 (Wh/kg)	1-10 (Wh/kg)
Densidad específica de la potencia	<1000 (W/kg)	<10000 (W/kg)
Ciclo de vida	1000	>500000
Eficiencia de Carga/Descarga	70-85%	85-98%
Tiempo de carga rápida	1-5 horas	0.3-30 segundo
Tiempo de descarga	0.3-3 horas	0.3-30 segundo

3.3. Modelo de batería Plomo-Acido.

La modelización de una batería es bastante compleja debido a que su funcionamiento está simultáneamente influenciado por parámetros térmicos y químicos. Dichos parámetros son respectivamente la temperatura, el estado de carga (State of charge: SOC), tasa de carga y de descarga.

Según el nivel de precisión exigido, se procede a algunas simplificaciones a la hora de determinar el modelo de la batería.

El modelo más sencillo asocia una capacidad en serie con una resistencia interna. También se encuentra un modelo con fuente ideal de tensión de valor E_0 en serie con una resistencia equivalente ESR. Este último modelo no tiene en cuenta la variación de la resistencia interna respecto al estado de carga (SOC). Estos dos modelos constituyen una aproximación del comportamiento real de la batería.

La Figura 15 representa un modelo básico que ilustra mejor la dinámica de la batería. En este modelo C_1 y R_1 representan respectivamente la capacitancia de la superficie y los efectos de difusión de la batería, siendo I y U respectivamente la corriente y la tensión en sus bornes [15].

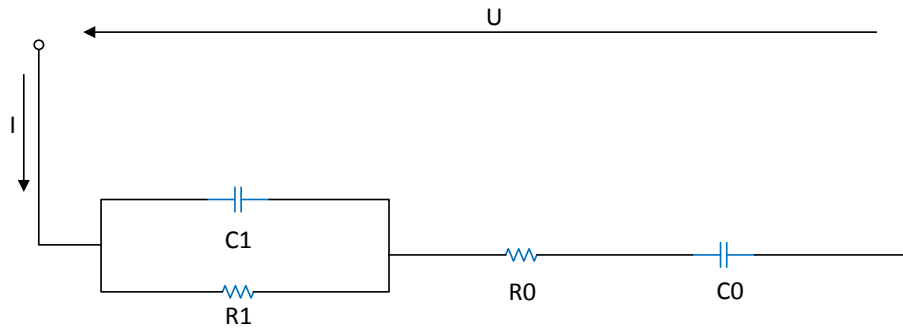


Figura 15: modelo básico batería

A continuación, se presenta un modelo complejo que describe mejor el comportamiento de la batería que los anteriores.

Se representa por una fuente de tensión no lineal cuya salida depende no solamente de la corriente, sino también del estado de carga (SOC). Dicho estado de carga es una función no lineal de la corriente y del tiempo.

(3.1) y (3.2) ilustran las expresiones matemáticas correspondientes a este modelo de batería [45]:

$$V_b = V_o - R_b * i_b - K \frac{Q}{Q - \int i_b * dt} + A * \exp(-B \int i_b * dt) \quad (3.1)$$

$$SoC = 100 * \left(1 - \frac{\int i_b * dt}{Q}\right) \quad (3.2)$$

Siendo: R_b la resistencia interna de la batería, V_o la tensión a circuito abierto, i_b la corriente de carga y de descarga de la batería, K la tensión de polarización, Q la capacidad de la batería, A la tensión exponencial y B la capacidad exponencial.

Jean Paul CUN [46] diseñó un modelo parecido al precedente y que además tiene en cuenta la variación de la resistencia interna de la batería, es decir del estado de carga, en consecuencia, del tiempo de servicio.

Otro modelo de batería bastante conocido es el modelo de Thevenin de la Figura 16. Se compone de una fuente de tensión ideal E_0 en serie con una resistencia interna R y un circuito R_0C_0 paralelo. C_0 representa las capacidades de las placas paralelas y R_0 la resistencia no lineal debida al contacto entre la resistencia de la placa y el electrolito.

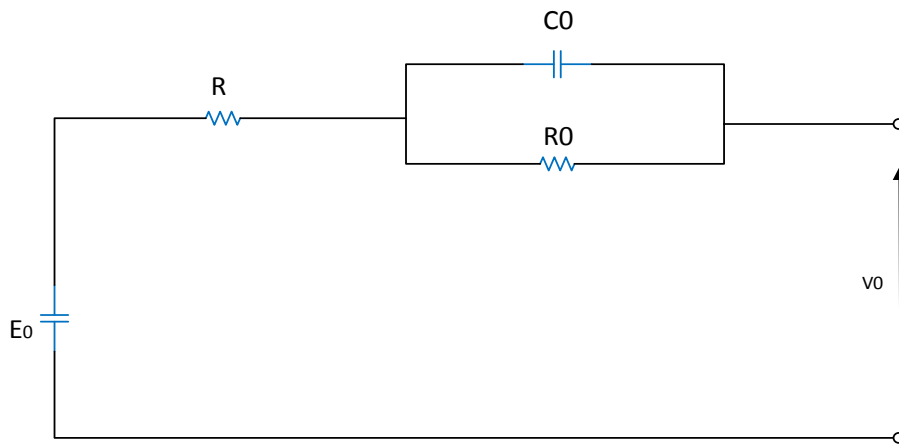


Figura 16: modelo de batería de Thevenin

Se aprovecha de la formula empírica para implementar un modelo dinámico de la batería [47]:

$$e_{tb} = V_{oc} - \left(R_b + \frac{K}{SOC} \right) * i_{tb} \quad (3.3)$$

Siendo:

e_{tb} : Tensión en bornes de la batería

V_{oc} : Fuerza electromotriz dependiente de la carga

R_b : Resistencia de los bornes de la batería, valor típico 0.4 ohm

K : Constante de polarización, valor típico 0.1 ohm

i_{tb} : Corriente de descarga de la batería

SOC : Estado de carga (state of charge) en %

Como aportación de esta forma de modelizar la batería es su consideración del carácter no lineal de la fuerza electromotriz y de la resistencia interna. Esto se produce gracias a la componente K/SOC .

El modelo dinámico de cuarto orden de la batería en la Figura 17, I_p representa la corriente que fluye a través de las resistencias R_p por reacción electrolítica, de la resistencia R_d que simboliza el efecto óhmico, de las capacidades C_d de fuga, de las resistencias R_w responsables de la pérdida de energía correspondientes. Por lo que es de la corriente I_s , fluye a través de la resistencia R_s de

auto descarga. A pesar de la complejidad y exactitud de este modelo que habilita su uso por fines de simulación, se puede enumerar siguientes desventajas: se requiere un tiempo de proceso muy elevado debido al gran valor del orden, la modelización es compleja dado que implica una gran cantidad de datos empíricos.

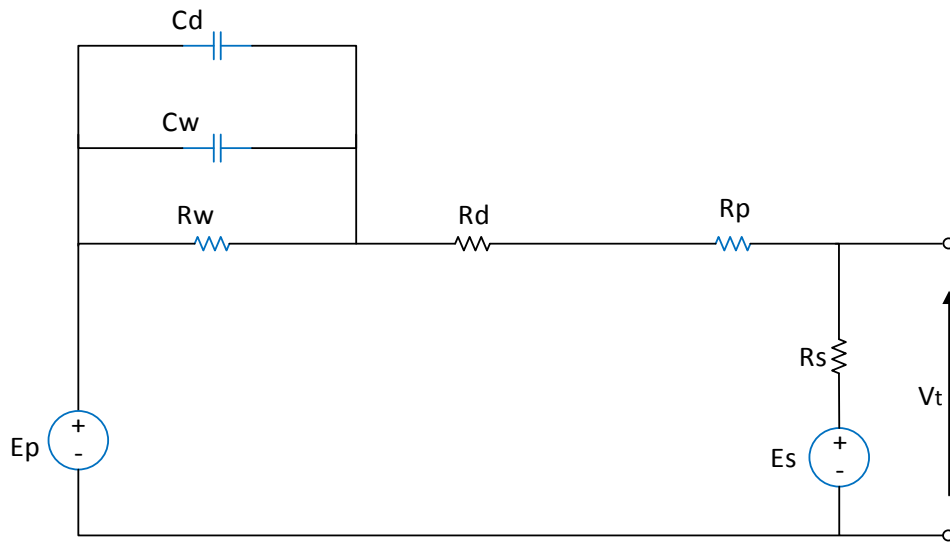


Figura 17: Modelo de batería dinámico del tercer orden

El modelo de batería de la Figura 18 que se encuentra en el programa de simulación PSPICE lleva una fuente variable de corriente, una fuente variable de tensión, una resistencia variable y un capacitor. Este modelo proporciona una buena representación de ambas variables interna de la batería en caída y los cambios en la tensión de salida debido al estado de carga (SOC). Este modelo permite realizar una simulación precisa del comportamiento de las características de la batería a la hora de sobre corriente. Sin embargo, tiene como mayor debilidad de requerir demasiados parámetros [48].

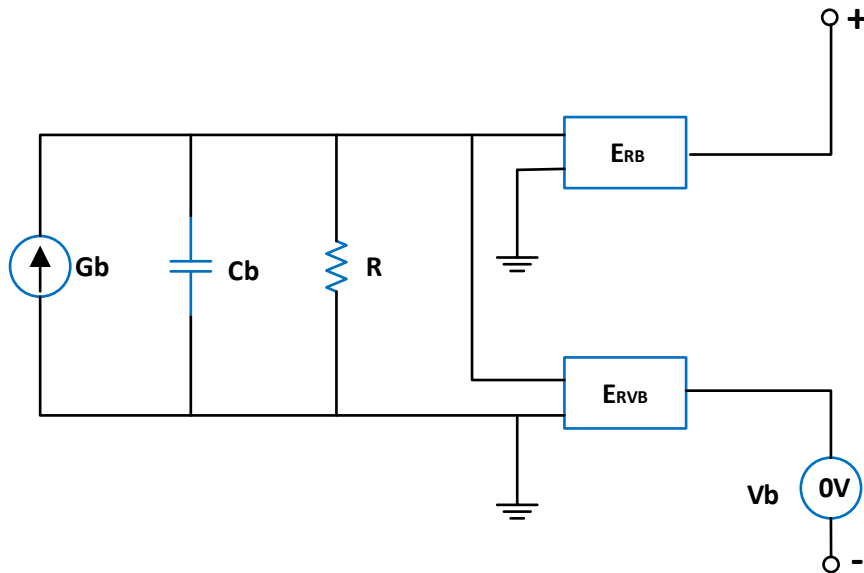


Figura 18: modelo de batería de sobre corriente

G_b : fuente de corriente variable que modela la corriente de la batería y definida por la relación de Peukert; capacidad de la batería.

$$C = A_6 * I^{A_7} \quad (3.4)$$

E_{vb} : fuente de tensión variable que modela la tensión de la batería y definida por la relación de Nernstian: tensión de la batería:

$$V_{oc} = A_4 + A_5 + \log(C) \quad (3.5)$$

E_{Rb} : fuente de tensión variable que implementa la caída de tensión en la batería; actualmente se modela con una resistencia interna R .

R : resistencia interna que incluye R_1 , R_2 y R_3 .

R_1 : la resistencia de red, barra y material del conector, que es una constante A_1

R_2 : resistencia del electrolito,

$$R_2 = A_2 / C \quad (3.6)$$

R_3 : la resistencia de la superficie de la placa de sulfatación

$$R_3 = A_3 * (1 - C) \quad (3.7)$$

C_b : condensador, la tensión a través de C_b escalada a 1V cuando el estado de carga SOC es de 100% y a 0V cuando el SOC equivale a 0%.

V_b : sensor de corriente a tensión nula en simulación PSPICE.

A_{1-7} : Constantes conseguidas de manera empírica según las características físicas de la batería.

La Figura 19 representa un modelo sencillo y que cumple con todos los requisitos que se buscan en un buen modelo de batería. Tiene en cuenta las características de los elementos no lineales de la batería tanto durante la carga y la descarga, así como su dependencia del estado de carga (SOC). Todos los elementos incluidos en este modelo dependen de la fuerza electromotriz que a su vez depende está relacionado con el estado de carga [47].

La descripción de las características de los parámetros se hace a continuación:

- Resistencia de auto descarga R_p : está debida a la resistencia del agua a alta tensión en electrólisis y a la fuga lenta en la batería a baja tensión.
- Resistencia de carga R_c y de descarga R_d : está relacionada con las resistencias del electrólito, de las placas y del fluido. Su valor puede ser diferente tanto por la carga que la descarga.
- Resistencias de sobrecarga R_{co} y de sobre descarga R_{do} : la resistencia interna se incrementará significativamente debido a la difusión del electrolito.

Capacidad de la batería C_b : para poder almacenar y entregar energía, una batería se comporta como un condensador de gran valor de capacidad.

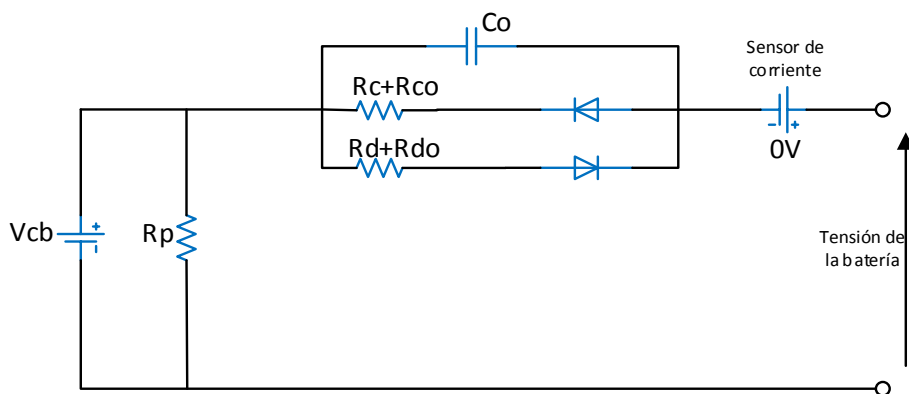


Figura 19: modelo de batería mejorado

Modelo del batería utilizado en la Tesis

En la siguiente tesis, se utiliza el modelo matemático de una batería, proporcionado por SimPowerSystems de Matlab 2016. Dicho modelo está compuesto básicamente de una fuente de tensión controlada en serie con una resistencia constante [49], [50]. La función matemática de la fuente implementada representa el comportamiento dinámico de la batería, tanto en el proceso de carga como de descarga, está dada por las ecuaciones (3.8), (3.9):

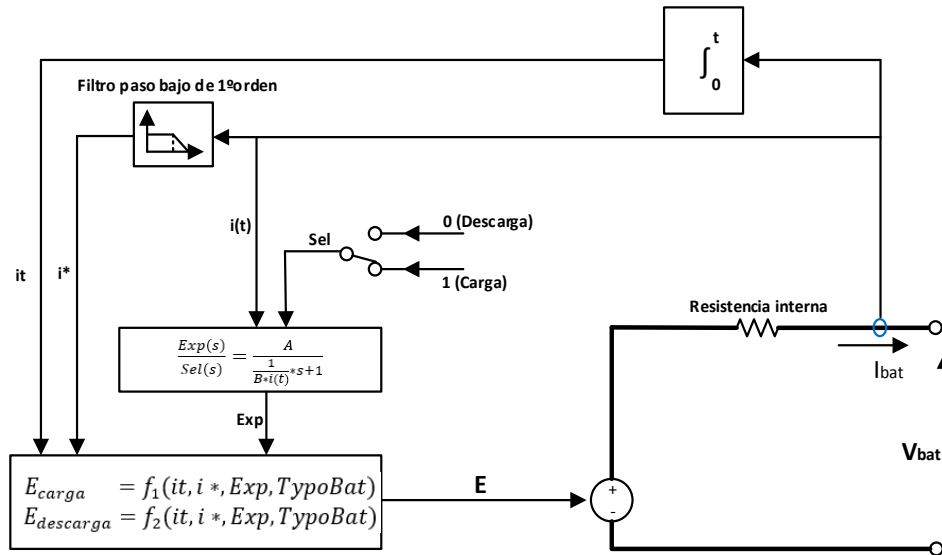


Figura 20: modelo de batería de Matlab 2016

$$V_{bat} = E - R * i \quad (3.8)$$

$$E = E_0 - K * \frac{Q}{Q-it} * (it + i^*) \quad (3.9)$$

Siendo:

V_{bat} : tensión de la batería

E_0 : tensión constante de la batería

E : Fuerza electromotriz de la batería

K : constante de polarización ($V/(Ah)$) o resistencia de polarización (Ω)

Q: Capacidad de la batería (Ah)

$it = \int idt =$ carga actual de la batería

A: amplitud de la zona exponencial (V)

B: inverso de la constante de tiempo de la zona exponencial (Ah)⁻¹

R: resistencia interna (Ω)

i: corriente de la batería (A)

i* : corriente filtrada (A)

Tiempo de respuesta de la batería de plomo acido:

Como indica [51]–[53], el tiempo de respuesta de una batería de plomo acido puede variar de unos pocos microsegundos a cientos de milisegundos dependiendo de los parámetros electroquímicos de la batería considerada. Por este motivo, se ha procedido a unos experimentos sobre cuatro baterías disponibles en el laboratorio, permitiendo así la realización de un estudio comparativo.

Cada una de estas baterías tiene siguientes características: 12V; 60Ah. Partiendo de un estado de reposo, se procede a su descarga a través de una resistencia de 1.41 ohm. El tiempo de respuesta de la batería corresponde al intervalo de tiempo que transcurre desde la aparición del escalón hasta la estabilización de la corriente. El instante final de este experimento corresponde al régimen permanente.

En las (Figura 21, Figura 22, Figura 23, Figura 24) se muestran las capturas de pantalla del osciloscopio que representan las medidas de tensión y de corriente de estas baterías.

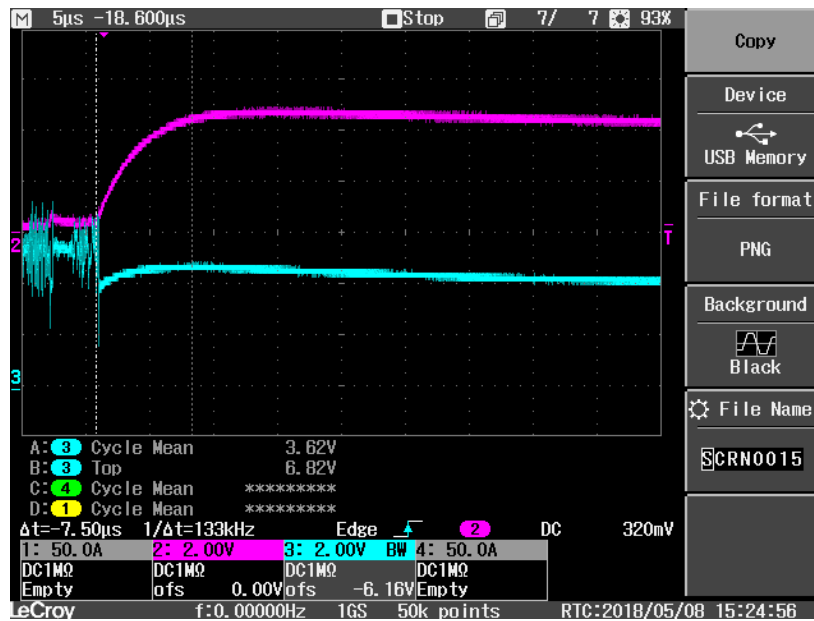


Figura 21: Medida del tiempo de respuesta de la batería número 1



Figura 22: Medida del tiempo de respuesta de la batería número 2

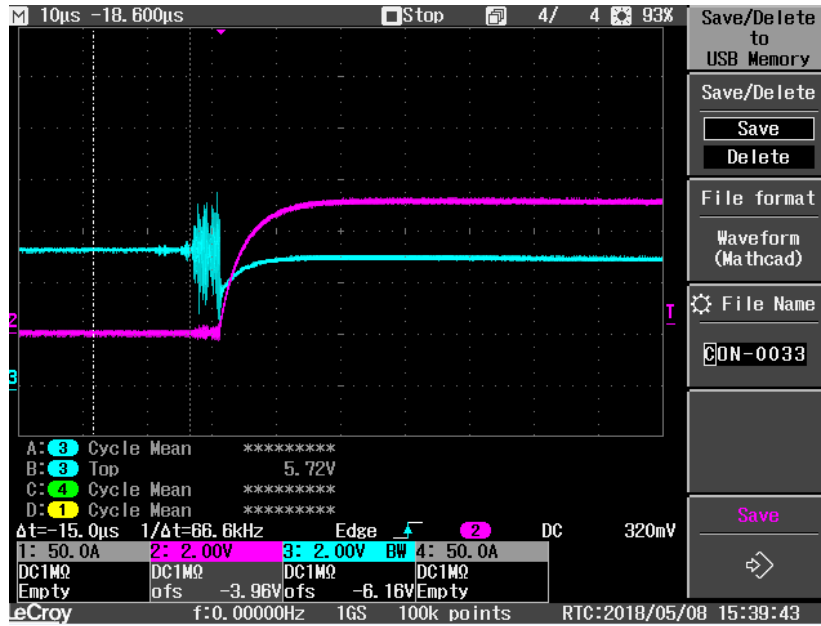


Figura 23: Medida del tiempo de respuesta de la batería número 3

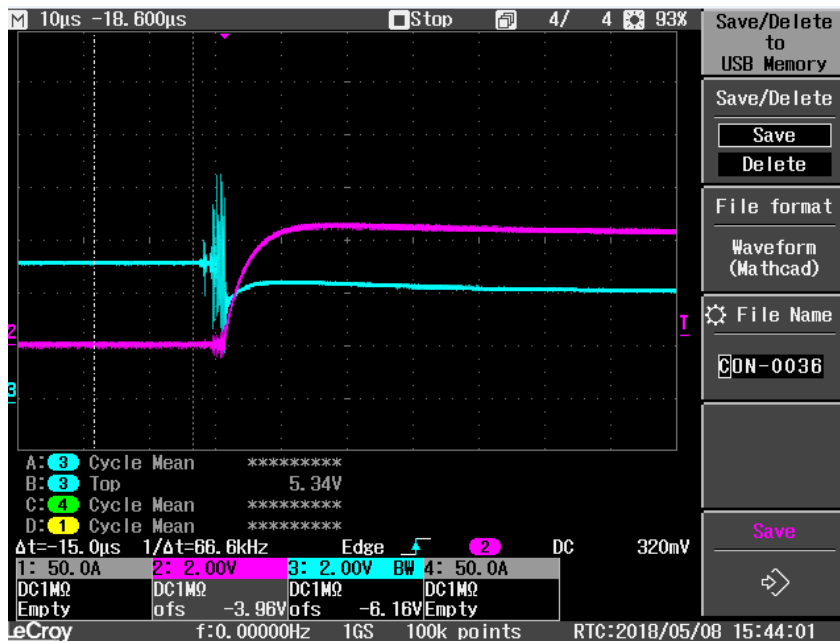


Figura 24: Medida del tiempo de respuesta de la batería número 4

Se observa que, por las 4 baterías, el tiempo de respuesta es de $10\mu s$, lo que puede ser considerado normal dado que todas son de la misma marca y que tienen el mismo estado de carga.

Se podría repetir el experimento para evaluar el mismo parámetro de tiempo en el proceso de carga de la batería.

La Figura 25 permite observar mediante simulación, el comportamiento de una batería con siguiente configuración: capacidad 60Ah, estado de carga inicial 70%, tiempo de respuesta 100ms, sometida sucesivamente a un proceso de carga y de descarga a intervalo de 0.5s como ilustrado en la Figura 26.

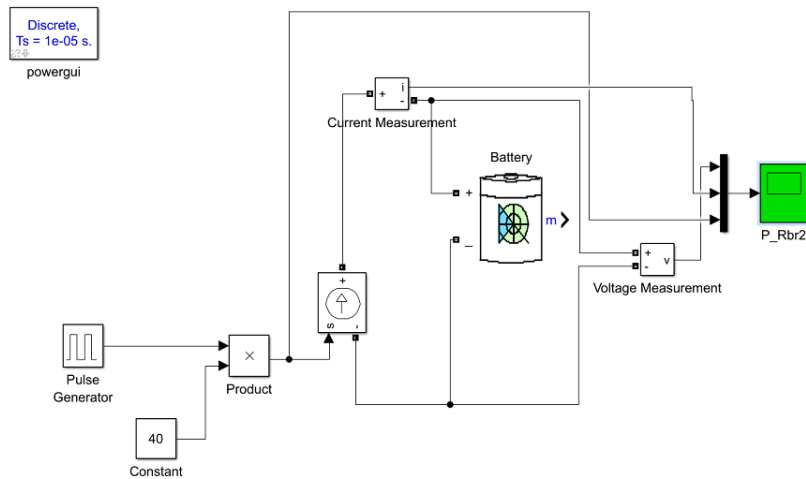


Figura 25: Circuito de carga y descarga de una batería

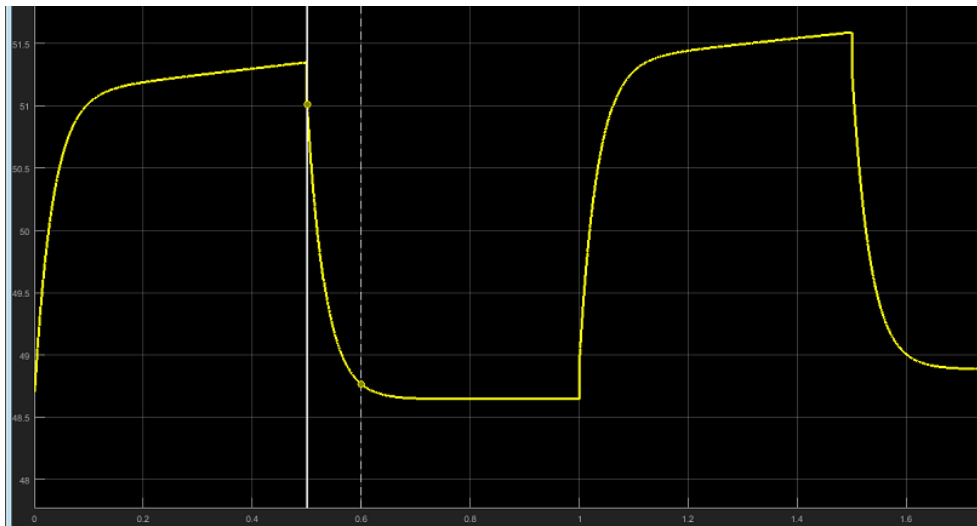


Figura 26: Evaluación del tiempo de respuesta de la batería sobre la gráfica de carga y descarga

3.4. Modelo supercondensador

En los condensadores convencionales la resistencia y la inductancia de los cables de terminales y de los electrodos están representadas por un circuito R-L serie, mientras que la corriente de fuga por una resistencia shunt. Dicha resistencia es muy elevada por los supercondensadores, por lo tanto, les permite de ser más eficientes. La Figura 27 representa el modelo típico del súper condensador teniendo en cuenta las corrientes de fuga siendo C_c : la capacidad de fuga en Farad, R_L la resistencia shunt causada por la corriente de fuga y R_C la resistencia de serie [15].

Se consiguen los parámetros del súper condensador haciendo los experimentos de la impedancia en corriente alterna, la relación potencia y corriente en circuito abierto [54].

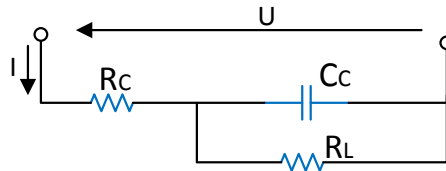


Figura 27: modelo súper condensador

En [55] se puede observar diferentes configuraciones del modelo de un súper condensador a partir del modelo con la capacidad ideal hasta tener en cuenta la mayoría de los parámetros que intervienen en el modelo real (ESR, la corriente de fuga, la reactancia inductiva en alta frecuencia, influencia del valor de tensión).

En [56], se detalla un modelo parecido al precedente en el cual los efectos de la línea de transmisión están omitidos. Este modelo está compuesto de una resistencia interna equivalente serie R_{C0} , una capacidad lineal C_0 y una capacidad dependiente de la tensión $C(u_c)$. Siendo la resistencia interna R_{C0} constante e independiente de la frecuencia, el valor de la capacidad total está controlado por la tensión.

$$C_{C0}(u_c) = C_0 + k_c * u_c \quad (3.10)$$

Siendo C_0 la capacidad lineal inicial que representa la capacidad electrostática del súper condensador; k_c un coeficiente que representa la capa difusa del súper condensador.

El voltaje en los bornes del súper condensador se calcula por:

$$u_{c0} = u_c + R_{C0} * i_{C0} \quad (3.11)$$

Estas dos expresiones permiten encontrar el modelo del súper condensador correspondiente dado en la Figura 28.

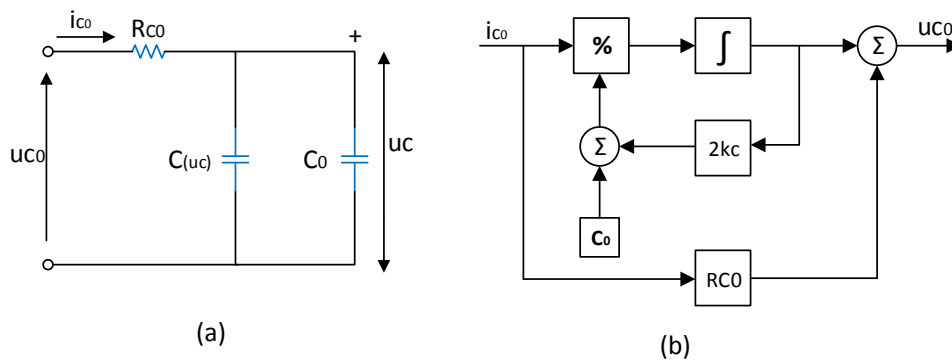


Figura 28: Modelo del súper condensador: (a) circuito equivalente (b) modelo de gran señal

Con el objetivo de aumentar la energía del super condensador, una estrategia consiste en aumentar la proporción entre el área de los electrodos y el espesor del dieléctrico. Para su implementación práctica se recurre a una capacidad doble capa (EDL: Electric Double-Layer) y se consigue haciendo entre dos segmentos de material de largo área una inmersión de un electrolito de alta conductividad y separada por una membrana porosa.

El modelo teórico del súper condensador de doble capa EDL se representa por una red compleja de condensadores no lineales conectados entre sí mediante resistencias, Figura 29.

Dichas resistencias dependen de la resistividad de los electrodos y del electrolito, porosidad de la membrana, tecnología de envasado (impregnación de los electrodos, calidad eléctrica de contactos de colector de los electrodos).

Este modelo puede ser considerado como una línea de transmisión cuya capacidad es variable con la tensión. A demás, la distribución espacial de la carga eléctrica y de energía electrostática lleva a una capacidad dinámica en función del tiempo, en consecuencia, de la frecuencia en caso de excitaciones armónicas estacionarias [57], [58].

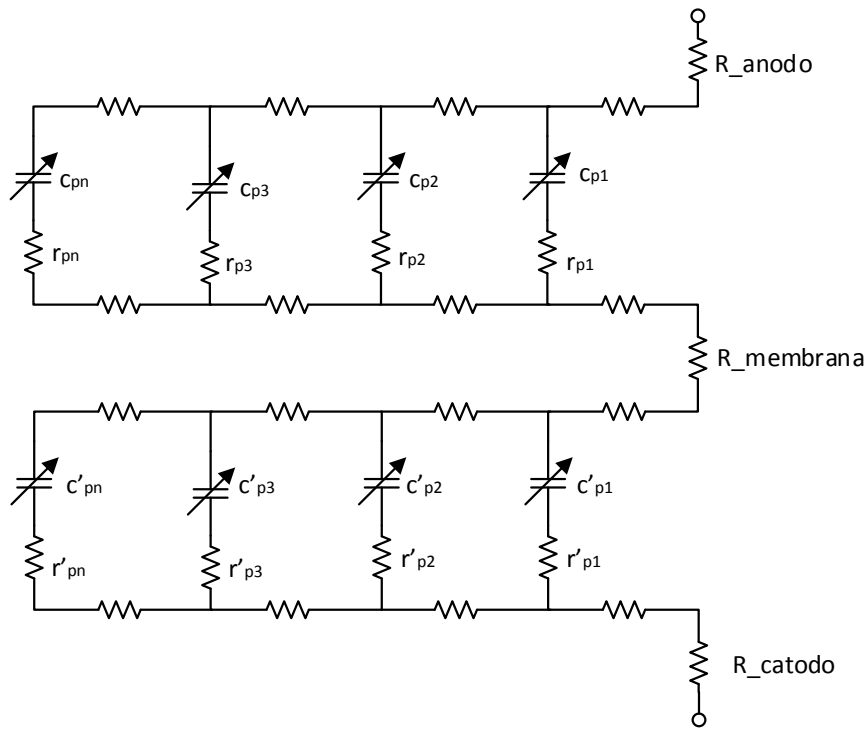


Figura 29: modelo súper condensador de doble capa

En [59] se estudia los 3 tipos de modelos de supercondensadores formados por agrupación de redes de resistencia y condensador (RC): el modelo de rama RC paralelos, el modelo RC en línea de transmisión, el modelo de ramas serie-paralelos. Lo que resulta interesante es la posibilidad de representar la impedancia lineal de cada configuración por la misma expresión:

$$Z(s) = \frac{b_3*s^3 + b_2*s^2 + b_1*s + b_0}{B_3*s^3 + B_2*s^2 + B_1*s + b_0} \quad (3.12)$$

Asumiendo la existencia del mismo número de componentes en cada uno de los modelos en estudio, se consigue obtener conversiones entre sus diferentes coeficientes. Este hecho permite dependiendo de la aplicación, pasar de un modelo a otro.

Modelos genéricos del supercondensador Matlab-SIMULINK 2016

El modelo genérico del supercondensador proporcionado por matlab 2016 se encuentra en la Figura 30. Está constituido por una fuente de tensión controlada en serie con una resistencia. Dicha fuente genera la tensión equivalente del supercondensador calculada como indicado en la relación (3.13). El término Q_T representa la carga del supercondensador conseguida a partir de la integración de la expresión de la corriente (3.14) que circula a través del supercondensador.

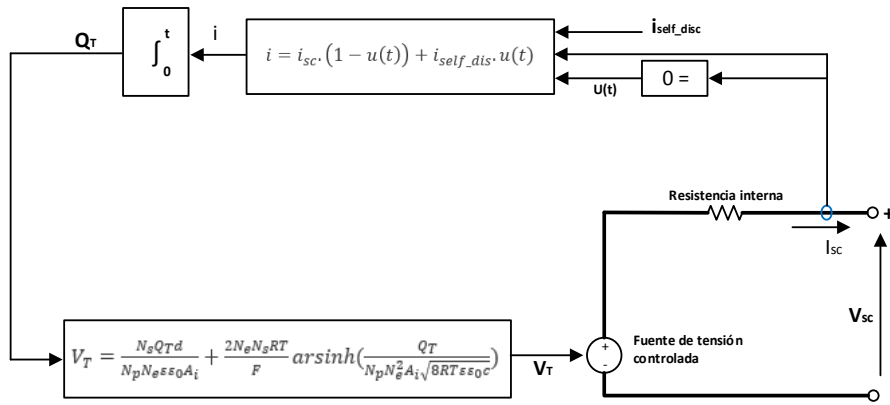


Figura 30: modelo genérico del supercondensador de matlab 2016

$$V_T = \frac{N_s * Q_T * d}{N_p * N_e * \epsilon * \epsilon_0 * A_i} + \frac{2 * N_e * N_s * R * T}{F} * \operatorname{arsinh}\left(\frac{Q_T}{N_p * N_e^2 * A_i * \sqrt{8 * R * T * \epsilon * \epsilon_0 * c}}\right) \quad (3.13)$$

$$i = i_{sc} * (1 - u(t)) + i_{self_dis} * u(t) \quad (3.14)$$

Siendo:

A_i : Área entre caras de los electrodos y el electrolito [m^2]

c : concentración molar [mol/m^3], igual a $c = 1/(8 * N_A * r^3)$

r : Radio molecular

F : constante de Faraday

i_{sc} : Corriente del supercondensador [A]

V_{sc} : Tensión del supercondensador [V]

C_T : Capacitancia total [F]

R_{sc} : Resistencia total [$Ohms$]

N_e : Número de capas de electrodos

N_A : Constante de Avogadro

N_p : Número de supercondensadores en paralelo

N_e : Número de supercondensadores en serie

Q_T : Carga eléctrica [C]

R : constante de gas ideal

d : Radio molecular

T : temperatura de funcionamiento [K]

ε : Permitividad del material

ε_0 : Permitividad del vacío.

A corriente del supercondensador i_{sc} nula, se visualiza la carga eléctrica generada por la circulación de corriente de autodescarga i_{self_dis} de siguiente manera:

$$Q_T = \int i_{self_dis} * dt \quad (3.15)$$

Siendo i_{self_dis} dada por:

$$i_{self_dis} = \begin{cases} \frac{C_T * \alpha_1}{1 + s * R_{SC} * C_T}, & t - t_{oc} < t_3 \\ \frac{C_T * \alpha_2}{1 + s * R_{SC} * C_T}, & t_3 < t - t_{oc} < t_4 \\ \frac{C_T * \alpha_3}{1 + s * R_{SC} * C_T}, & t - t_{oc} > t_4 \end{cases} \quad (3.16)$$

Siendo $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ los ratios de cambio de la tensión del supercondensador durante los intervalos de tiempo respectivos (t_{oc}, t_3) , (t_3, t_4) y (t_4, t_5) como se puede observar en la Figura 31.

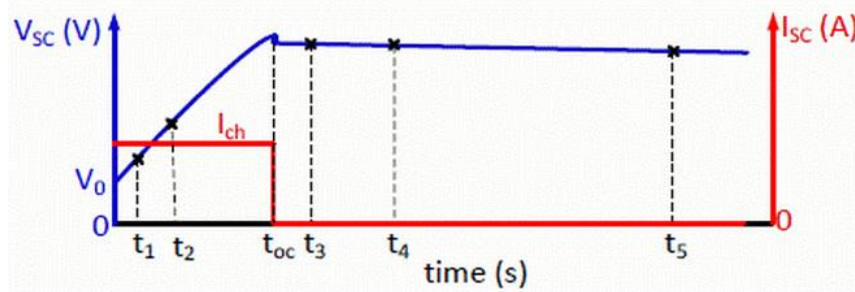


Figura 31: Forma de onda de tensión y de corriente del supercondensador, Matlab 2016

Carga y descarga de un supercondensador

Siendo equivalente a un condensador en serie con una resistencia, un supercondensador tiene el mismo comportamiento cuando se alimenta por una corriente continua. Al cerrar el interruptor de la Figura 32 en la posición A, se alimenta el supercondensador por una tensión continua, lo que equivale, la corriente crece de manera instantánea de manera a equivaler el estado inicial a un corto circuito a nivel del condensador alcanzando valor máximo de $I_0 = \frac{E}{ESR}$. Luego se procede a su descenso hasta que se haya transcurrido el tiempo necesario a su cancelación, lo que corresponde a la carga completa. Durante esta fase de funcionamiento, la tensión crece desde cero hasta alcanzar el voltaje de la fuente de alimentación, [60], [61].

Para proceder a la descarga de la energía previamente almacenada, se cambia el estado del interruptor de la Figura 32 en la posición B, la corriente inicialmente nula fluye pariendo de un valor máximo negativo hasta anularse igual que en el caso anterior, mientras que la bajada de la tensión se hace manteniendo el signo de la fase de carga.

En la Figura 33, están representadas las gráficas correspondientes a la carga y la descarga del supercondensador.

Se define la constante de tiempo $\tau = ESR * C$ como el tiempo necesario a la tensión de pasar del nivel cero a 63,2% del valor de la fuente a la hora de la carga. El proceso completo de carga o de descarga necesita un tiempo alrededor de $5 * \tau$.

Las expresiones de la tensión y de la corriente están dadas por las expresiones (3.17) y (3.18).

$$V_c = E + (V_0 - E) * e^{-\tau/t} \quad (3.17)$$

$$I_c = \frac{E-V_0}{ESR} * e^{-\tau/t} \quad (3.18)$$

Siendo:

ESR: la resistencia interna del supercondensador

E: Tensión de la fuente de alimentación

V_c : Tensión del condensador

V_0 : Tensión inicial de condensador

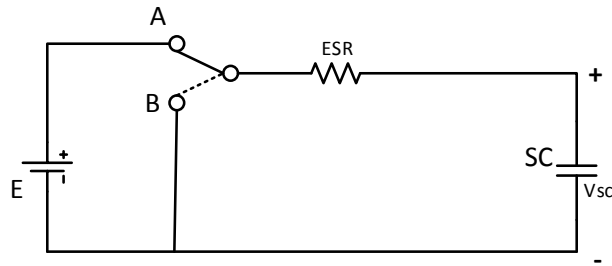


Figura 32: esquema de carga y de descarga de un condensador

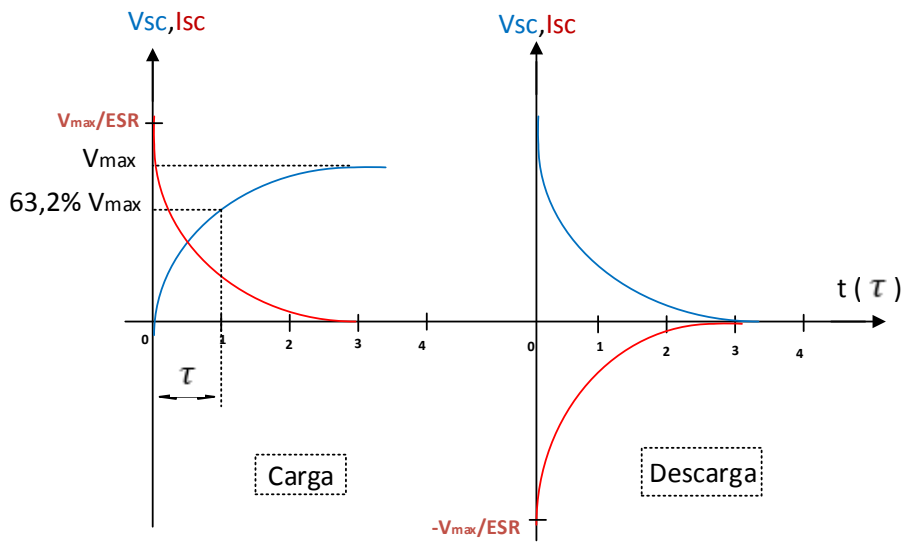


Figura 33: graficas de tensión y corriente del condensador

Características de los supercondensadores:

Alta eficiencia volumétrica (100 veces más que el condensador convencional), densidad de energía elevada respecto a la densidad del condensador, ciclo de vida muy elevado (100.000 alrededor de 25 años). A la diferencia de las baterías, los supercondensadores no tienen parásitos, limitación de vida, reacción química irreversible. Poseen la habilidad de carga y de descarga rápida, no necesitan ninguna resistencia de limitación de sobre intensidad o de sobre tensión. Ningún mantenimiento y más seguros que baterías (no explotan cuando ocurre un corto circuito), corriente de fuga muy baja (0.1 a 4 micro-A), densidad de energía por volumen 9 Wh/l, densidad de energía por peso 4 Wh/kg, densidad de potencia por volumen 900 W/l, densidad de la potencia por peso 400 W/kg.

La

Tabla 5 ilustra las características del supercondensador de la Figura 34 fabricado por la empresa Maxwell [62].

Tabla 5: características del supercondensador BMOD0130 P056 B03 56V, 130F

COMPONENTE	Marca	Capacidad	Tensión	ESR máxima	Número de células	Temperat. mínima	Temperat. máxima	Masa	Densidad potencia	Densidad energía	Energía almacenada	vida útil
SC	Maxwell	130F	56V	8.1 ohms	23	-40°C	40°C (descarga) 70°C (carga)	18kg	2600 W/kg	3.1 Wh/kg	57 Wh	8 años (temp. Alta) 14 años (a 25°C)



Figura 34: modulo SC de 130F, 56 V

Teniendo en cuenta las curvas de la Figura 33 que representan la carga y la descarga de un condensador, el supercondensador de características descritas por la Tabla 5 tendría una corriente inicial de descarga:

$$I_{SC\ max} = \frac{56\ V}{8,1 \cdot 10^{-3}\ ohms} = 6913,58\ A.$$

Este valor teórico se encuentra muy por encima del valor real proporcionado en la ficha técnica y cuyas limitaciones del fabricante Maxwell, lo establece en 1900 A.

Dado que en la implementación del sistema propuesto en esta tesis el supercondensador forma parte de una etapa de potencia continua-continua, el valor diseñado para la corriente máxima del convertidor es de 40A y, además, se ha fijado la tensión máxima del supercondensador a 48V.

La Figura 35 ilustra la simulación realizada basada en un modelo sencillo supercondensador utilizado en [63]. Dicho modelo consta con una resistencia en paralelo con una capacidad.

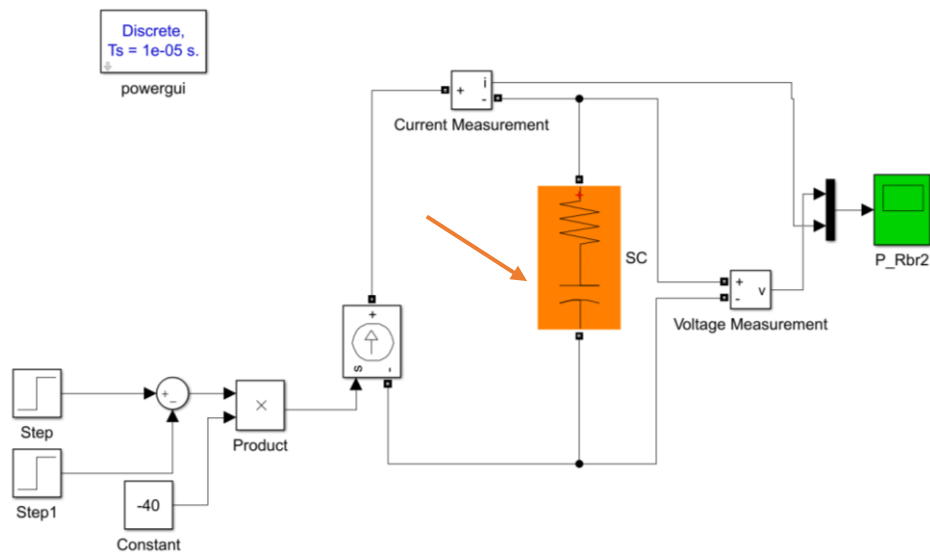


Figura 35: simulación del modelo teórico de supercondensador.

En la Figura 36 destaca la variación de la tensión de la tensión de descarga del supercondensador y se observa que, en un tiempo equivalente a la constante de tiempo $\tau = 1s$, la tensión del supercondensador baja el valor de 308,2mV. Esto significa que, a corriente de descarga constante, transcurre un tiempo de 77,8 segundos para descargar el supercondensador desde el valor de tensión de su estado inicial (48v) considerándose como cargado, hasta la mitad de su valor de tensión (SOC=50%).

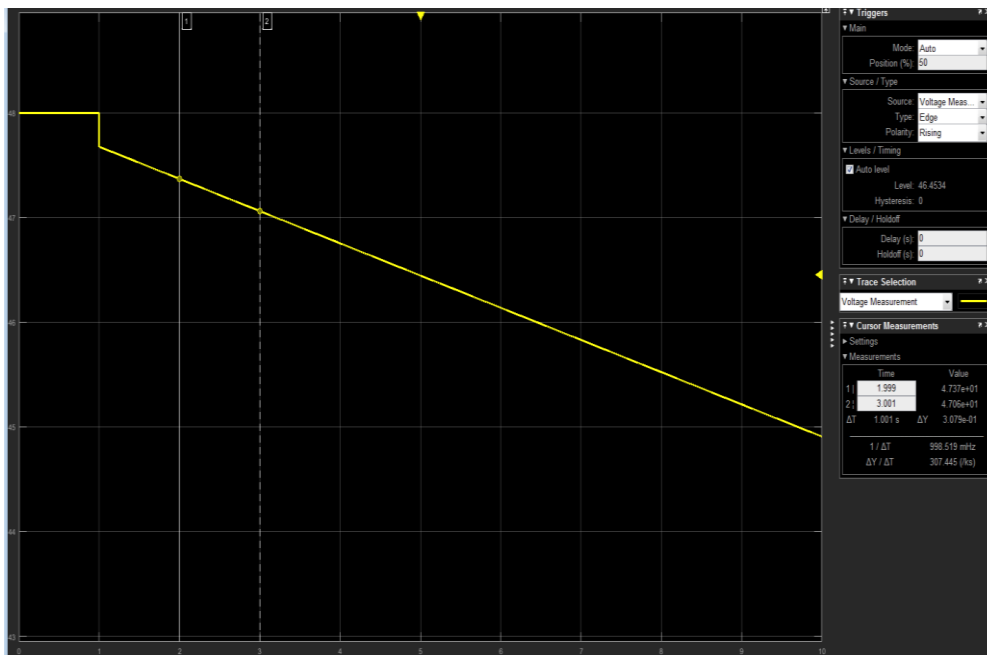


Figura 36: tensión de descarga del supercondensador

3.5. Aplicaciones industriales de los supercondensadores

En [64] se ha propuesto un estudio completo sobre los condensadores a doble capa explicando su principio de funcionamiento, su diseño y sus aplicaciones. Dentro de estas últimas, conviene destacar las siguientes:

Respaldo de memoria de sistemas de alimentación de ordenadores, de timers y de otros equipos tales como sistemas de seguridad y controladores programables; alimentaciones de detectores de humo, alimentaciones de luces de emergencia; Motor de arranque, encendedor, y actuadores tales como los sistemas de encendido para automóviles; Alimentación de emergencia para aeronaves, regulación de tensión en sistemas distribuidos como actuadores de aeronave, fuente de grande potencia instantánea como para actuadores de aeronave, regulación de tensión de cargas conmutadas como para el radar; Filtros activos de potencia, en un vehículo eléctrico para la producción de una gran potencia en un breve tiempo durante la aceleración, una parte de la energía podría ser regenerada durante el frenado.

El ámbito industrial aprovecha de la densidad de potencia de los supercondensadores muy elevada para usarlos en siguientes aplicaciones:

- **Automóviles híbridos**

Asociado a una batería, un supercondensador, permite generar una energía eléctrica de respaldo al motor de combustión interna y obtener de esta forma una propulsión del vehículo reduciendo el consumo de combustible fósil y su reducción del impacto medioambiental. La carga y la descarga del conjunto batería-supercondensador están aseguradas mediante unas PMSM (generador-motor) que sirve de interfaz con la parte mecánica [65], [66].

- **Apoyo energético**

Algunas aplicaciones requieren proceder a una transferencia rápida de energía tanto en la absorción que en la restitución. El supercondensador resulta ser adecuado para este tipo de funcionamiento y por lo tanto permite aliviar la red de los picos de consumo y además de ofrecer posibilidad de carga en intervalos de tiempo muy breves. Dichos intervalos de tiempo pueden corresponder a instante de recuperación de energía en la bajada de un ascensor [67]–[71] o en el frenado de un vehículo eléctrico [72]–[79].

- **Almacenamiento de energía**

Los súper condensadores suelen ser utilizado para almacenar la energía de la red mediante convertidores electrónicos bidireccionales para reenviarla a la carga cuando ocurra la interrupción del suministro por la fuente de normal. De esta forma se consigue un sistema de alimentación ininterrumpido [80]–[83].

- **Sistemas de transferencia de potencia**

Los súper condensadores son utilizados en los compensadores estáticos (FACTS: Flexible AC transmission system) por su posibilidad de alcanzar valores de capacitancia elevados. La IEEE define el FACTS como un sistema electrónico de potencia y otros equipos estáticos que proporcionan el control de uno o más parámetros del sistema de transmisión de corriente alterna para mejorar la capacidad de control y aumentar la capacidad de transferencia de potencia [84], [85].

3.6. Sistema de gestión de baterías

Un sistema de gestión de batería BMS (en inglés Battery Management System) es un dispositivo electrónico que se encarga de gestionar el funcionamiento de baterías recargables.

Conforme está indicado en [43], [86]–[92], este sistema tiene múltiples funciones que destacamos a continuación:

Monitorización de los parámetros importantes de la batería tales como las tensiones individuales o total de las células de la batería, temperaturas del sistema y del refrigerante, estado de carga y profundidad de descarga, su estado de salud, tipo de refrigerante, corriente de carga y de descarga, ...

Cálculo: el BMS permite cálculo de elementos relacionados con los parámetros previamente citados: corriente límite de carga, corriente límite de descarga, energía entregada desde la última carga, impedancia interna de célula de batería, carga entregada y almacenada, energía total entregada desde el primer uso, tiempo de operación total desde el primer uso, número total de ciclo.

Protección y Optimización: el BMS permite mantener el funcionamiento de la batería en su zona de operación segura delimitada por: la corriente máxima en carga o en descarga, la tensión máxima a la hora de la carga, la tensión de descarga mínima, las temperaturas máxima y mínima, presión máxima, detección de corriente de fuga o de fallo de puesta a tierra.

Para alcanzar esta misión, se adopta siguientes estrategias: la incorporación en el sistema de un interruptor de desconexión en la cercanía de los límites de la zona segura; se pide al dispositivo equipado del BMS de reducir o parar el consumo en la batería; se controla el ambiente utilizando calentadores, ventiladores, refrigeración por air acondicionado o por líquido.

Sin importar el tipo de tecnología utilizada en su fabricación, el rendimiento de una batería depende fuertemente de la temperatura. Debido a la reacción química interna de una batería, se necesitan dispositivos de control de su buen funcionamiento tanto a la hora de carga que de descarga. Dichos dispositivos electrónicos permiten también asegurar una explotación optimizada de la batería garantizando el suministro de mayor energía sin impactar la vida útil. Para poder proceder a un suministro de energía a valores elevados de tensión y de corriente, una asociación de baterías en serie y paralelo está adoptada con riesgo de alcanzar de manera no simultánea de las diferentes celdas el estado de descarga profunda (DOD) o de carga máxima. Mediante un sistema de balance de la batería se consigue maximizar el uso de su capacidad, forzando el SOC de diferentes celdas a mantener el mismo valor.

Estos dispositivos electrónicos se revelan imprescindibles para evitar sobrecargas, descargas profundas, cortos circuitos, sobretensiones, caídas de tensiones, [88].

Comunicación: El controlador central del BMS comunica internamente con su propia célula a nivel hardware, pero también con el exterior mediante protocolos de comunicación tales como: comunicaciones series, CAN bus, comunicación sobre líneas eléctricas (DC bus), todas las variantes de comunicación inalámbrica.

Conexión de la batería a la carga: el BMS asegura la conexión segura entre la batería y la carga, eliminando corrientes de sobra hasta el establecimiento del régimen permanente.

Según el criterio de complejidad y del rendimiento, existe varios tipos de dispositivos BMS que se pueden agrupar en siguientes topologías:

- BMS centralizadas: se utiliza un único controlador para todas las celdas de la batería, resultando uso de muchos cables de conexión. Las magnitudes de tensión, de corriente o de temperatura están medidas directamente a nivel de cada celda antes de enviarlas a la placa del controlador del BMS. Tiene ventaja de ser compacto, coste eficiente y adecuado para la detección y solución de problemas.
- BMS distribuidas: A cada celda de la batería se utiliza una tarjeta BMS, lo que conduce al uso de un único cable de comunicación entre la batería y el controlador.
- BMS modular o maestro-esclavo: un par de controladores conectados a un par de celdas por cada uno, y además existe una comunicación entre los controladores. Las tarjetas esclavas se encargan de coleccionar los datos de diferentes celdas y luego se los mandan a la tarjeta maestra que gestiona todo el sistema.

En [92], se presentan las componentes de un módulo BMS estándar relacionadas a las funciones descritas anteriormente. La Figura 37 ilustra un módulo de la tarjeta de evaluación EM1402EVM BMS de Texas instruments utilizado para realizar el balanceo entre cargas de baterías proporcionando a la vez la protección y el monitoreo [93].

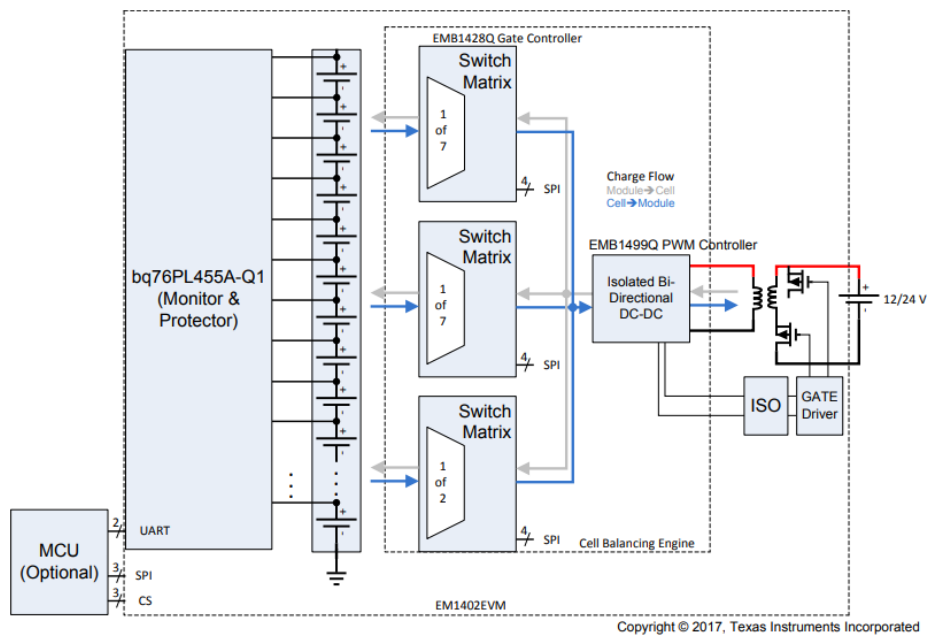


Figura 37: diagrama de bloque de un módulo BMS de TI (Texas Instruments)

El artículo [89] presenta algunos sistemas BMS industriales, desarrollados y comercializados por la empresa Texas instruments. A estos sistemas se les asocia las aplicaciones respectivas: recolección y soluciones energética, bicicleta eléctrica, dispositivos inalámbricos de potencia, equipo médico para el consumidor de mano, soluciones industriales portátiles, soluciones en la alimentación de automóviles.

CONVERTIDORES DC-DC

4.1. Introducción

Un convertidor DC-DC es un dispositivo electrónico de potencia que proporciona a partir de una fuente de tensión o de corriente continua, una tensión o corriente DC regulada en función de una consigna.

El interés que hay en el uso de estos convertidores es poder adaptar los parámetros eléctricos de la fuente de tensión continua disponible a las exigencias de la carga, [94].

Además de los convertidores DC-DC, existen otros tipos de dispositivos electrónicos de potencia que son: inversores, rectificadores y convertidores AC-AC.

En la Figura 38 se representa los diferentes tipos de convertidores estáticos de energía eléctrica.

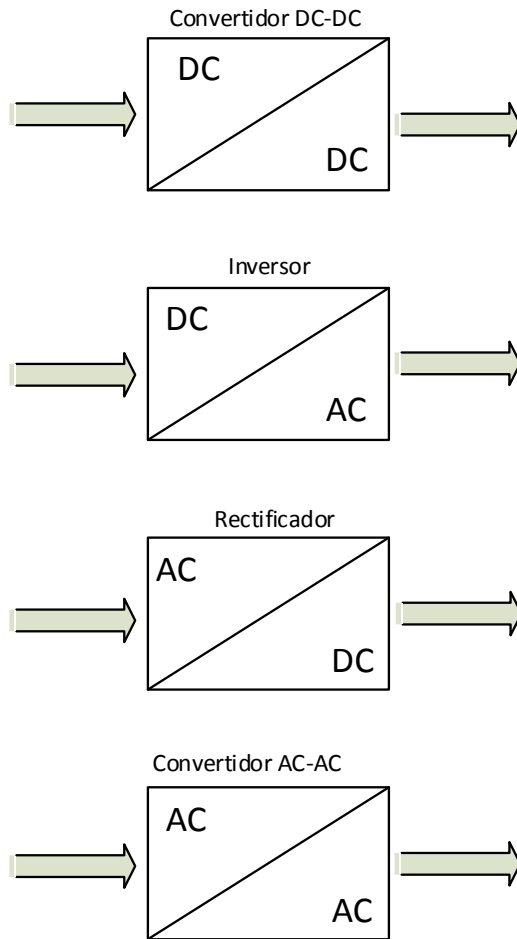


Figura 38: Convertidores estáticos de energía

En esta Tesis se utiliza un sistema dual con dos convertidores DC-DC bidireccionales para la gestión de la batería y del supercondensador, además de un inversor autónomo.

Independientemente de su naturaleza, los dispositivos electrónicos de potencia están compuestos de:

- Una etapa de potencia que lleva interruptores electrónicos (diodos, IGBT, BJT, Tiristores...), componentes de filtrado y de almacenamiento de energía (inductancia, condensador).
- Una etapa de control que, según ciertas condiciones, genera la señal de disparo de los interruptores.

4.2. Tipos de convertidores DC-DC

Se clasifican los convertidores DC-DC según que la entrada sea o no aislada galvánicamente de la salida. A pesar de los beneficios asociados al uso de convertidores aislados, en el presente trabajo resulto práctico utilizar el convertidor no aislado por su carácter robusto y la facilidad de su implementación en funcionamiento bidireccional.

Según el cableado de la etapa de potencia y la función del convertidor no aislado, se encuentra una variedad de convertidores [95]–[97]:

- convertidor buck (reductor de tensión)
- convertidor boost (elevador de tensión)
- convertidor buck-boost (reductor-elevador)
- convertidor cúk

A continuación, se describe un tipo de convertidor DC-DC sin aislamiento cuya arquitectura está basada en el chopper 2 cuadrantes y que ha sido utilizado en el desarrollo de esta Tesis por su carácter bidireccional.

4.3. Convertidor DC-DC bidireccional sin aislamiento

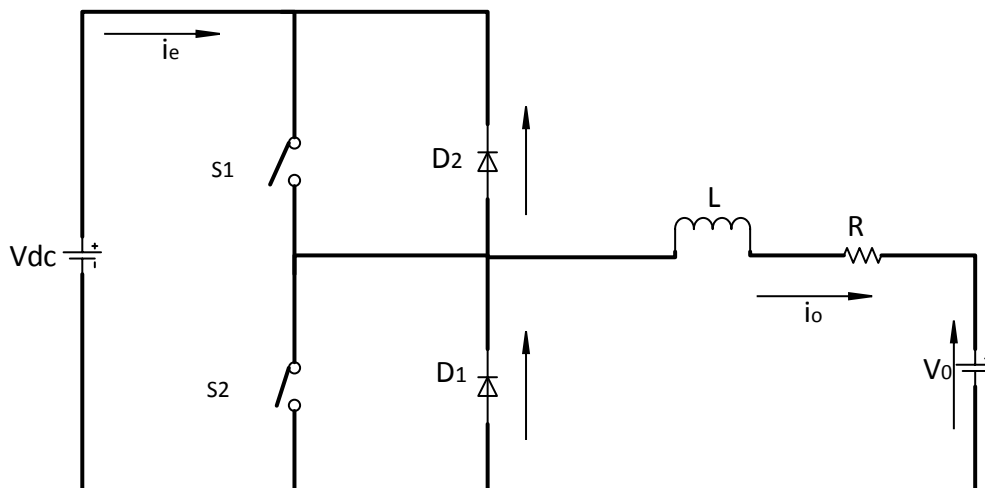


Figura 39: chopper 2 cuadrantes

La etapa de potencia del convertidor DC-DC bidireccional está diseñada basándose en el funcionamiento de un chopper 2 cuadrantes tal y como ilustrado en la Figura 39. En el marco de esta Tesis, la tensión de entrada de los dos convertidores utilizados está proporcionada por el bus de continua, mientras que la diferencia de potencia de salida corresponde respectivamente a las tensiones de la batería y del supercondensador.

Dada la configuración de los interruptores S1 y S2, se puede conseguir hasta 4 combinaciones de sus estados de conmutación en el funcionamiento, pero solo 2 son válidas.

La primera combinación con los dos interruptores abierto no es aplicable en el modo de conducción continuo, además sabiendo que la corriente de salida es inductiva, hay necesidad de descarga de la inductancia una vez que esté cargada. También se descarta la combinación de los estados con los dos interruptores cerrados que provocaría un corto de la fuente de tensión de entrada.

Las combinaciones que corresponden al funcionamiento normal del circuito son las que ofrecen una complementariedad entre estados de los interruptores. [98], [99]

Estas configuraciones permiten de un lado, la circulación de corriente del bus de continua hacia el sistema de almacenamiento en caso de que sobra la energía producida por el aerogenerador y, en el sentido inverso en el caso de falta de energía.

Como punto de partida en la comprensión de esta topología, se asume que los valores de los ciclos de trabajo de las señales de control de los interruptores S1 y S2 son complementarios. Esto implica que solo sus valores respectivos del ciclo de trabajo permiten determinar el sentido de la energía. Según circule la energía hacia el elemento de almacenamiento o siguiendo el sentido contrario, se procede respectivamente a la carga o a la descarga de este. El mayor ciclo de trabajo a nivel del interruptor S1 implica un menor ciclo a nivel del de S2 y viceversa.

Existen valores complementados del ciclo de trabajo a partir de los cuales el convertidor bidireccional correspondiente al límite de carga o descarga. A este punto, la energía cedida de una fuente a otra es igual a la energía que se recibe. Puede considerarse como un funcionamiento que no tiene ningún efecto sobre el equilibrio energético entre ambas fuentes.

Por esta razón, en el sistema de control propuesto más adelante, se han fijados los ciclos de trabajo a valores que bastante lejanos, lo que permite así asegurar estar lejos de este límite de carga o descarga, dado que el objetivo perseguido es realizar una transferencia energética.

Gracias a la tensión proporcionada por el bus de continua, la inductancia se magnetiza durante el estado a ON del interruptor S1 y se desmagnetiza durante su estado a OFF a través del diodo D1.

Siendo el interruptor S2 en el estado de conducción por complementariedad, la tensión del elemento de almacenamiento magnetiza la misma bobina cambiando el sentido de su corriente para luego dejarla desmagnetizarse a través del diodo D2 a la hora del bloqueo.

Siendo muy parecido a las topologías buck y boost combinadas, este convertidor bidireccional funciona como reductor de tensión en un sentido y elevador en el sentido contrario, por lo tanto, utiliza valores de tensión diferentes y ligados por una relación de transformación.

La Figura 40 ilustra las formas de onda del convertidor bidireccional correspondientes al funcionamiento en los dos primeros cuadrantes.

- (a), (b) Señales de disparo de los interruptores S1 y S2
- (c) Corriente en la inductancia equivalente a la corriente de salida
- (d) Tensión de salida
- (e) Corriente de entrada

En la Figura 40 (c), se describe a partir de los instantes de tiempo el comportamiento de los semi conductores utilizados:

$t_1 - t_2$: S1 en conducción (S1 en ON y S2 en OFF). El circuito equivalente consta con el bus de continua, el interruptor S1 y la batería. La corriente de la bobina crece exponencialmente desde cero acompañada por un almacenamiento de energía magnética.

$t_2 - t_3$: El diodo D1 en conducción (S1 en OFF y S2 en ON). El circuito se cierra a través la batería y el diodo D1. La bobina se descarga imponiendo a la corriente de decrecer exponencialmente hasta cero.

$t_3 - t_4$: S2 en conducción (S1 en OFF y S2 en ON). El nuevo circuito está constituido por la batería y el interruptor S2. La corriente crece negativamente desde cero hasta su valor mínima magnetizando al mismo tiempo la inductancia.

$t_4 - t_5$: D2 en conducción (S1 en ON y S2 en OFF). La circulación de energía se hace a través de la batería, del diodo D2 y del bus de continua. la corriente negativa de la bobina decrece hasta alcanzar el valor cero.

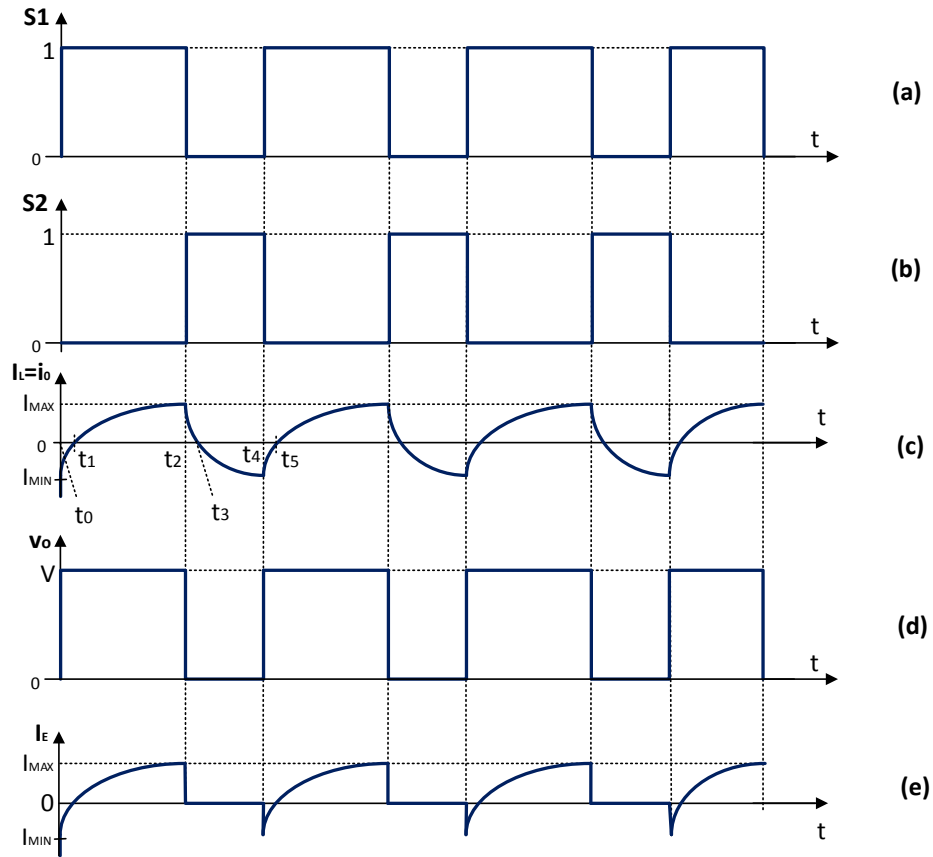


Figura 40: formas de onda para trabajo en los dos primeros cuadrantes

La intensidad de la corriente de salida que corresponde a la corriente de la inductancia está dada según el intervalo considerado por las siguientes expresiones:

Intervalo $0 < t < T_{ON}$:

$$i_0 = i_L = \frac{E-V}{R} + \left(I_{MIN} - \frac{E-V}{R} \right) e^{-t \frac{R}{L}} \quad (4.1)$$

Intervalo $T_{ON} < t < T$:

$$i_0^* = i_L = -\frac{V}{R} + \left(I_{MAX} + \frac{V}{R} \right) e^{-(t-T_{ON}) \frac{R}{L}} \quad (4.2)$$

Siendo V_0 la tensión la batería o del súper condensador, R la resistencia de la bobina, L su inductancia, E la tensión del bus continua, I_{MIN} y I_{MAX} los valores máximo y mínimo de la corriente en la inductancia [100].

En [101] se analiza otras topologías de convertidores electrónicos de potencia bidireccionales. Una de ellas explota nada más y nada menos la configuración del Buck-boost clásico en el cual en el lugar del diodo se ha empleado un IGBT para poder asegurar un funcionamiento reversible. Esta configuración tiene como particularidad de invertir la tensión de entrada. La segunda topología está constituida de una puesta en cascada de convertidores buck y boost. Aún que tiene como desventaja de gastar más semiconductores, este convertidor permite uso de inductor de menor tamaño que en el caso anterior.

4.4. Control del convertidor DC-DC bidireccional

El control del convertidor DC-DC bidireccional se hace de la misma manera que los convertidores electrónicos de potencia tradicionales con la particularidad de poder asegurar un buen funcionamiento en ambos sentidos de circulación de la energía.

La estrategia de control está basada en la modulación de ancho de pulso PWM. Para asegurar la dependencia entre las acciones a ejecutar con ciertos parámetros de salida, se requiere un sistema de realimentación hecho en modo tensión o en modo corriente.

La Figura 41 representa una etapa de potencia controlado en modo tensión. Se destacan respectivamente como ventaja de la facilidad de implementación y como desventaja, una respuesta transitoria muy lenta [102].

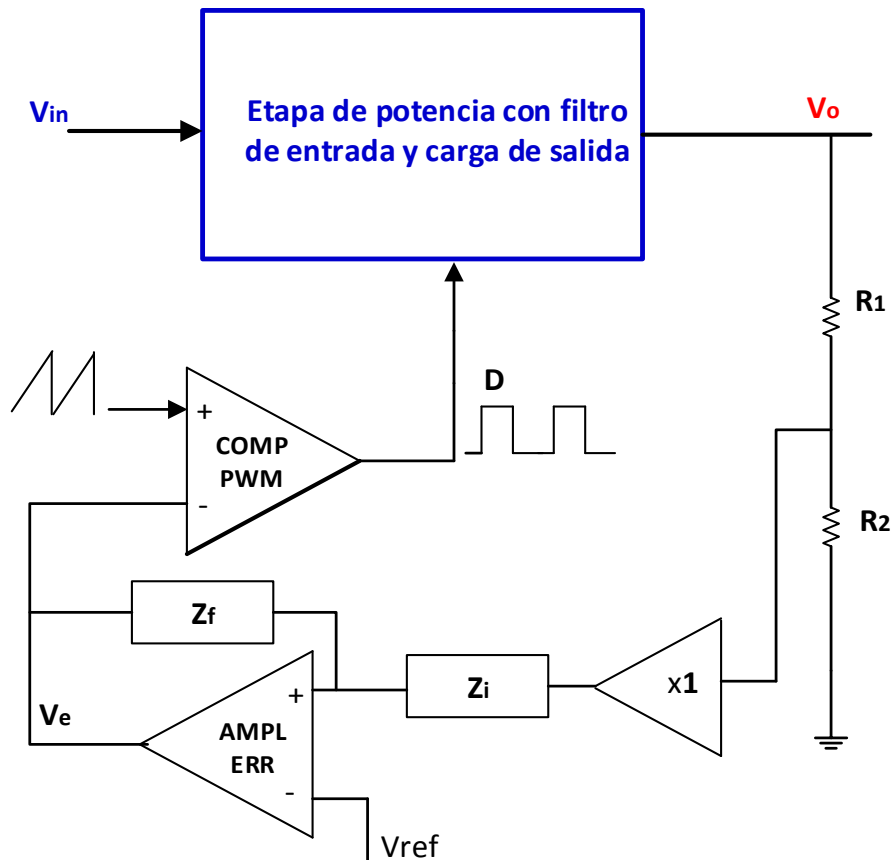


Figura 41: control modo tensión

El control modo corriente es más complejo a implementar debido a la presencia de dos lazos, uno de tensión y otro de corriente.

En caso del uso de un convertidor DC-DC bidireccional de la Figura 63, el control permite gestionar el cierre y la apertura de los interruptores S1 y S2 de manera complementaria, teniendo en cuenta los tiempos muertos que aseguran un funcionamiento fuera del estado que provocaría un corto de la fuente de entrada. Cabe recordar que teniendo un sistema de almacenamiento de tipo HESS batería-supercondensador, se aprovecha de las características de ambos componentes conectándolos al bus de continua mediante convertidores bidireccionales DC-DC sin aislamiento, uno por cada uno.

Según la aplicación en estudio, el proceso de diseño digital de la etapa de control se hace implementando el algoritmo de funcionamiento correspondiente a partir de un flujograma y mediante un programa.

El artículo [103] describe un ejemplo de proceso de implementación de un algoritmo de control aplicado a un sistema de energía híbrida conectado a la red y basado en prioridades de flujos de energía de diferentes fuentes: el aerogenerador, la batería, el supercondensador.

A demás de la estrategia de control basada en la modulación por anchura de pulsos, existen varias técnicas de control aplicables en el funcionamiento de los convertidores electrónicos de potencia. Dentro de ellas se puede destacar como más relevantes:

- Control modo de corriente de pico.
- Control por banda de histéresis.
- Control a modulación delta.
- Control One Cycle Control.

4.4.1. Control modo corriente de pico.

Bajo punto de vista del diseño, la diferencia entre el control modo corriente y modo tensión está en la producción de señal de la rampa de referencia. En el caso del control modo tensión, la rampa es externa respecto a la etapa de potencia mientras que es interna en el control modo corriente y corresponde a la corriente del inductor medida por medio de un sensor adecuado [104]. Este funcionamiento es válido tanto para el modo de conducción continua (CCM) que el modo de conducción discontinua (DCM).

El interruptor de salida se pone activo con el flanco del reloj y se desactiva cuando la tensión correspondiente a la corriente censada equivale al error de tensión. El uso del reloj tiene como consecuencia la generación de pulsos de conmutación con frecuencia fija. La Figura 42 presenta el esquema del control modo corriente de pico mientras que la Figura 43 presenta los gráficos correspondientes.

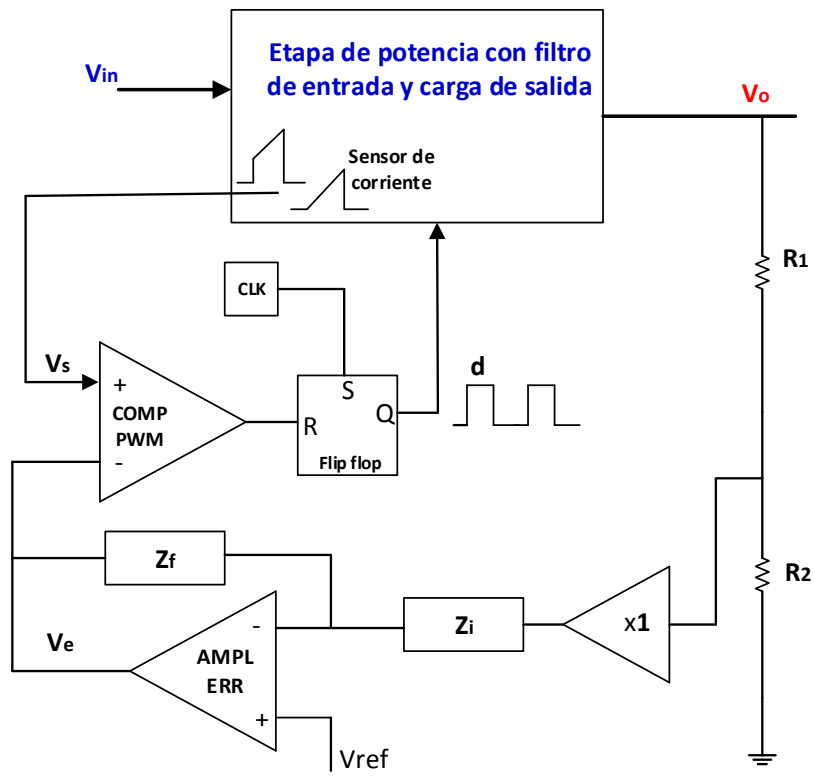


Figura 42: control modo corriente de pico

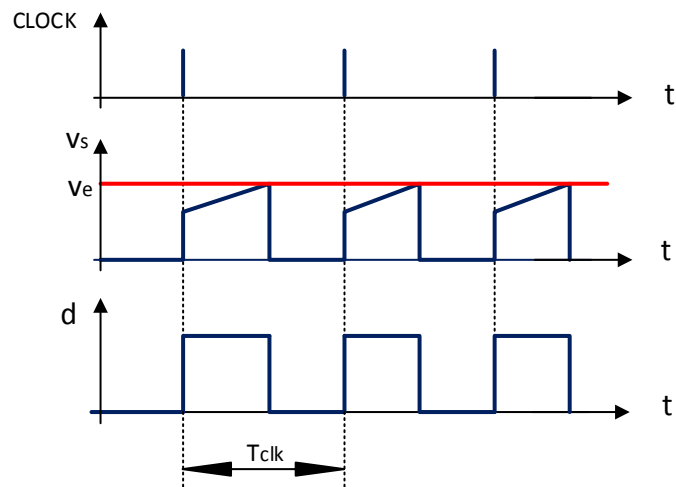


Figura 43: forma de ondas del control modo corriente de pico

La aportación del control modo corriente de pico se aprecia mejor analizando la respuesta transitoria del convertidor. Por comparación con el control modo tensión, a pesar de la complejidad de su implementación, el control modo corriente presenta la ventaja de tener una respuesta transitoria rápida que le concede la capacidad de seguir cualquiera variación de la corriente en tiempo real.

Otra ventaja de este tipo de control es la eliminación de la variación de la ganancia de bucle que se observa en el control modo tensión. Igualmente se consigue una limitación de corriente de pulso por pulso a un valor correspondiente a la señal de salida del amplificador de error.

A pesar de sus méritos frente al control modo tensión, el control modo corriente presenta algunas debilidades a la hora de su diseño. Dentro de ellas, podemos descartar siguientes:

- Un análisis complejo del circuito debido al hecho que los prototipos de los convertidores incluyen ambos bucles de realimentación.
- La inestabilidad del lazo de corriente a valores de ciclo de trabajo mayores a 0.5.
- La resonancia de la etapa de potencia puede producir ruidos en la etapa de control mediante el lazo de corriente que deriva la corriente del inductor.

Se consigue resolver el problema de inestabilidad del lazo interior asegurando un buen funcionamiento a todos los valores del ciclo de trabajo inyectando una corriente de compensación de la pendiente del dicho lazo [105].

4.4.2. Control de corriente por banda de histéresis fija.

Un control por banda de histéresis (B.H.) es un tipo de regulación de procesos que se utiliza para aplicaciones que admiten una variación de la magnitud controlada entre un valor máximo y otro mínimo. Este control es adecuado para procesos cuya magnitud a controlar tiene una dinámica lenta tales como el nivel, la presión, la temperatura, ... Tiene como ventaja de ser fácil de implementar y además robusto y económico [102].

En aplicaciones eléctricas, este tipo de control se utiliza en el control modo corriente y se incorpora en el lazo de corriente. Los artículos [106]–[109] relatan que su implementación está basada en el mantenimiento del valor de la corriente a través de la inductancia del convertidor de la Figura 39, variable entre dos valores extremos que limitan la banda de histéresis. De esta forma, se consigue un rastreo en tiempo real de la señal de referencia. Como se puede observar en la Figura 44, la implementación de esta lógica de control se consigue por medio de un comparador con entrada a dos valores de comparación y cuya salida genera señales de conmutación necesarias para los interruptores de la etapa de potencia del convertidor. Cuando la señal que circula en la inductancia alcanza el mayor valor de comparación, el comparador ordena un volteo a OFF de su señal de salida, lo que produce en el circuito de la etapa de potencia la

desmagnetización de la inductancia y, por lo tanto, la bajada de su corriente. De la misma forma, al alcanzar el valor límite inferior, el volteo se hace a ON y de nuevo se procesa la magnetización de la inductancia.

La Figura 45 corresponde al esquema de un convertidor electrónico de tipo chopper 2 cuadrante controlado por banda de histéresis fija y de frecuencia variable, mientras que Figura 46 representa la forma de las señales de entrada del comparador y de los pulsos en su salida que sirven para el control de los interruptores de la etapa de potencia.

Se comprueba que el tiempo necesario para provocar el cambio de estado de la señal de salida del comparador depende de la forma de la señal de referencia. La falta de control sobre el valor de la frecuencia de conmutación hace que el sistema corra peligro de provocar daños del material en caso de subida de la frecuencia de conmutación más allá del valor límite previsto por el fabricante de los semi conductores utilizados. Otra zona de funcionamiento peligrosa corresponde a ciclos de trabajo menores que el valor máximo entre el tiempo de subida y de bajada de la señal en el semiconductor, lo que generaría un corto y, por lo tanto, la destrucción de los semi conductores.

Teniendo en cuenta lo anterior, se puede afirmar que el carácter variable de frecuencia de la señal de salida constituye la mayor debilidad de esta técnica de control. Una manera de superar esta debilidad es proceder a otras formas de implementación tales como el control adaptativo de banda de histéresis o el control por banda de histéresis a frecuencia fija.

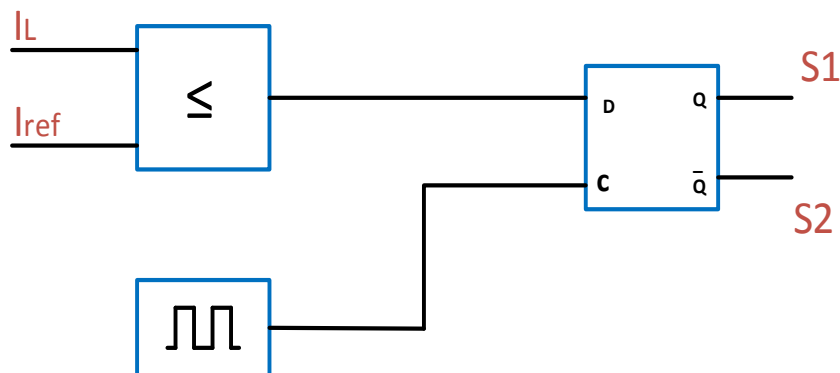


Figura 44: lazo de corriente del control por banda de histéresis con banda fija

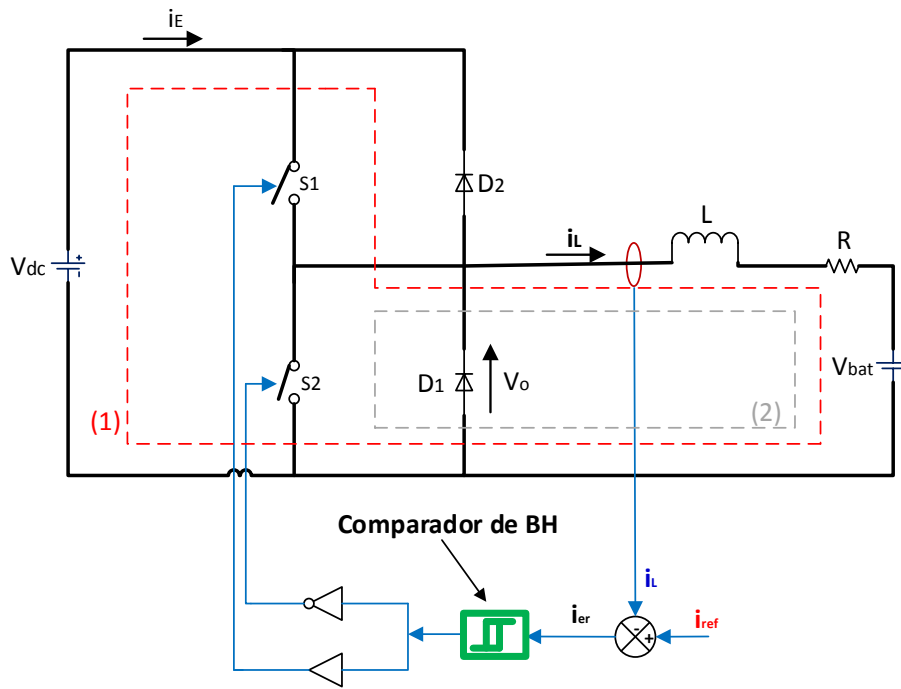


Figura 45: chopper 2 cuadrantes con control de corriente por B.H.

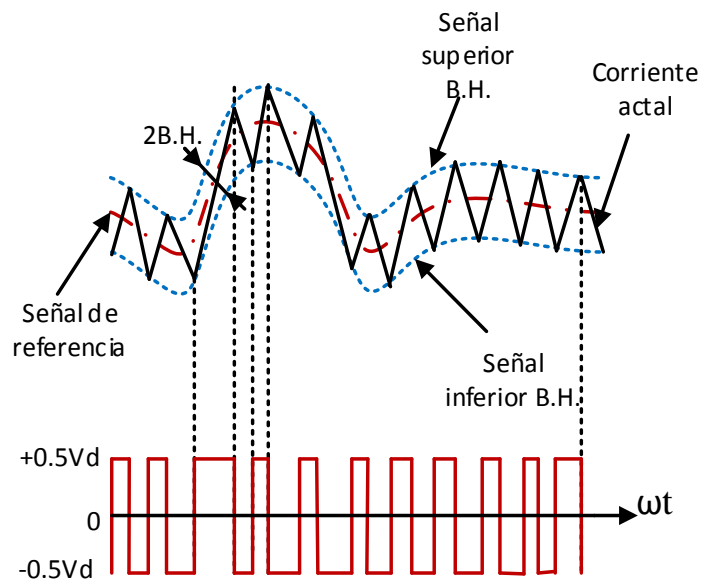


Figura 46: forma de las señales en un control por B.H.

En caso del uso de un convertidor electrónico con salida AC cuya señal de control es senoidal, se encuentran formas de banda de histéresis fija, senoidal, o mixta tal y como ilustrado por un compensador activo de desequilibrio en [110].

Desarrollo matemático BH-FV

Partiendo de la metodología adoptada para establecer las expresiones matemáticas de un control por banda de histéresis aplicado a un inversor monofásico conectado a la red [111], se puede conseguir las expresiones correspondientes considerando el mismo control aplicado a un convertidor chopper 2 cuadrantes.

Siendo este convertidor conectado de un lado al bus de continua de tensión V_{dc} y a la batería (o supercondensador) al otro lado. Asumiendo que L representa su inductancia, i_L y i_{ref} los valores de corriente medida y de referencia respectivamente tal como ilustrado en la Figura 45, nos planteamos de representar las expresiones matemáticas que derivan del funcionamiento del circuito. Cabe recordar que el convertidor tipo chopper 2 cuadrante funciona según el sentido de circulación de la corriente en la inductancia, que depende del signo de la corriente de referencia.

- Funcionamiento 1: carga de la batería

En la Figura 45, la circulación de la corriente (1) corresponde al interruptor S1 activo a ON con consecuencia de provocar la carga de la inductancia del convertidor, mientras que la circulación (2) de la corriente corresponde a su descarga a través del diodo D1.

Durante la fase de funcionamiento correspondiente a la circulación (1), la expresión de la tensión está dada por:

$$V_{dc} = L * \frac{di_L}{dt} + V_{bat} \quad (4.3)$$

La corriente medida en la inductancia i_L puede ser considerada como una suma de la corriente de referencia y del error i_{er} .

$$i_L = i_{ref} + i_{er} \quad (4.4)$$

Sustituyendo i_L por su expresión en la ecuación (4.3), se consigue:

$$V_{dc} = L * \frac{d(i_{ref} + i_{er1})}{dt} + V_{bat} \quad (4.5)$$

Teniendo en cuenta las condiciones dinámicas y agrupando los términos, se consigue la ecuación (4.6).

$$V_{dc} - V_{bat} = L * \frac{di_{er1}}{dt} \quad (4.6)$$

A partir de (4.6), se despeja la expresión del error generado por la perturbación como indicado en (4.7).

$$\frac{di_{er1}}{dt} = \frac{V_{dc} - V_{bat}}{L} \quad (4.7)$$

Este valor representa la pendiente de la corriente dentro de la banda de histéresis B.H. y corresponde a un intervalo de tiempo T_{ON} de interruptor S1, intervalo que se calcula tal como indicado en la ecuación (4.8).

$$T_{ON1} = \frac{L \cdot BH}{V_{dc} - V_{bat}} \quad (4.8)$$

De la misma manera, manteniendo S1 abierto, se consigue la descarga de la inductancia mediante el diodo D1 y durante el intervalo de tiempo T_{OFF} . A continuación, se representa las expresiones de la pendiente de la corriente de y el intervalo de tiempo correspondiente.

$$\frac{di_{er2}}{dt} = \frac{-V_{bat}}{L} \quad (4.9)$$

$$T_{OFF1} = \frac{L \cdot BH}{-V_{bat}} \quad (4.10)$$

Mediante la suma de las presiones (4.8) y (4.10), se evalúa el valor del periodo de conmutación tal como indicado en (4.11).

$$T_{s1} = T_{ON1} + T_{OFF1} = \frac{L \cdot BH \cdot (2V_{bat} - V_{dc})}{V_{bat} \cdot (V_{dc} - V_{bat})} \quad (4.11)$$

La frecuencia de conmutación correspondiente está dada por la ecuación:

$$f_{s1} = \frac{V_{bat}^2 - V_{bat} \cdot V_{dc}}{L \cdot BH \cdot (2 \cdot V_{bat} - V_{dc})} \quad (4.12)$$

- **Funcionamiento 2: descarga de la batería**

Analizando la misma Figura 45, se observa que la circulación de la corriente (2) corresponde al interruptor S2 activo a ON, mientras que la circulación de corriente (1) corresponde a la descarga de la inductancia a través del diodo D2.

En este modo de funcionamiento, se conmuta el interruptor S2 manteniendo S1 abierto, lo conduce la inductancia ya cargada a descargarse a través del diodo D2.

Cada vez que se cierra S2, la expresión de la tensión del sistema está dada por:

$$V_{bat} = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (4.13)$$

Sustituyendo en esta ecuación la expresión de la corriente medida tal como visto anteriormente, se consigue la ecuación (4.14):

$$V_{bat} = L * \frac{d(i_{ref} + i_{er})}{dt} \quad (4.14)$$

La simplificación debida a las condiciones dinámicas conduce a la ecuación (4.15).

$$V_{bat} = L * \frac{di_{er}}{dt} \quad (4.15)$$

Lo que produce una perturbación que se evalúa por:

$$\frac{di_{er3}}{dt} = \frac{V_{bat}}{L} \quad (4.16)$$

Durante el instante de no conducción de S2, el desarrollo simular lleva a una pendiente de corriente dada por:

$$\frac{di_{er4}}{dt} = \frac{V_{bat} - V_{dc}}{L} \quad (4.17)$$

Igual que en el modo de funcionamiento visto anteriormente, a partir de este valor aproximado a la pendiente de la corriente en la banda, se calculan los intervalos de tiempo de en correspondientes respectivamente a S2 en conducción (circulación 1) y D2 en conducción (circulación 2)

$$T_{ON2} = \frac{L * BH}{V_{bat}} \quad (4.18)$$

$$T_{OFF2} = \frac{L * BH}{V_{bat} - V_{dc}} \quad (4.19)$$

La suma de las ecuaciones (4.18) y (4.19) corresponde al periodo de conmutación T_s :

$$T_{s2} = T_{ON} + T_{OFF} = \frac{L * BH * (2V_{bat} - V_{dc})}{V_{bat} * (V_{bat} - V_{dc})} \quad (4.20)$$

Y se consigue de manera sencilla el valor de frecuencia correspondiente:

$$f_{s2} = \frac{V_{bat}^2 - V_{bat} * V_{dc}}{BH * L * (2V_{bat} - V_{dc})} \quad (4.21)$$

Siendo la banda mantenida fija, las expresiones (4.12) y (4.21) informan que para este tipo de control, el valor de la frecuencia de conmutación depende directamente de las variaciones de las tensiones aplicadas en ambos lados del convertidor bidireccional.

4.4.3. Control de corriente por modulación delta

El control a modulación delta se puede explicar respecto a la Figura 47. Su funcionamiento corresponde a cuantificar la diferencia entre muestras sucesivas de la señal de control. De Hecho, se utiliza un cuantificador formado por un comparador a histéresis de banda $2\Delta V$ mientras que el lazo de realimentación lleva un integrador [112].

En la Figura 48 se representan las formas de ondas del circuito, siendo v_u la señal de control, v_c la señal portadora y v_m la señal modulada. La señal de error ε , diferencia entre la señal de control y portadora está cuantificada sobre n bits generando una onda correspondiente a la señal modulada con dos niveles, uno bajo y otro alto.

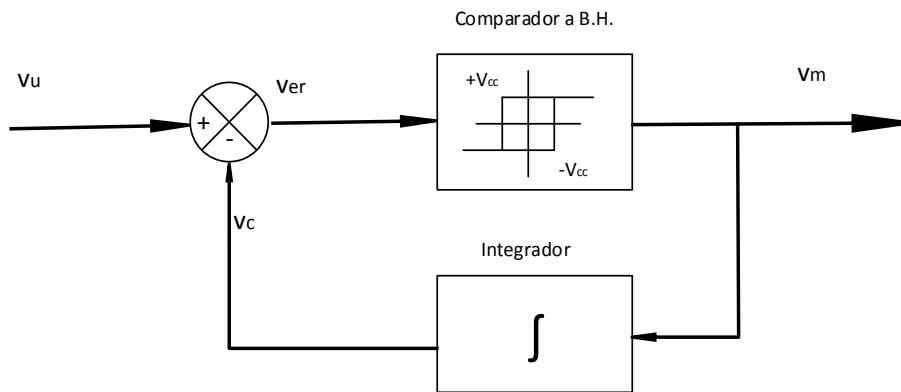


Figura 47: control a modulación delta

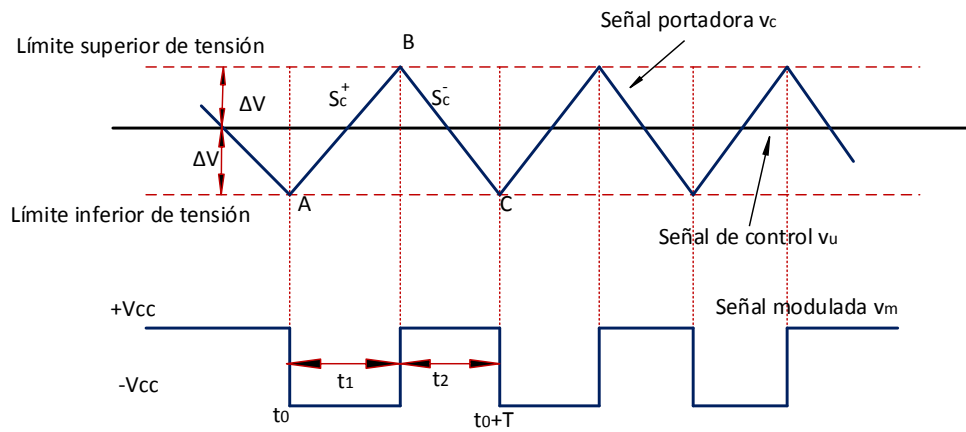


Figura 48: forma de ondas del modulador delta

El integrador se encarga de generar la señal portadora a partir del procesado del error cuantificado de la muestra anterior.

Un buen desarrollo de los parámetros permite calcular la frecuencia y el ciclo de trabajo.

$$f_{DM} = \frac{V_{cc}^2 - (\tau \cdot S_u)^2}{4\Delta V \cdot \tau \cdot V_{cc}} \quad (4.22)$$

$$d_{DM} = \frac{1}{2} * \left(1 - \frac{\tau \cdot S_u}{V_{cc}}\right) \quad (4.23)$$

Siendo τ la constante de tiempo del integrador, S_u la pendiente de la señal de control

$$S_u = \frac{dv_u}{dt} \quad (4.24)$$

En caso de convertidores dc-dc, la señal de control es constante, esto implica que S_u es nula. Las ecuaciones (4.22) y (4.23) se convierten en:

$$f_{DM,dc} = \frac{V_{cc}}{4 * \Delta V * \tau} \quad (4.25)$$

$$d_{DM,dc} = \frac{1}{2} \quad (4.26)$$

El ciclo de trabajo conseguido es constante, de hecho, este método no se puede utilizar para el control de un convertidor electrónico dc-dc cuyo necesita tener una posibilidad de variación de ciclo de trabajo.

Para superar este obstáculo, se ha propuesto en [112] un sistema de control por modulación delta en el cual la señal de entrada v_u forma parte de la señal de realimentación con consecuencia de ajustar la pendiente de integración del integrador. Este tipo de realimentación a partir de la señal de entrada se llama anticipada o “feedforward”. Los valores de frecuencia y del ciclo de trabajo correspondientes están representados respectivamente por las ecuaciones (4.27) y (4.28). Se puede observar la posibilidad de variación del ciclo de trabajo en un rango que va de cero a la unidad respecto a la señal de entrada v_u , esto tiene consecuencia de permitir el uso de este tipo de control para aplicaciones de conversión estática de energía continua-continua. También el hecho de tener un ciclo de trabajo independiente del factor tiempo facilita la implementación.

$$f_{DM,dc} = \frac{V_{cc}^2 - v_u^2}{4 * \Delta V * \tau * V_{cc}} \quad (4.27)$$

$$d_{DM,dc} = \frac{1}{2} + \frac{v_u}{2 * V_{cc}} \quad (4.28)$$

Este funcionamiento basado en el ajuste de la señal de control v_u para mantener un ciclo de trabajo adecuado tiene como repercusión sobre la frecuencia de funcionamiento que es por lo tanto variable.

La Figura 49 ilustra la lógica de implementación de un sistema de control de modulación delta con realimentación anticipada tal como descrito anteriormente.

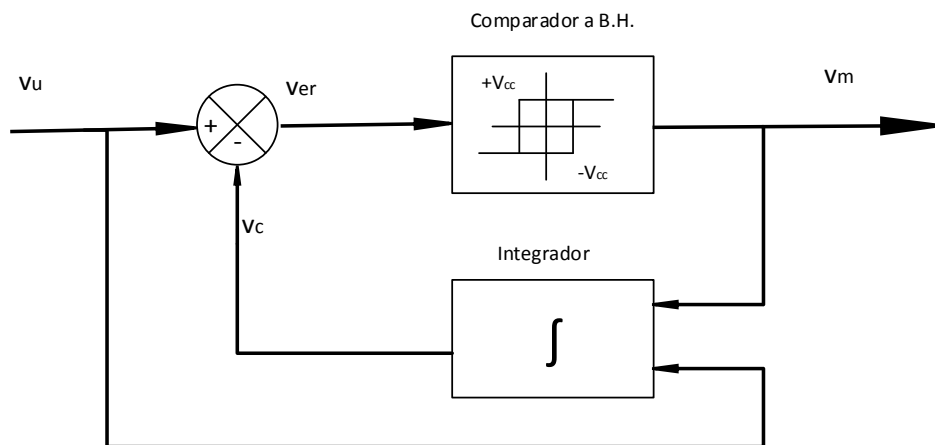


Figura 49: modulación delta con realimentación anticipada

Se ha simulado este tipo de control para regular la tensión de salida de un convertidor electrónico de potencia de tipo buck. Mediante esta simulación, se ha fijado la tensión de salida del convertidor a un valor de 150V a partir de una tensión de entrada de 200V. A demás, una vez la regulación hecha, provocado al cambio de la carga en caliente pasando de una resistencia de 5Ω

a otra equivalente a 2.5Ω por asociación en paralelo de una segunda resistencia idéntica. De esta forma, se ha podido apreciar la respuesta de este modo de control frente a cambios de carga.

Como se puede observar en la Figura 50, se ha ubicado el circuito en el lazo de corriente debido a que se trata de un control modo de corriente. Las formas de onda correspondiente a esta simulación aparecen representadas por las gráficas de la Figura 51.

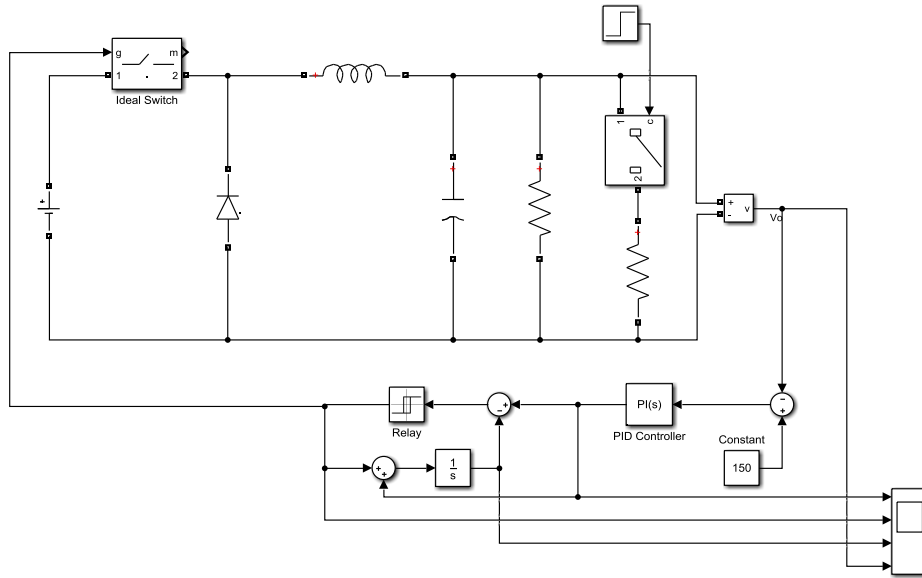


Figura 50: Control por modulación delta de un convertidor buck

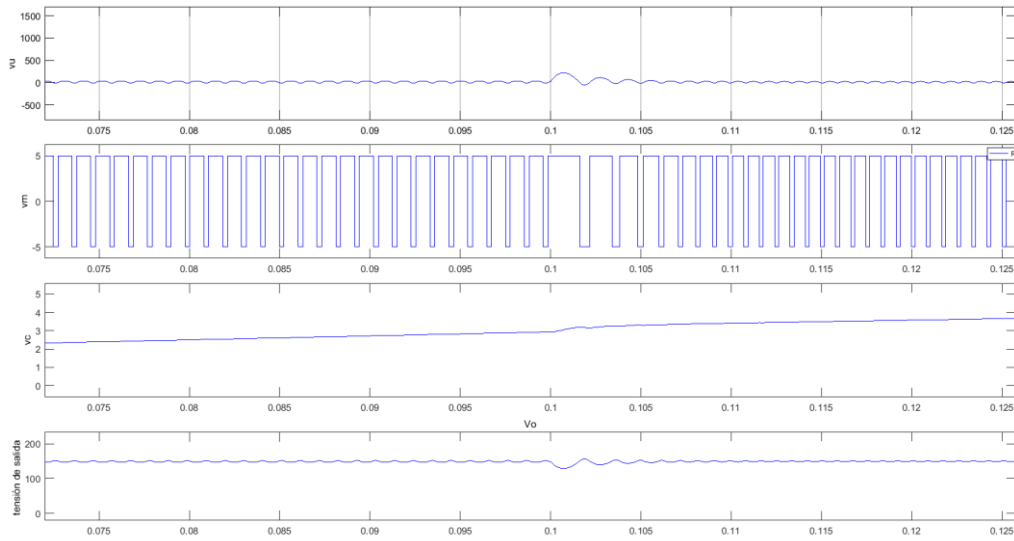


Figura 51: forma de onda de un control por modulación delta de un convertidor buck en función del tiempo

Cabe destacar que este tipo de control presenta como ventajas el hecho de ser fácil de implementar, pero también, la posibilidad de conseguir componentes armónicos de línea de baja amplitud mediante control directo. Sin embargo, presenta como desventajas su valor de señal fundamental de salida bajo y que la operación es asimétrica, [113].

4.4.4. One cycle control OCC

Es una técnica de control no lineal que permite regular la tensión de salida de un convertidor electrónico DC-DC [114]. En esta sección, se explica su implementación apoyándose al caso particular de control de un convertidor tipo Buck. Por una tensión de referencia constante, el principio de funcionamiento está basado en el mantenimiento de la tensión media del diodo constante. Mediante un integrador, se genera una rampa que se junta con la tensión de referencia para formar las señales de entrada de un módulo de comparación que genera en su salida, por medio de un biestable, la señal de conmutación del interruptor de la etapa de potencia. La Figura 52 ilustra el control OCC aplicado a un convertidor tipo Buck.

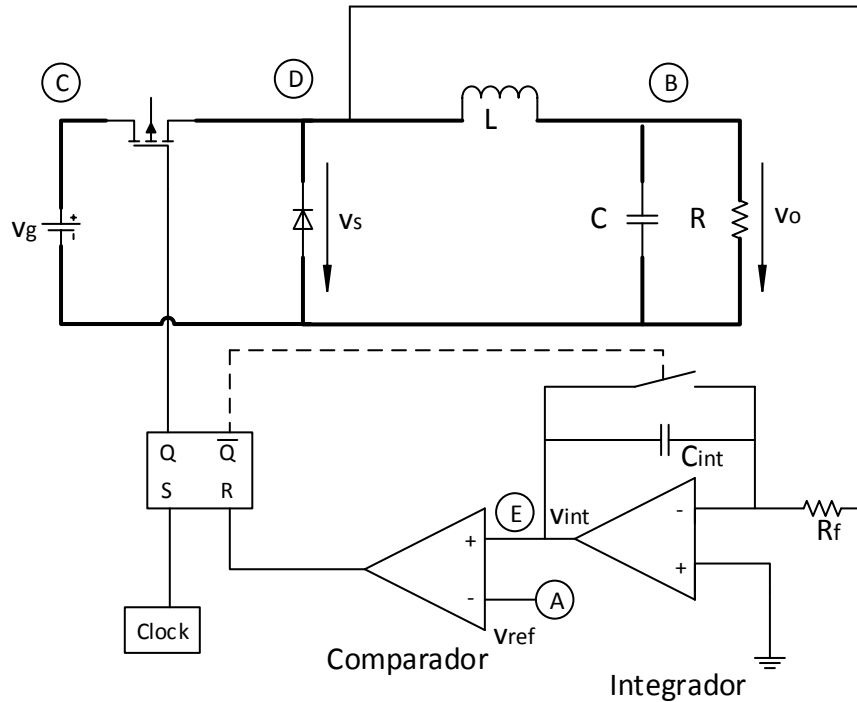


Figura 52: One cycle Control

$$\text{Ecuaciones: } v_0 = \frac{v_{ref}}{1 + \frac{L}{R}S + LCS^2} \quad (4.29)$$

Según la variación del valor de entrada del convertidor, el diodo en paralelo con la fuente de tensión de entrada recibe la misma variación de tensión en sus bornes cada vez que el interruptor de conmutación esté cerrado. Esto implica una variación de la pendiente de la rampa de salida del integrador con consecuencia de aumentar o reducir el ciclo de trabajo a la hora de su cruce con la tensión de referencia.

A la hora de cumplimiento de igualdad entre la señal de la rampa y el valor de referencia, la tensión cuadrada de control del interruptor pasa al nivel alto y vuelve al nivel bajo en el flanco de bajada de una señal de reloj de sincronización asociado al biestable. En esta segunda fase del ciclo se aprovecha de la salida complementada del biestable para resetear el integrador descargando su condensador.

En conclusión, se comprueba el buen funcionamiento del sistema variando la tensión de entrada o la tensión de referencia. En ambos casos se observa que la salida mantiene un valor de tensión correspondiente al valor de referencia respectando la ecuación (4.29). El cambio de la tensión de entrada conduce a un ajuste del tiempo de conducción del interruptor a partir del cambio de pendiente de la rampa en la salida del integrador mientras que el cambio de del valor de referencia mantiene la pendiente de la rampa con efecto de desplazar el punto de comparación que provoca el cambio de estado del interruptor.

Gracias al uso del reloj en el sistema, se consigue un funcionamiento con frecuencia de conmutación constante.

A continuación, se muestra en la Figura 53 el esquema simulado correspondiente a un convertidor Buck de tensión de entrada 7V, de inductancia 1 mH, de capacidad del condensador 680 μ F y que mediante un control OCC, se consigue mantener la tensión de salida a 5V.

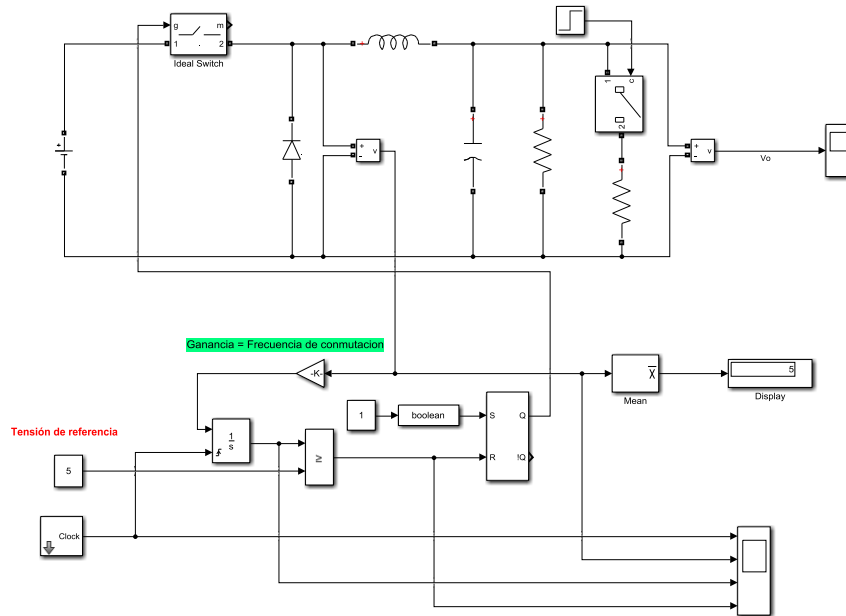


Figura 53: Esquema de simulación del convertidor Buck con control OCC

En la Figura 54 se ilustran las gráficas correspondientes respectivamente a la señal de reloj, la tensión en los bornes del diodo, la tensión de salida del integrador y la señal de control del interruptor. En cuanto a la Figura 55 se procede a la representación de la forma de onda de la

tensión de salida realizando al mismo tiempo la visualización de la dinámica de la señal frente a subida instantánea de la carga.

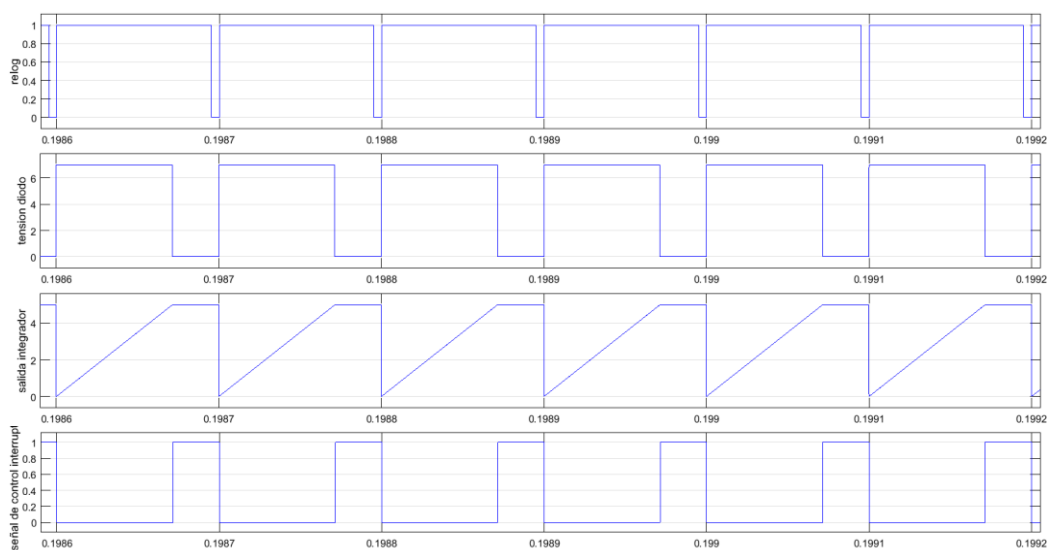


Figura 54: forma de ondas en un control OCC en función del tiempo

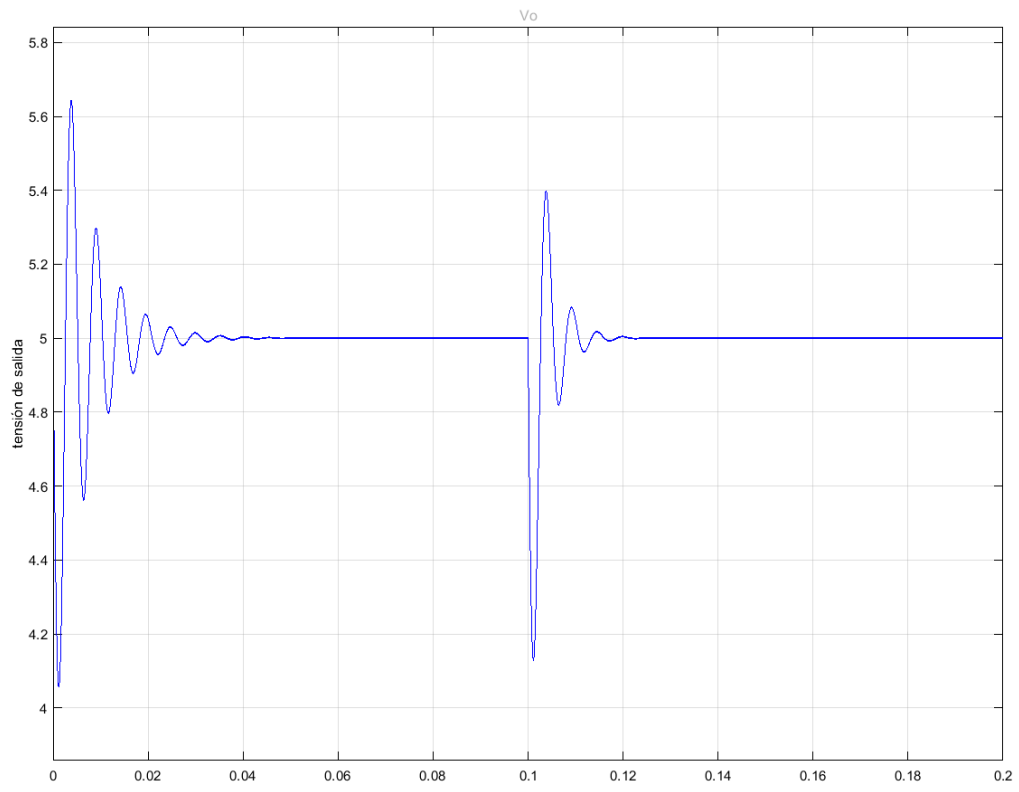


Figura 55: Tensión de salida en función del tiempo

4.5. Convertidor DC-AC (INVERSOR)

Los inversores son dispositivos de la electrónica de potencia que permiten pasar a partir de una tensión eléctrica continua a tensión alterna con la posibilidad de ajustar el valor de frecuencia y la magnitud de la tensión de salida.

Resultó importante disponer de este tipo de dispositivos electrónicos por las diferentes aplicaciones industriales en las cuales intervienen teniendo un papel muy importante. Dentro de ellas, podemos destacar: los sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI) que se utilizan para la protección de los equipos frente a cortos o apagones de las fuentes tradicionales, en sistemas de generación autónoma a partir de elementos de almacenamientos o de energías renovables generalmente eólicos y fotovoltaicos, sistemas de inyección de energía eléctrica de origen eólico o fotovoltaico en la red, mejora de la calidad de la red compensando tanto los armónicos que la energía reactiva, en variadores de velocidad que sirven para el control de motores.

Según el número de ramas de los semiconductores y la utilización, se encuentran en el mercado convertidores monofásicos y trifásicos que se conectan directamente a una carga o a una red de número de fases correspondiente.

Una clasificación de los inversores según la técnica de modulación utilizada permite destacar:

- Un inversor a onda cuadrada con ventaja de permitir el control de la frecuencia de la tensión de salida, pero no de su magnitud, tampoco de su espectro armónico.
- Un inversor con desplazamiento de fase que además de facilitar el control de la frecuencia de la tensión de salida, permite también controlar su magnitud. Tiene como desventaja de no permitir el control sobre el espectro armónico.
- Un inversor con cancelación de armónico permite a la vez controlar la frecuencia, la magnitud y el control de ciertos armónicos de la tensión de salida.
- Un inversor a modulación PWM: igual que el precedente, asegura un control de la frecuencia y de la magnitud de la tensión y permite mejorar el espectro armónico.
- Inversor a modulación SPWM bipolar o monopolar, permite un control simultanea de la frecuencia, del valor eficaz y del espectro magnético de la tensión de salida.
- Inversor a modulación por banda de histéresis: robusto, ha sido utilizado para el control de funcionamiento del inversor conectado al bus de continua para suministrar la carga en energía. Su implementación y sus características se desarrollan en esta tesis.

Se cualifica de mejor método de modulación, el que permita la variación de la tensión de salida, por lo tanto, el que ofrece la posibilidad de controlarla en función de variaciones de los parámetros de entrada o de la carga. Además, deberá permitir la mejora del espectro armónico de la tensión de salida respecto al del control de onda cuadrada.

Se recuerda que el espectro armónico es una representación frecuencial de todas las componentes continua y senoidales contenidas en una señal periódica, conseguida aplicándola la operación de descomposición en serie de Fourier.

Siendo $v(t) = v * (t + T)$ una señal periódica de salida de un inversor, $\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f$ la pulsación, la descomposición en serie de Fourier se desarrolla por la ecuación (4.29).

$$v(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n * \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (4.29)$$

Siendo:

$$V_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \varphi_n = \arctg\left(\frac{a_n}{b_n}\right) \quad (4.30)$$

a_n , b_n y V_0 se calculan de la siguiente manera:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(\omega t) * \cos(n\omega t) * d\omega t \quad (4.31)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(\omega t) * \sen(n\omega t) * d\omega t \quad (4.32)$$

$$V_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) * dt \quad (4.33)$$

Según el valor afectado al índice n , se consigue la componente continua ($n = 0$), la componente fundamental ($n = 1$), los armónicos ($n = 2, 3, \dots$).

En caso de cumplimiento de las condiciones de simetría, se procede a siguientes simplificaciones:

onda impar: $a_0 = 0$, $a_n = 0$;

onda alterna: $a_0 = 0$, $a_n \text{ pares} = 0$, $b_n \text{ pares} = 0$.

Dado de lo anterior, la señal de salida de un inversor con control de onda cuadrada y bidireccional (señal impar y alternada) de la Figura 56 se calcula de siguiente manera:

$$v(t) = \sum_{n=1,3,5,7,\dots}^{\infty} b_n * \sin(n\omega t) \quad (4.34)$$

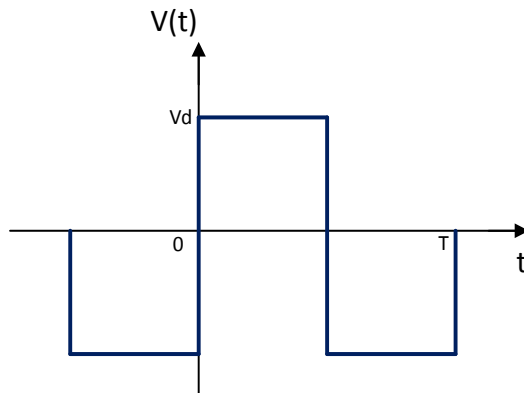


Figura 56: onda cuadrada

En la Figura 57, se representa una descomposición de Fourier de la onda cuadrada aproximada. Conviene observar que la frecuencia de la componente fundamental corresponde a la señal de mismo valor de frecuencia que la onda cuadrada y que a medida que va subiendo el rango del armónico impar, baja el valor de la magnitud correspondiente.

También se puede visualizar esta situación en el dominio frecuencial tal como ilustrado en la Figura 58, siendo la resolución del eje de abscisas equivalente a 50Hz.

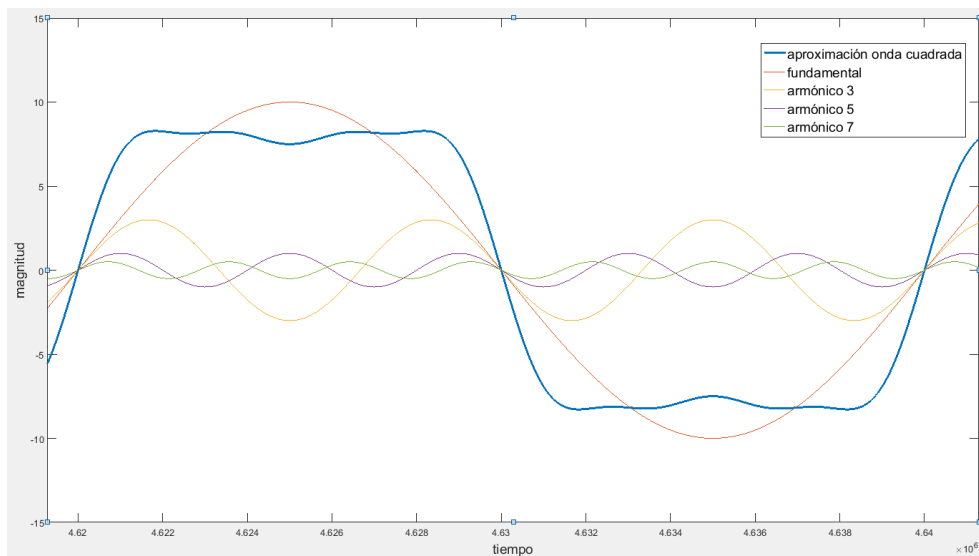


Figura 57: descomposición de onda aproximadamente cuadrada

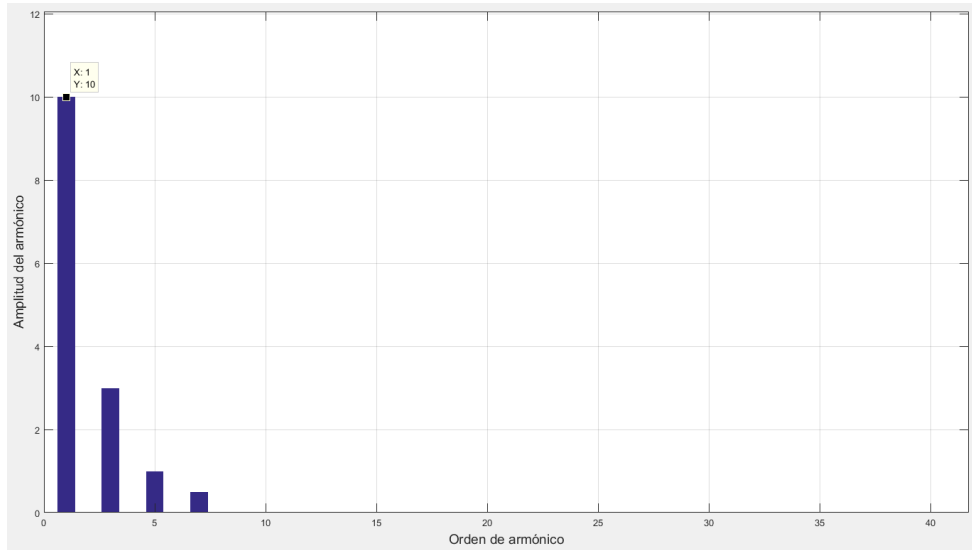


Figura 58: representación espectral de una onda cuadrada aproximada

La Figura 59 un ejemplo de etapa de potencia de un inversor trifásico a modulación PWM con pulso único, de tres ramas y seis interruptores (MOSFETs, tiristores, transistores bipolares, IGBT, ...) y los diagramas de tensiones entre fases de salida correspondientes, [115].

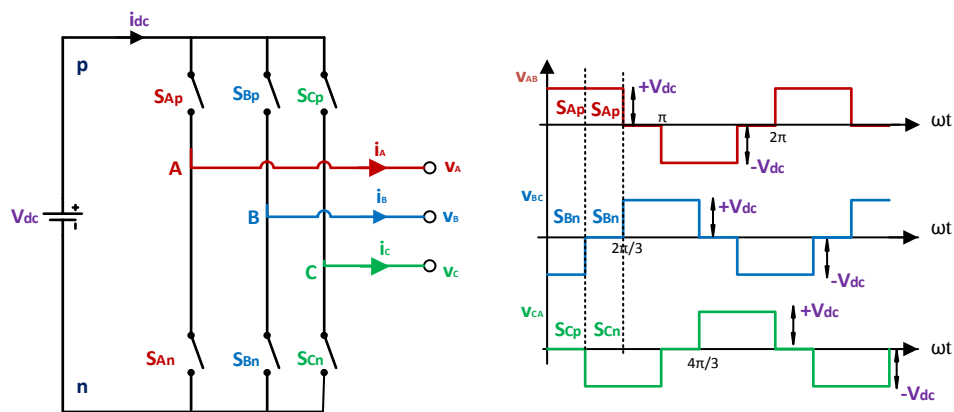


Figura 59: inversor trifásico a modulación PWM con pulso único

Este tipo convertidor no es objeto de esta tesis.

SISTEMA PROPUESTO EN LA TESIS

5.1. Introducción

En el presente trabajo, se propone diseñar un sistema de almacenamiento de energía y de mejora de la estabilidad de la tensión del bus de continua para una instalación de generación de energía de origen eólico. Como se mencionó anteriormente, debido al comportamiento variable del viento, resulta necesario asociar a la cadena de transformación de energía un sistema de almacenamiento que sirva de apoyo energético, pero también un sistema de limitación de la velocidad de giro del aerogenerador. De esta forma se evitan los riesgos como consecuencia de un incremento excesivo de la velocidad del rotor del aerogenerador. En este capítulo se establecen las especificaciones y requerimientos del sistema propuesto para a continuación realizar el análisis y diseño del mismo. La Figura 60 presenta de manera resumida la topología propuesta y la estrategia adoptada para poder lograr los objetivos requeridos.

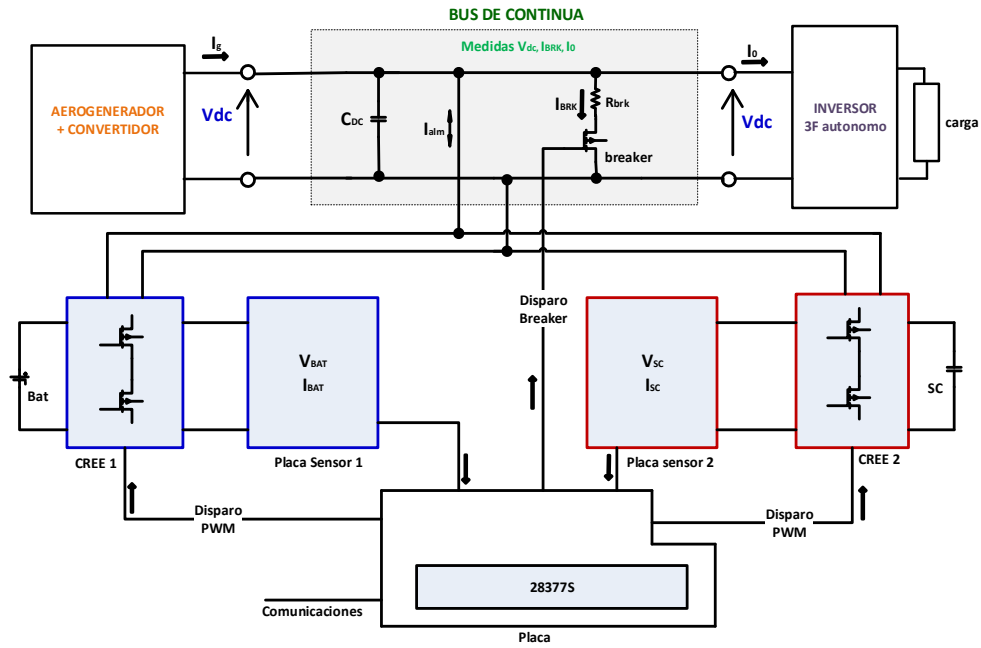


Figura 60: Esquema de la estrategia propuesta

5.2. Requerimientos del sistema

A partir de un aerogenerador de potencia de salida máxima P_g y de tensión eficaz U , se consigue el valor correspondiente a la tensión del bus de continua V_{dc} tras una rectificación trifásica no controlada. Esta energía se envía directamente a la carga constituida por un inversor trifásico autónomo, consumiendo una potencia P_0 a corriente I_0 . El flujo de energía incluye la circulación en los elementos de almacenamiento y también la parte de disipación en la resistencia del breaker.

Según el balance energético, se plantea varios casos de funcionamiento:

- 1- Cuando la producción de potencia corresponde al consumo, toda la potencia del aerogenerador se transmite a la carga.
- 2- En caso de que la producción sea mayor que el consumo, la energía de sobra se almacena;
- 3- Cuando los elementos de almacenamiento están bien cargados, la producción suplementaria se disipa por el breaker.
- 4- Por último, una vez que la potencia a nivel del aerogenerador sea menor que el valor de consumo de la carga, el sistema de almacenamiento se encarga del suministro en energía de la carga hasta el agotamiento.

Para esta tesis, se ha utilizado como generador, la máquina síncrona a imanes permanentes disponible en el laboratorio cuyas características se destacan a continuación: modelo Inclín-3000, potencia $P_g = 3000 W$, tensión entre fases $U_G = 120V$, resistencia en caliente por fase de la máquina $r = 0,335\Omega$, la inductancia síncrona de inducido $L_s = 5,94mH$. Teniendo el entrehierro constante, las reactancias transversales y longitudinales están prácticamente iguales con valores respectivos iguales a $L_{Ed} = 5,6mH$ y $L_{Eq} = 6mH$. La máquina tiene un número de pares de polos $pp = 8$, una relación de la fuerza contra electromotriz y frecuencia en vacío dada por fase por $1,492 V/Hz$.

Igual que en [116], la tensión del bus corresponde a la tensión media conseguida en la salida del rectificador trifásico de onda completa y pasivo se calcula de siguiente manera:

$$V_{dc} = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} U_G = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_G = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} * 120 = 162V \quad (5.1)$$

Otros datos interesantes de saber para esta tesis son: la potencia de consumida por la carga $P_0 = 2000W$ que podría ser constituida por una estación repetidora de telecomunicación. Siendo la autonomía de la batería de almacenamiento elegida de 12 horas a esta misma potencia, mientras que es de 1 à 2 segundos para el super condensador que sirve para corregir el rizado de la tensión del bus.

5.3. Principio de funcionamiento

5.3.1. aerogenerador

Como se explicó en el capítulo 2, el aerogenerador es un componente clave en la cadena de transformación debido a su función de convertir la energía del viento en energía eléctrica alterna y trifásica. Está constituido por un molino de viento que permite capturar la energía cinética del viento por medio de sus palas y convertirla en energía mecánica de rotación de su eje. Con el objetivo de aprovechar hasta valores reducidos de velocidad del viento, esta potencia mecánica se transmite al generador de tipo máquina síncrona a imanes permanentes mediante un multiplicador de velocidad. De esta forma se consigue en la salida del generador, una potencia eléctrica alterna cuyos parámetros tales como la magnitud, la tensión y la frecuencia dependen de la velocidad del viento.

5.3.2. Rectificador pasivo (Convertidor AC-DC)

Dada la variabilidad del viento capturado por las palas del aerogenerador, la señal eléctrica de salida disponible para asegurar el suministro energético a la carga tiene características eléctricas no estables. A este nivel del sistema, desarrollar un método de control podría ser tedioso y

complejo dada la cantidad de parámetros eléctricos inestables. Por lo tanto, resulta importante desarrollar una estrategia que permita contornar este problema.

El método adoptado ha sido de convertir esta energía alterna en continua, reduciendo de esta forma el número de parámetros eléctricos a controlar al único valor de tensión.

Un puente rectificador trifásico pasivo se revela ser bien adaptado para realizar esta transformación deseada. Para reducir ondulaciones tensión de salida del rectificador, un condensador de mayor capacidad ha sido empleado a su salida para filtrar la componente alta frecuencia.

Esta etapa de la instalación se llama “bus de continua” y de la misma manera, el condensador se denomina “condensador del bus de continua”.

Aún que no sean requeridos en la realización de esta tesis, conviene señalar que existen otros tipos de rectificadores que resultan ser adecuados para aplicaciones específicas. Entre ellos se destacan de un lado, los rectificadores semi-controlados que permite conseguir un cambio del valor medio de la tensión de salida mediante un ajuste del ángulo de disparo de los tiristores. Del otro lado, se encuentran rectificadores controlados o activos que además de la función de conversión de una tensión alterna en continua permiten subir su valor medio y mejorar el factor de potencia de la carga conectada. Según la tecnología empleada, se destacan los rectificadores activos a puente completo y los rectificadores Vienna. Estos últimos tiene como ventaja de gastar tres interruptores en lugar de 6 con consecuencia de reducir el estrés de tensión de bloqueo [117], [118].

5.3.3. Inversor trifásico con carga aislada.

Se ha conectado al bus de continua una carga en la cual se realiza el consumo final de la energía producida. Dicha carga está formada por un inversor trifásico que permite a partir de una tensión eléctrica continua y bien estabilizada, generar un sistema de tensiones alternas necesario para el suministro hacia un sistema trifásico aislado de la red.

En la Figura 61, se encuentra el esquema correspondiente a este tipo de carga, cuya corriente de referencia han sido generada a partir de un regulador de estabilización de la tensión del bus de continua.

El filtro paso bajo en la salida del inversor permite eliminar los armónicos de la señal así mismo asegurando la transferencia energética de magnitud de corriente bastante senoidal que corresponde a la señal fundamental.

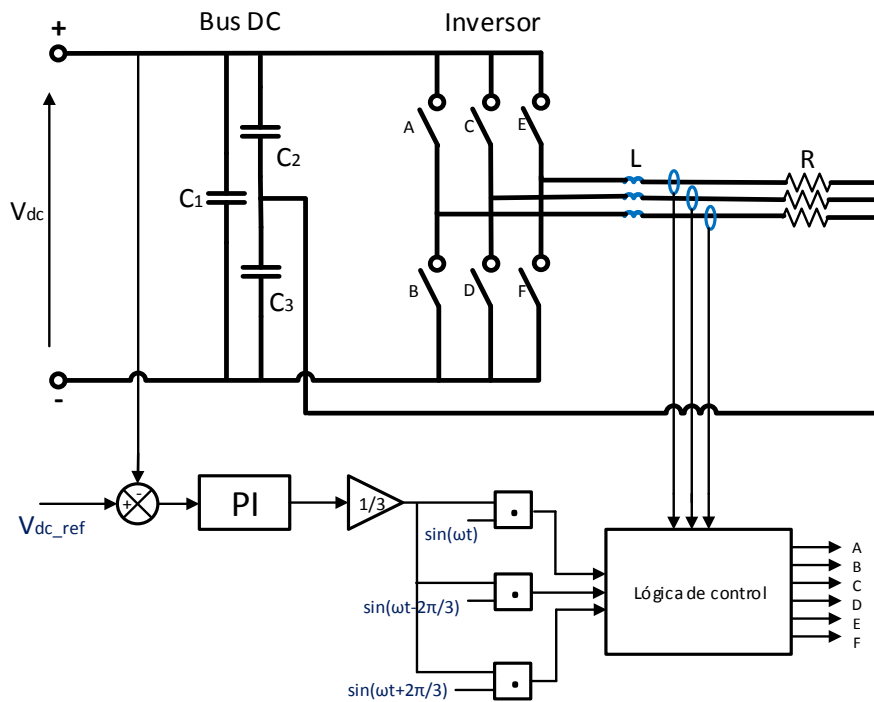


Figura 61: Inversor trifásico con carga RL.

5.3.4. Sistema de almacenamiento

Dado que la dinámica del viento se caracteriza por variaciones importantes, se ha establecido un sistema que sirva para acumular toda la energía sobrante durante el funcionamiento dentro del rango de velocidad del viento admisible. De hecho, resultó interesante disponer de un conjunto de almacenamiento directamente conectado al bus de continua para proceder a la inyectarla de potencia previamente almacenada hacia la carga durante tiempos de la bajada de velocidad por debajo del valor mínimo.

Este sistema de almacenamiento está compuesto de una etapa de potencia conectada directamente en paralelo con el bus de continua y una etapa de control que se encarga de regular el funcionamiento.

Etapa de potencia

La etapa de potencia del sistema de almacenamiento está constituida por dos convertidores electrónicos bidireccionales en configuración chopper, conectados de un lado al bus de continua

y del otro lado a los elementos de almacenamiento que son respectivamente la batería y el supercondensador. Según el sentido de la corriente en estos convertidores, se consigue la carga o la descarga de los elementos de almacenamiento Figura 62.

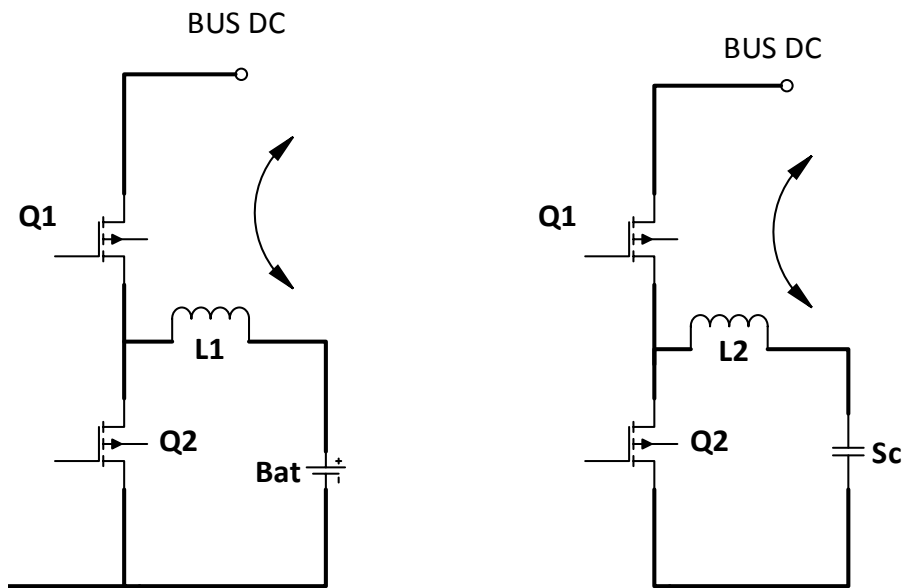


Figura 62: Convertidores DC-DC bidireccionales

Dependiendo de la perturbación del viento y de la carga, la estabilización de la tensión a nivel del bus de continua se consigue haciendo carga o descarga del supercondensador y de la batería, de manera simultánea o separada mitigando así mismo, ambas dinámicas lenta y rápida que podrían aparecer.

La toma de decisión sobre el modo funcionamiento de los convertidores está proporcionada por las señales de salida del circuito de control. Esta señal actúa directamente sobre los interruptores a semi conductor de dichos convertidores.

Sistema de control propuesto

- Introducción

La etapa de control aplicado al sistema de almacenamiento, correspondiente al control de convertidores bidireccionales DC-DC, ha sido implementada partiendo de [10] mejorando el lazo de corriente que está formado por un control por banda de histéresis de frecuencia fija. De esta forma, se corrigen las desventajas que aparecen cuando se emplea un modo de control de banda de histéresis de frecuencia variable.

En la Figura 63 se observa que a partir del cálculo del error entre la tensión del bus de continua y la tensión de referencia, se genera la corriente de referencia mediante un regulador PI. La señal de la acción de control así conseguida corresponde a la corriente de referencia y se descompone empleando un filtro paso bajo en sus componentes de alta y baja frecuencia. La baja frecuencia resultante sirve de señal de referencia para el lazo de corriente del circuito de control de la batería (tiempo de respuesta lento). La alta frecuencia se emplea como referencia para el circuito de control de corriente del supercondensador (tiempo de respuesta rápido).

La frecuencia de corte del filtro paso bajo ha sido fijada ($f_0 = 100\text{Hz}$), la que corresponde a la dinámica lenta de la batería. El control del supercondensador se encarga de gestionar las variaciones de alta frecuencia de la corriente de referencia.

Para evitar oscilaciones, el ajuste de los reguladores PI tiene en cuenta la etapa de potencia del supercondensador.

En cada uno de los lazos de corriente, se encuentra un regulador PI que tiene en su entrada el error resultante de la diferencia entre corrientes de referencia y la medida en la inductancia del convertidor correspondiente. Las salidas de dichos PI constituyen las señales de comparación respectivas de los moduladores de anchura de pulsos PWM que proporcionan las señales de conmutación de las etapas de potencias de los convertidores.

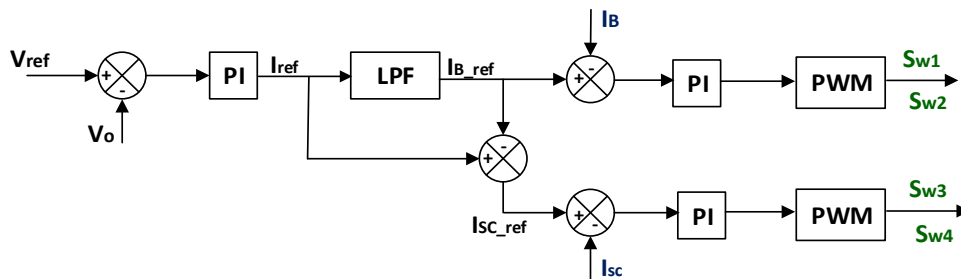


Figura 63: control de convertidores DC-DC bidireccionales de un HESS

La Figura 64 representa el lazo de corriente de un control por banda de histéresis a frecuencia fija.

La implementación del control del sistema de almacenamiento se realizaría empleando un procesador digital de señal (DSC). Dicho procesador se encargaría de gestionar el control de la limitación de la velocidad de giro del aerogenerador (freno eólico). Como se explicará en el apartado 5.4.

Entonces, su función es de realizar el procesamiento matemático de sus señales de entrada colectadas por medio de sensores de magnitudes físicas y luego generar señales de salida para control, tras ejecución de programas basados en algoritmos especializados.

- **Control propuesto: modo corriente por banda de histéresis de frecuencia fija**

El objetivo principal a la hora de la implementación de este tipo de control es lograr estabilizar la tensión del bus de continua. Esto se consigue manteniendo los valores de corrientes en las inductancias de los convertidores DC-DC bidireccionales dependientes de las corrientes de referencia respectivas.

El método de diseño desarrollado en este apartado mejora las prestaciones del lazo de corriente de un comparador de banda de histéresis de frecuencia variable. En la Figura 64 se representa el sistema de regulación de corriente propuesto, el cual está basado en la implementación de un control de corriente por banda de histéresis de frecuencia fija aplicado a convertidores DC/DC.

El control modo corriente propuesto generara las señales de conmutación complementarias a una frecuencia de conmutación fija y limitada de 20kHz por la frecuencia de conmutación máxima de los transistores de potencia. El funcionamiento se basa en el empleo de dos ciclos de trabajo fijos y complementarios. Se ha adoptado un valor igual a 10% del periodo de conmutación para el menor ciclo de trabajo, mientras que el mayor ha sido fijado al 90% del mismo.

Se establece el menor ciclo de trabajo al 10% del periodo, ($5\mu s$) teniendo en cuenta los tiempos conmutación de los transistores de potencia. El ciclo de trabajo tiene que ser mayor que el valor máximo entre los dichos tiempos para que el sistema pueda conmutar.

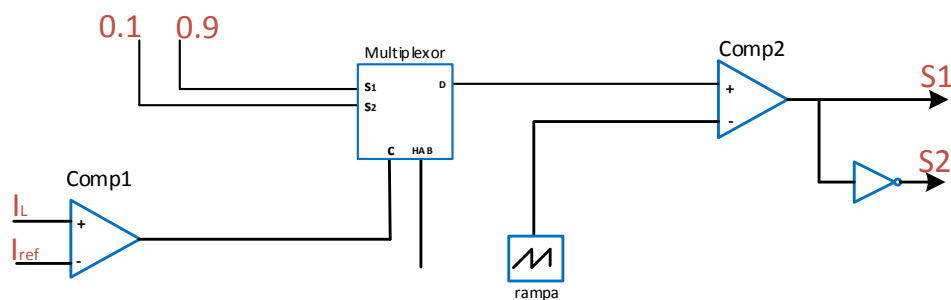


Figura 64: lazo de corriente con control por BH-FF

El diseño de este modo de control ha sido realizado como se describe a continuación. A partir de las componentes baja y alta frecuencia de la corriente de referencia, se procede a una comparación con valores de las corrientes medidas en las inductancias de los convertidores a los cuales están conectados respectivamente la batería y el supercondensador. Según el signo del resultado de la comparación, la señal generada a la salida de un modulador de PWM tendrá respectivamente un ciclo de trabajo de 0,9 y 0,1. De esta forma se consigue por cada uno de los 2 convertidores choppers 2 cuadrantes, una señal de control del interruptor de nivel superior mientras que el valor complementado de la misma se encarga del interruptor de nivel bajo.

Tal como se ilustra en la Figura 65, los procesos de carga y de descarga de la inductancia necesitan un número de ciclos de conmutación para que la corriente alcance el valor de referencia. Una vez esto cumplido, el proceso sigue hasta que se haya transcurrido el tiempo de conducción previsto por el ciclo en ejecución antes de proceder al cambio de ciclo de trabajo. Debido a que la igualdad entre la corriente medida y la corriente de referencia podría producirse en cualquier instante del último ciclo de carga o de descarga, este tipo de control tiene un ancho de banda de histéresis variable. El régimen estacionario se produce cuando, una vez alcanzado el valor de referencia de corriente, el control aplica sucesivamente ciclo de trabajo complementario al convertidor de forma que se cambia el régimen de funcionamiento de la bobina de carga extendida en tiempo, a carga en poco tiempo y viceversa.

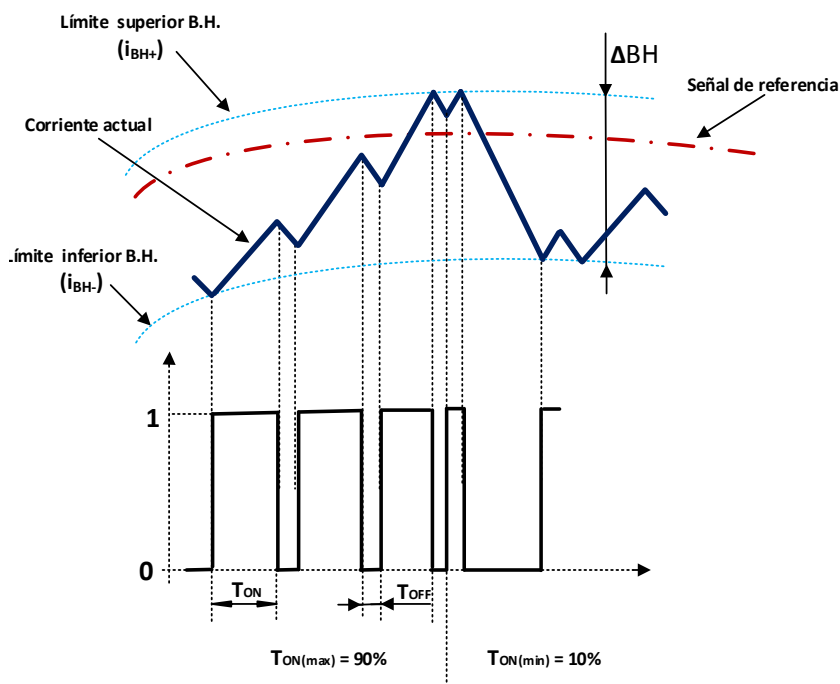


Figura 65: señales control por BH-FF

Desarrollo matemático BH-FF

Igual que se hizo en el control por banda de histéresis con frecuencia variable del convertidor chopper de dos en el apartado (4.4.2), se desarrolla las expresiones matemáticas correspondientes a este tipo de control. Como visto en dicho apartado, se ha podido calcular la expresión matemática del rizado correspondiente a la banda de histéresis fija, pero también de la frecuencia de conmutación correspondiente. Sin embargo, el objetivo perseguido en este apartado es llegar a conseguir un modelo matemático de variación de la banda, deducir su valor máximo ΔBH que equivale al rizado máximo, dato que interviene en el diseño de los semi conductores de conmutación.

A partir de las expresiones de las pendientes de corriente en la inductancia, definidas respectivamente en (4.7) y (4.9), correspondientes a los intervalos de conducción y de bloqueo del interruptor S1, se desea calcular el número de ciclos de conmutación k necesarios para que la señal alcance la referencia como ilustrado en Figura 65.

Mediante el valor de la constante k , se deduce la expresión de la variación de la banda (ΔBH) de siguiente manera:

$$\Delta BH = \left[k * \left(\frac{di_{er1}}{dt} * T_{ON1} \right) + (k - 1) * \left(\frac{di_{er2}}{dt} * T_{OFF1} \right) \right]$$

Remplazando las pendientes por sus expresiones respectivas, se consigue la expresión (5.2) como sigue:

$$\Delta BH = \left[k * \left(\frac{V_{dc} - V_{bat}}{L} * T_{ON1} \right) + (k - 1) * \left(\frac{-V_{bat}}{L} * T_{OFF1} \right) \right] \quad (5.2)$$

La aproximación hecha en (5.3) supone que la igualdad entre las corrientes de referencia y de circulación en la inductancia del convertidor se produce en la parte inferior del último ciclo.

$$\Delta BH - (i_{ref} - I_{BH-}) = \left(\frac{(V_{dc} - V_{bat}) * T_{ON1}}{L} \right) \quad (5.3)$$

A continuación, se procede a la resolución del sistema formado por ecuaciones (5.2) y (5.3).

$$k * \left(\frac{V_{dc} - V_{bat}}{L} * T_{ON1} \right) + (k - 1) * \left(\frac{-V_{bat}}{L} * T_{OFF1} \right) = (i_{ref} - I_{BH-}) + \frac{(V_{dc} - V_{bat}) * T_{ON1}}{L}$$

$$k * \left(\frac{V_{dc} - V_{bat}}{L} * 0.9 * T \right) + (k - 1) * \left(\frac{-V_{bat}}{L} * 0.1 * T \right) = (i_{ref} - I_{BH-}) + \frac{(V_{dc} - V_{bat}) * 0.9 * T}{L}$$

$$k * [0.9 * T * (V_{dc} - V_{bat}) - 0.1 * T * V_{bat}] = L * (i_{ref} - I_{BH-}) - 0.1 * T * V_{bat} - 0.9 * T * (V_{dc} - V_{bat})$$

$$k * [0.9 * T * V_{dc} - V_{bat}] = L * (i_{ref} - I_{BH-}) + 0.8 * T * V_{bat} - 0.9 * T * V_{dc}$$

$$k = \frac{L * (i_{ref} - I_{BH-}) + 0.8 * T * V_{bat} - 0.9 * T * V_{dc}}{0.9 * T * V_{dc} - V_{bat}} \quad (5.4)$$

La Figura 66 representa el flujograma correspondiente al control por banda de histéresis con frecuencia fija.

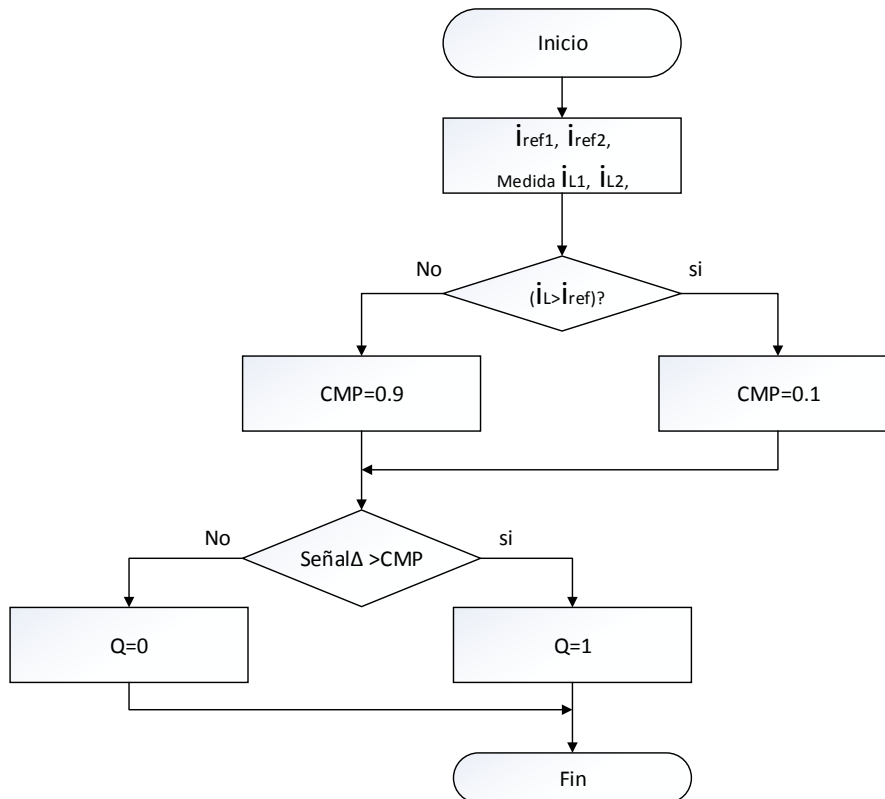


Figura 66: diagrama de flujo del control por banda de histéresis a frecuencia fija

5.4. Convertidor del breaker

La variabilidad de la velocidad del viento provoca la variación de la tensión del bus de continua y de la potencia producida. En el apartado anterior, se ha visto que las consecuencias de estas variaciones en el bus de continua se atenúan a partir de un buen control de las cargas y descargas de los elementos de almacenamiento. Una vez que dichos elementos estén ya bien cargados y si sigue sobrando la energía en el bus de continua, esto podría provocar una aceleración del rotor del aerogenerador hasta alcanzar la zona de peligro que podría llevar a la rotura de las palas. Se ha implementado un dispositivo de protección cuyo principio de funcionamiento está basado en la consumo de la energía sobrante, estabilizando al mismo tiempo la tensión del bus de continua.

Dicho dispositivo es conocido como breaker y se implementa como se muestra en la Figura 67. Está constituido por una resistencia conectada en paralelo con el bus de continua a través de un interruptor controlado por una señal PWM de ciclo de trabajo variable en función de la tensión del bus de continua.

La Figura 68 resume la lógica de control que permite generar la señal PWM de frecuencia fija. De esta forma, mediante el “breaker” se mantiene la velocidad de los elementos en rotación del aerogenerador por debajo de un cierto valor límite de funcionamiento.

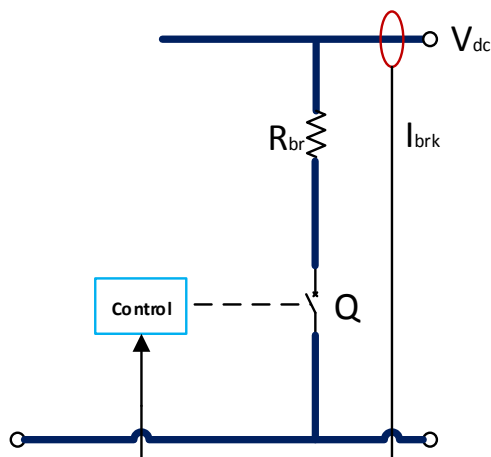


Figura 67: breaker

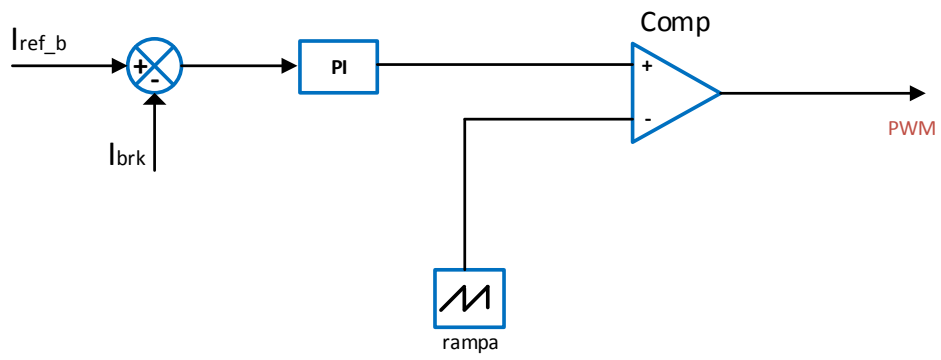


Figura 68: control del breaker

5.5. Flujograma del sistema de control propuesto.

En el siguiente apartado, se presenta el algoritmo correspondiente a la ejecución de las instrucciones del sistema propuesto. Dicha representación se realiza de forma gráfica y permite la comprensión del sistema, su mejora y facilita su implementación mediante el software en código C Ansi. En la Figura 69 se representa los diagramas de flujo equivalentes al funcionamiento que se describe a continuación.

Se procede a la toma de medidas de la tensión del bus v_{dc} , de las corrientes de las inductancias de los convertidores DC-DC bidireccionales respectivamente de la batería i_{Lbat} y del súper condensador i_{Lsc} . Un test se hace entre la v_{dc} y la tensión de referencia v_{ref} , en caso de igualdad entre ambas tensiones, el sistema se encarga únicamente de la mejora de la calidad del bus de continua por minimización de rizado de tensión, este hecho tiene como consecuencia la reducción de la distorsión armónica. En el caso contrario, se procede de nuevo a un test para establecer si la tensión de referencia es mayor o menor que la tensión del bus. Si se cumple sea mayor y que, además el estado de carga (SOC) la batería o del súper condensador ha alcanzado su nivel mínimo, se para el sistema HESS. Si todavía no lo ha alcanzado el SOC, a partir del error de tensión conseguido se procede directamente al cálculo de la corriente de referencia necesaria para la implementación del bucle de corriente del control de los interruptores en modo descarga del HESS. Del otro lado, si la tensión de referencia es menor que la tensión del bus de continua, una comprobación adicional permite activar el breaker de consumo de la energía sobrante en caso de que los elementos de almacenamiento del sistema HESS estén ya bien cargados. En caso de que no se haya alcanzado el estado máximo de carga, como en el caso anterior, se calcula la corriente de referencia del bucle de corriente del control de los interruptores de los convertidores en modo carga del HESS.

Mediante un filtro paso bajo, se separan las componentes baja y alta frecuencia de la corriente de referencia calculada anteriormente para someterlas a un procesado separado con los parámetros de dinámica lenta y rápida respectivamente de la batería y del súper condensador. Esta consideración no está detallada en el flujograma por razones sintéticas y se podría conseguir insertando un filtro y duplicando las secuencias posteriores a esta etapa en el presente diagrama de flujo. Dichas secuencias empiezan procediendo a otro test entre la corriente de referencia i_{ref} y la corriente de la inductancia del convertidor respectivamente del lado de la batería y del súper condensador. Según el resultado de la comparación, se conmuta de manera complementaria los interruptores de los convertidores con el mayor o el menor valor del ciclo de trabajo respecto a al interruptor de etapa superior. Una última etapa del funcionamiento es mejorar la calidad de la tensión del bus previamente mantenida a un valor igual a la tensión de referencia.

De esta forma se consigue el control de la tensión del bus de continua por transferencia de corriente activa a la hora de carga o de descarga del sistema de almacenamiento. El algoritmo también permite proteger el aerogenerador frente a sobre velocidad aplicándole un frenado por medio del breaker, pero también frente a descargas profundas de los elementos del sistema de almacenamiento.

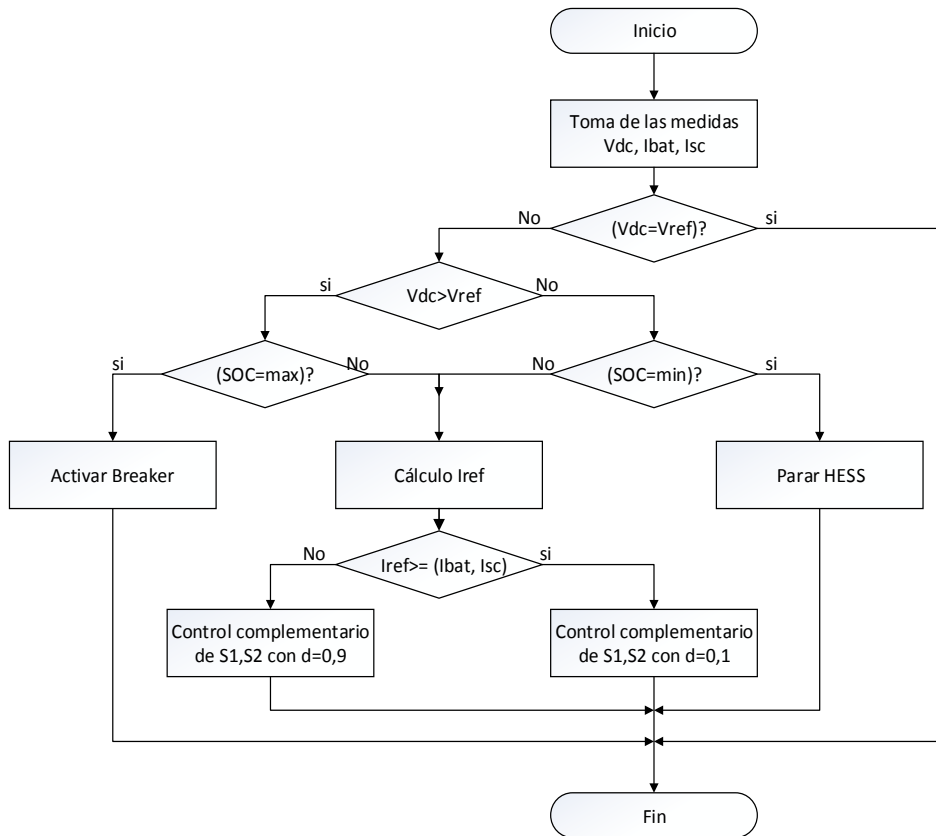


Figura 69: diagrama de flujo del sistema de control

5.6. diseño de los componentes del sistema

Se debe diseñar los componentes físicos de la etapa de potencia de la Figura 70. Dichos componentes son: la inductancia L , la batería y el supercondensador.

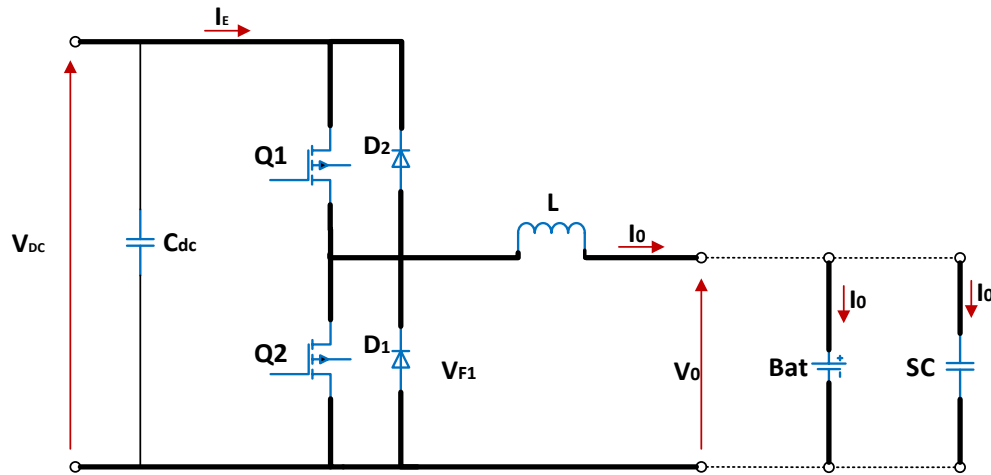


Figura 70: análisis de la etapa de potencia

Para alcanzar este fin, se parte de las siguientes especificaciones del sistema:

Potencia de convertidor $P_n = 3000W$,

Potencia del sistema de almacenamiento $> 3000W$,

Autonomía del sistema de almacenamiento: 60 minutos

Frecuencia de conmutación: $f_c = 20kHz$,

Tensión de bus de continua: 150 V,

Tensión nominal de la Batería: 48 V,

SOC mínimo de la batería deseada: 50 %,

Tensión del supercondensador: 56 V,

Modo de conducción continua.

5.6.1. inductancias

Refiriéndose a la topología completa adoptada en el sistema propuesto, se procederá a diseño de dos convertidores en término de un por cada elemento de almacenamiento. A continuación, se desarrolla el diseño del convertidor conectado a la batería.

El modo de funcionamiento del convertidor considerado para este diseño corresponde a la descarga de la batería, modo que podría aproximar a la topología boost. Los valores de la V_{DSON} , V_F representan las tensiones respectivas de los transistores y de los diodos en el estado de conducción.

- **En el primer intervalo de conmutación $0 \leq t \leq \delta T$:**

Siendo δ el valor del ciclo de trabajo y T el periodo de conmutación.

$$V_L = V_0 - V_{DSON} = 0 \quad (5.5)$$

La tensión de la inductancia se calcula por:

$$V_L = L * \frac{di}{dt} \quad (5.6)$$

La ecuación (5.7) representa la expresión de la corriente correspondiente.

$$i_L = \frac{1}{L} \int V_L dt \quad (5.7)$$

Sustituyendo V_L por su expresión (5.6), se consigue:

$$i_{L1} = \frac{1}{L} \left[\int_0^{\delta T} (V_0 - V_{DSON}) dt \right] = \frac{(V_0 - V_{DSON}) \cdot t}{L} + C \quad (5.8)$$

Por $t = 0$, se consigue el valor mínimo de la corriente $i_{L1} = I_{Lmin}$.

Por $t = \delta T$, la corriente alcanza su valor máximo $I_{Lmax} = I_{Lmin} + \frac{(V_0 - V_{DSON}) \cdot \delta T}{L}$.

La diferencia entre el valor máximo y mínimo de la corriente equivale al rizado evaluado por:

$$\Delta I_{L1} = \frac{(V_0 - V_{DSON}) \cdot \delta T}{L \cdot f_c} \quad (5.9)$$

- **En el segundo intervalo de conmutación $\delta T \leq t \leq T$:**

$$V_L = V_0 - V_{DC} - V_F = 0 \quad (5.10)$$

Sustituyendo V_L por su expresión en (5.7), se consigue:

$$i_{L2} = \frac{1}{L} \left[\int_{\delta T}^T (V_0 - V_{DC} - V_F) dt \right] = \frac{(V_0 - V_{DC} - V_F) * (t - \delta T)}{L} + C \quad (5.11)$$

En el instante de tiempo $t = \delta T$, la corriente está en su valor máximo,

$$i_{L2}(t) = I_{Lmin} \quad (5.12)$$

Sin embargo, en $t = T$, la corriente vuelve a valer su valor mínimo,

$$i_{L2}(T) = I_{Lmin} = I_{Lmax} + \frac{(V_0 - V_{DC} - V_F) * (T - \delta T)}{L} \quad (5.13)$$

En este intervalo de tiempo de conmutación, el valor del rizado está dado por:

$$\Delta I_{L2} = \frac{(V_0 - V_{DC} - V_F) * (\delta - 1)}{L * f_c} \quad (5.14)$$

A partir de (5.5) y (5.10), se calcula el valor de la tensión media de la inductancia de siguiente manera:

$$V_{L(AVR)} = \frac{1}{L} \left[\int_0^{\delta T} (V_0 - V_{DSON}) dt + \int_{\delta T}^T (V_0 - V_{DC} - V_F) dt \right] = 0 \quad (5.15)$$

Se despeja el valor del ciclo de trabajo δ :

$$\delta = \frac{V_0 - V_{DC} - V_F}{V_{DSON} - V_{DC} - V_F} \quad (5.16)$$

La ecuación (5.16) no va a ser útil en este diseño dado que el modo de control utilizado para el disparo de los transistores es de frecuencia fija con dos valores complementarios del ciclo de trabajo $\delta_{max} = 0,9$ y $\delta_{min} = 0,1$.

Partiendo de las expresiones del rizado (5.9), (5.14) y de los valores numéricos de las diferentes tensiones, se despeja por cada ciclo de trabajo el valor de la inductancia tal como está indicado en la Tabla 6. El valor del rizado de corriente máximo admitido en la inductancia ha sido fijado a 10% del valor de la corriente nominal.

$$V_F = 1V$$

$$V_{DSON} = 1,4V$$

$$V_0 = 48V$$

$$V_{DC} = 150V$$

$$\text{Corriente nominal } I_n = \frac{P_n}{V_{DC}} = \frac{3000W}{150V} = 20A$$

$$\text{Rizado máximo admisible en la inductancia: } \Delta I_L = 2A$$

Tabla 6: Valores calculados de inductancias

Ecuación	$ L(\delta_{max}) $	$ L(\delta_{min}) $
(5.7)	10.485e-04H	1.165e-04H
(5.12)	2.575e-04H	23.175e-04H

Siendo el peor caso el que corresponde al mayor valor de inductancia de la Tabla 6, se consigue $L = 23.175e - 04$ H.

5.6.2. Supercondensador

Se desea suministrar una potencia de 2000W a una carga a partir de un aerogenerador de 3000W. La energía del supercondensador se calcula igual que por un condensador clásico y corresponde la energía que se podría suministrar desde el supercondensador en caso de mayor pico de corriente. Dado que la frecuencia mínima de funcionamiento del supercondensador que corresponde al control diseñado ha sido fijada a un valor menor a 100Hz, el mayor tiempo necesario a la transferencia energética es equivalente a 1 segundo. Siendo la tensión de trabajo del supercondensador igual a 48V, a continuación, se procede al cálculo de la capacidad del condensador.

Recordando que la caída de tensión correspondiente al tiempo de funcionamiento del supercondensador considerado equivale a 308.2 mV tal como ilustrado en la Figura 36.

$$P = 3000W$$

$$t = 1 \text{ s}$$

$$E = \frac{1}{2} * C * (\Delta V)^2 = P * t$$

$$C = \frac{2 * P * t}{(\Delta V)^2} = \frac{2 * 3000 * 1}{(48 - 0.308)^2} = 2.6379 \text{ F}$$

Partiendo de un supercondensador disponible en el laboratorio de capacidad 130F, se procede al diseño inverso para evaluar la energía máxima que se puede transferir en las mismas condiciones de trabajo.

$$E = \frac{1}{2} * C * (\Delta V)^2 = \frac{1}{2} * 130 * (48 - 0.308)^2 = 147844.24 \text{ J}$$

5.6.3. batería

El diseño de la batería se hace respecto a la energía máxima que se espera ser entregada o recibida a nivel del bus en los casos extremos. Considerando una hora suficiente para asegurar este tipo de funcionamiento, la energía máxima se calcula: $E = P * t = 3000VA * 1h = 3000VAh$.

Dado 50% la profundidad de descarga máxima, se calcula la capacidad de la batería:

$$Q = \frac{E}{V.DoD} = \frac{3000}{48 * \frac{1}{2}} = 125Ah. \text{ La capacidad normalizada correspondiente a este valor es } 125Ah.$$

SIMULACIÓN DEL SISTEMA

6.1. Introducción

Con el objetivo de validar el buen funcionamiento del sistema diseñado antes de que se procediera a su implementación física se presenta en este capítulo a la simulación del mismo.

Se ha empleado para la simulación el software Matlab aprovechando de su paquete Simscape Power Systems de simulink que proporciona librerías y herramientas de modelización de los sistemas de electrónica de potencia. Los modelos más destacados representan las máquinas trifásicas, las máquinas de accionamiento eléctrico, los sistemas FACTS, las energías renovables. A partir los componentes de Simscape Power System, se puede integrar en el modelo sistemas mecánicos, hidráulicos, térmicos, ...

Así mismo, el sistema propuesto se ha implementado por medio de gráficas y código en el entorno de programación anteriormente mencionado, sustituyendo todos los componentes tanto eléctricos que mecánicos por los modelos correspondientes. A través de este entorno de programación, se ha procedido también a la implementación de todas las operaciones matemáticas que define el funcionamiento del sistema.

El principal objetivo de estas simulaciones es estabilizar la tensión del bus de continua proporcionada por un aerogenerador por medio de un rectificador y los sistemas de almacenamiento de energía. Por este motivo dos soluciones complementarias han sido implementadas tal y como visto en el capítulo anterior: la conexión del breaker al bus de continua para actuar como un “freno” eólico, la integración de los elementos de almacenamiento (batería y súper condensador) que sirven de apoyo energético. La conexión entre los elementos de

almacenamiento y el bus de continua se hace mediante convertidores electrónicos de potencia DC-DC bidireccionales.

Siendo los elementos de conmutación de estos convertidores constituidos por transistores de potencia, se necesita generar señales de control. Se procede a la misma estrategia para conseguir el manejo del breaker.

Mediante esta implementación se ha logrado obtener una etapa de control adecuada para los interruptores de potencia para la estabilización del bus de continua.

6.2. Descripción de la simulación del sistema de control propuesto.

En esta simulación, la turbina eólica utilizada está formada por un modelo generado mediante los datos previamente colectados a partir de un conjunto de ensayos realizados sobre un aerogenerador real de 3000 VA.

Dichos datos representan el estado de la turbina asociando a cada valor de velocidad del viento una potencia mecánica correspondiente a cada velocidad de giro del rotor. A partir de estas dos últimas magnitudes citadas, se despeja el par mecánico necesario para provocar el entrenamiento de un alternador trifásico. Una rectificación permite proporcionar la energía de entrada del bus de continua al cual se ha conectado una varga continua y un sistema de protección llamado breaker.

La Figura 71 representa el esquema global del sistema diseñado y posteriormente simulado, y a continuación se procede a la descripción detallada de la implementación de cada uno de los bloques que le constituye.

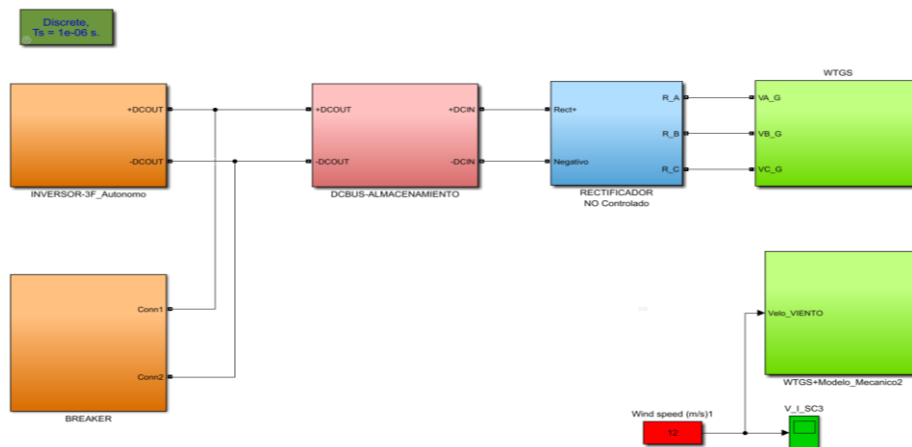


Figura 71: Esquema bloque del sistema simulado

La Figura 72 corresponde al cálculo de la potencia mecánica a partir de los datos numéricos de la turbina real cargados en un script de una “S-Function”, considerando como parámetros de entrada la velocidad fija del viento con perturbaciones añadidas y la velocidad de giro del rotor. Esta última velocidad ha sido conseguida por realimentación para asegurar un funcionamiento en tiempo real.

Aplicando la operación de división entre la potencia calculada en cada paso de simulación ($1\mu s$) y la velocidad de giro del sistema en rotación, se consigue el par mecánico que sirve de entrada al bloque del modelo mecánico.

Para evitar errores de simulación que podrían ocurrir en el cálculo del par mecánico justo cuando la dinámica del sistema conduce a una velocidad de giro nula, se le ha añadido un valor de 0,1047 RPM; valor suficientemente despreciable para no falsificar la velocidad medida.

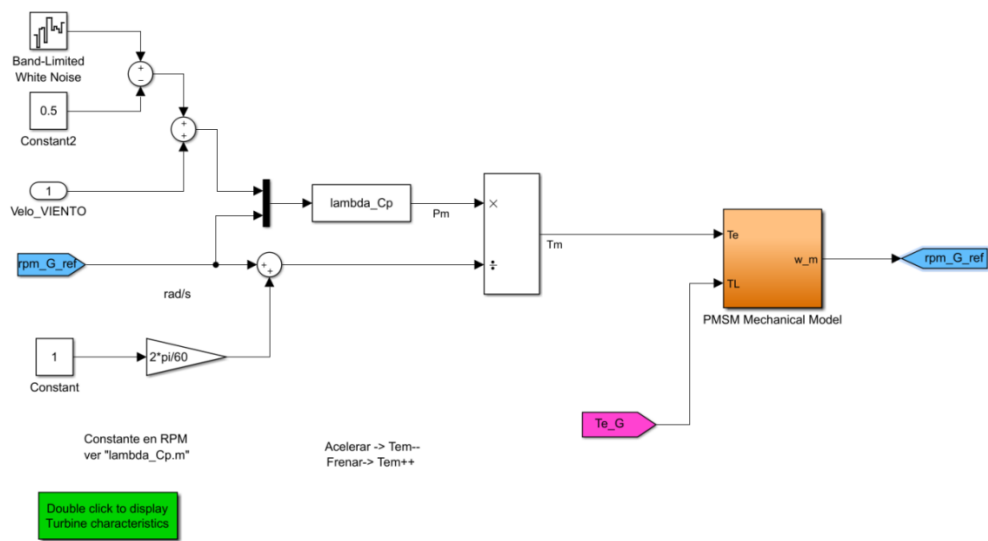


Figura 72: emulador de turbina

El script `lambda_Cp` correspondiente a la “s-function” presentada a continuación permite tras definir las diferentes variables globales, proceder a la carga dentro del modelo de simulink los datos experimentales de la turbina de 3000W previamente almacenados en un archivo ‘.xls’. Dichos datos proporcionan la curva $\lambda - C_p$ que contiene los valores respectivos de la velocidad de la punta de la pala λ y del coeficiente de potencia (C_p).

Dependiendo de los valores medidos de ambas velocidades del viento y de giro del rotor, se procede al cálculo del parámetro λ correspondiente como indicado en la ecuación (2.3), luego se le asocia el coeficiente de potencia correspondiente. El valor de la potencia correspondiente generada por la turbina así emulada se calcula según la relación (2.1).

```

function [sys,x0,str,ts] = lambda_Cp(t,x,u,flag,fmw)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Defunción de variables globales
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

persistent w_gen;
persistent v_wind;
persistent lambda;
persistent Cp;
persistent ro;
persistent r;
persistent lambda_in;
persistent Cp_out;
persistent Pm;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Inicializar Variables y parámetros de la S-Function
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
if flag == 0

    lambda = xlsread('MODELADO DE LA TURBINA1','b85:b345');
    Cp = xlsread('MODELADO DE LA TURBINA1','e85:e345');
    Pm = 0;
    r = 2;
    ro = 1.22;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Definicion de parametros de la S-Function

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
sizes = simsizes;

sizes.NumContStates = 0;
sizes.NumDiscStates = 0;           %0 Variables de almacenamiento
sizes.NumOutputs = 1;
sizes.NumInputs = 2;
sizes.DirFeedthrough = 1;
sizes.NumSampleTimes = 1;        %at least one sample time is needed

sys = simsizes(sizes);

```



```

x0 = [];
str = [];
ts = [0];

elseif flag==1

elseif flag==2

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Funcion principal de actualizacion de valores
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
elseif flag==3

    if(mod(t,2e-6)==0)

        h = 1;

        w_gen = u(2);
        v_wind = u(1);

        if(w_gen==0)

            w_gen = 1;

        end

        lambda_in = r * w_gen / v_wind;

        if(lambda_in < lambda(1))
            lambda_in=lambda(1);
        end

        while lambda_in>=lambda(h)
            h = h + 1;
        end

        % if (t>0.04763)
        % h
        % end
        Cp_out = (((Cp(h)-Cp(h-1))*(lambda_in-lambda(h-1)))/(lambda(h)-lambda(h-1)))+Cp(h-
1);
        Pm = 0.5 * ro * (pi * r^2) * v_wind^3 * Cp_out;
        end
        sys = [Pm];

    end

```

En cuanto al bloque del modelo mecánico ilustrado en la Figura 73, su implementación está conforme a la ecuación (2.9).

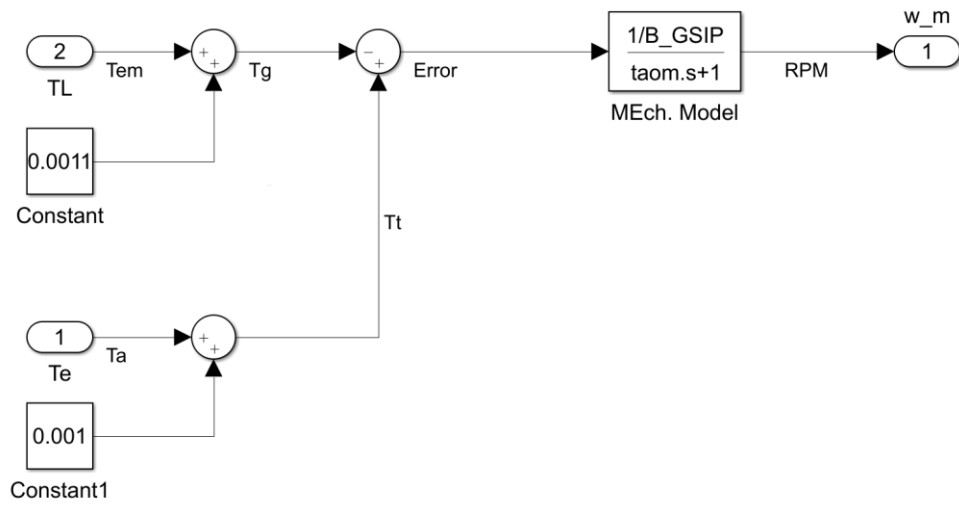


Figura 73: Modelo mecánico de la turbina

A través de un acoplamiento con una máquina síncrona a imanes permanentes ilustrada en la Figura 74, la energía mecánica previamente generada por la turbina se convierte en energía eléctrica. Esta máquina tiene la propiedad de funcionar tanto como generador que como motor, según que la potencia en su entrada es mecánica o eléctrica, respectivamente. En el presente caso del funcionamiento correspondiente al modo generador (GSIP), se puede configurar el parámetro de entrada mecánica como un par mecánico o una velocidad de entrenamiento, para conseguir en la salida una un sistema trifásico de tensiones. A demás, mediante un bus de medidas, se proporcionan valores del velocidad y posición del rotor, el par electromagnético, las tensiones y corrientes en el marco de referencia síncrono.

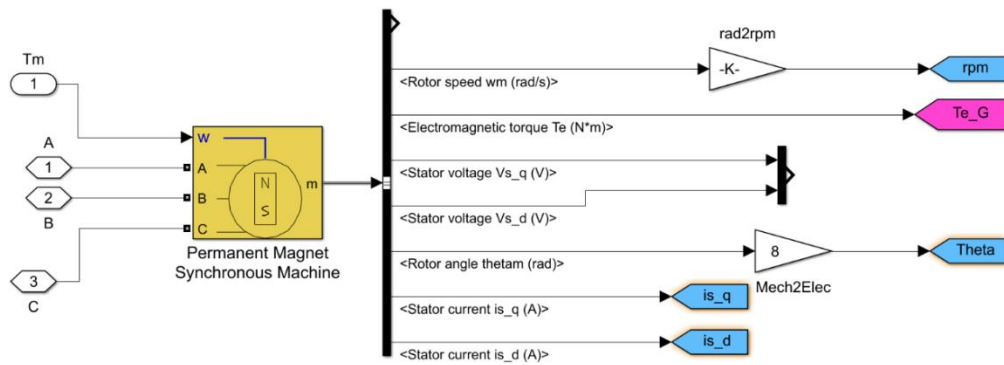


Figura 74: maquina síncrona de imanes permanentes (MSIP)

Tras una rectificación pasiva aplicada a la tensión generada y luego la filtración por medio de un condensador de capacidad alta, se consigue la tensión del bus de continua.

A este bus, se ha conectado un freno eólico constituido por una etapa de potencia que actúa según la señal de control del breaker (interruptor) como ilustrado en Figura 75. Dicho breaker está habilitado para poder conmutar a frecuencia fija, con posibilidad de cambio del ciclo de trabajo entre cero y uno, en función de la señal de control generada. La Figura 76 indica que esta señal de control depende exclusivamente de la corriente de referencie conseguida a partir de la tensión del bus mediante un control modo corriente, por lo tanto, está relacionada con la tensión del bus de continua. Siendo esta dependiente de la cantidad de energía disponible a este nivel de la instalación.

Se calcula el error entre las corrientes de referencie y del breaker para conseguir la señal de entrada de un regulador PI. La acción de control de este corresponde a la señal de comparación que junto a una señal en de dientes de sierra permiten generar los pulsos necesarios al control del interruptor de la etapa de potencia.

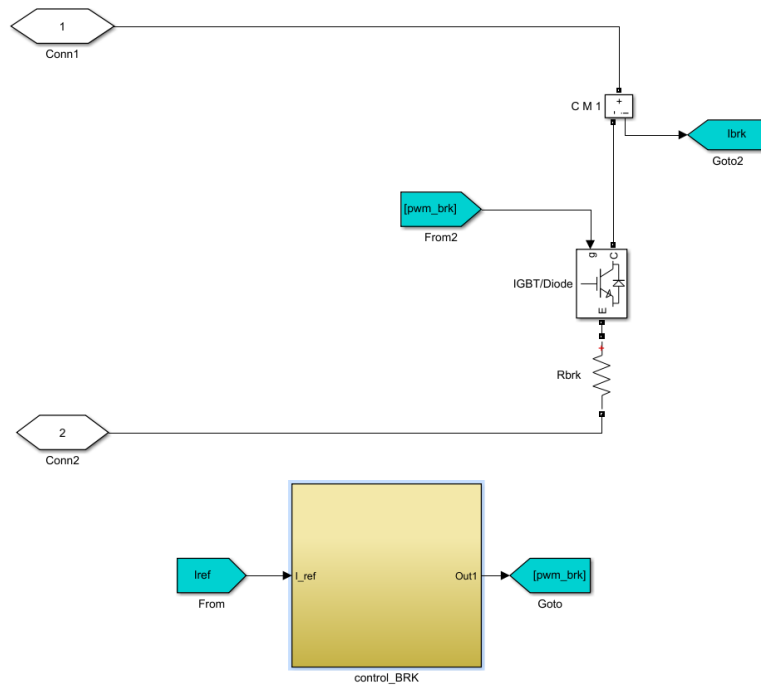


Figura 75: Sistema convertidor Breaker.

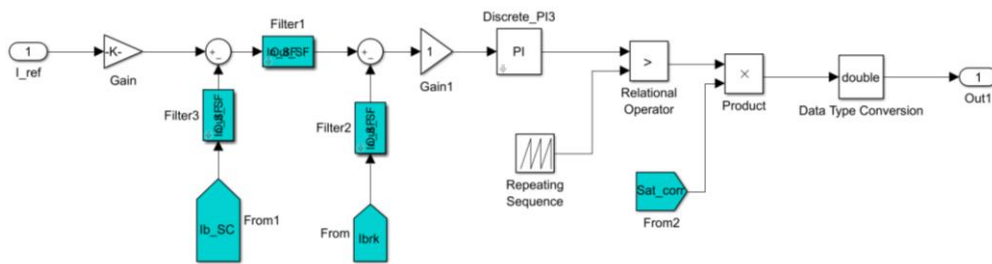


Figura 76: generación de la señal de control del breaker

En cuanto al sistema de almacenamiento, la Figura 77 permite visualizar su conexión al mismo bus de continua. En primer lugar, se destacan especialmente los elementos de almacenamiento utilizados que son respectivamente la batería y el supercondensador, luego los convertidores DC-DC que aseguran la circulación de energía en el sistema mediante un bloque de control que genera las señales de disparo de los semi-conductores de conmutación.

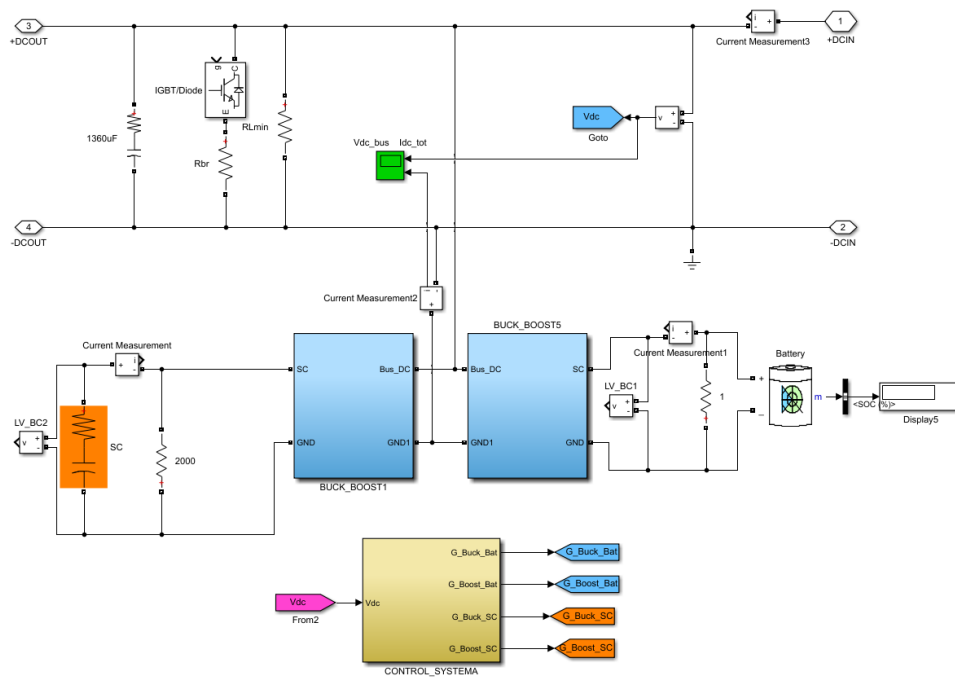


Figura 77: sistema de almacenamiento conectado al bus de continua

La Figura 78 representa la etapa de potencia de cada uno de estos dos convertidores bidireccionales utilizados. Se le ha incorporado unos medidores para poder evaluar las corrientes y las tensiones a diferentes niveles. Las corrientes medidas en las inductancias respectivas han sido utilizadas para comprobar su semejanza con valores de referencia correspondientes.

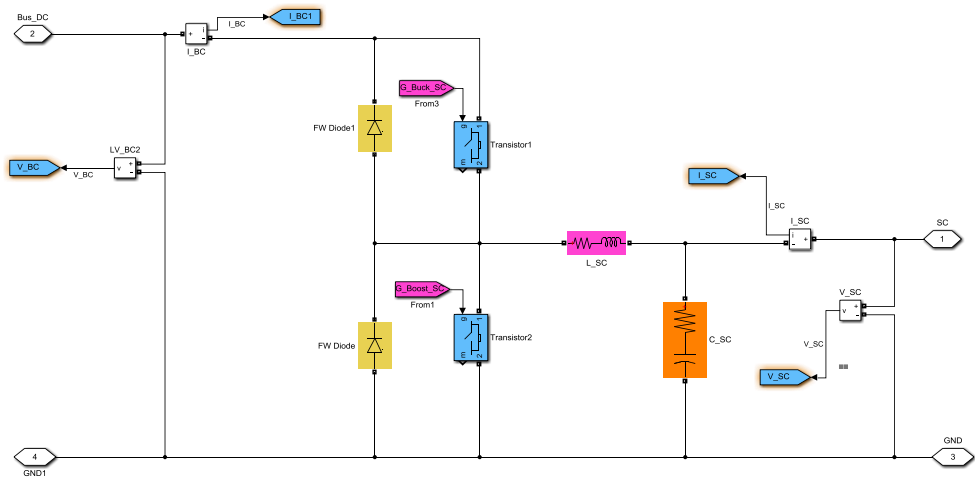


Figura 78: etapa de potencia del convertidor DC-DC bidireccional

Por lo que es del control, la corriente de referencia generada a partir del lazo de tensión ha sido repartida en sus 2 componentes mediante un filtro paso bajo y un restador. Dichos componentes son nada más que las corrientes de referencia de baja y la alta frecuencia como ilustrado en la Figura 79. Dichas corrientes de referencia han sido utilizadas respectivamente en los dos lazos de corriente para generar las señales de conmutación de los interruptores de los convertidores correspondientes.

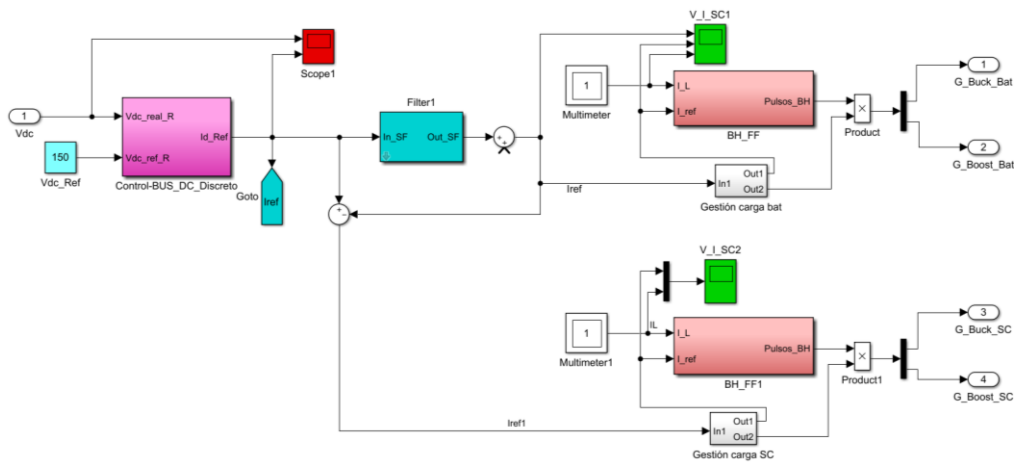


Figura 79: esquema bloque del control del sistema de almacenamiento

La Figura 80 detalla a nivel esquemático la organización interna de cada uno de los lazos de corriente. Como se puede observar, corresponde básicamente al control por banda de histéresis con frecuencia fija y cuyo funcionamiento ha sido explicado en el apartado (5.3.4).

Los bloques “zero order and hold” integrados en las entradas del primer comparador permiten retrasar la operación de comparación entre las corrientes medida y de referencia de un tiempo equivalente al periodo de conmutación. De esta forma se evita generar resultados en cada paso de simulación, y por lo tanto, los errores en la generación de la señal de comparación del segundo comparador son descartados. La Figura 81 representa las formas de onda conseguidas en la entrada del segundo comparador del lazo y la señal de conmutación correspondiente generada en su salida.

En cuanto a la Figura 82, ilustra el proceso del seguimiento de la corriente de referencia por la corriente de circulación en la inductancia. Se observa como este rastreo de la referencia se realiza con varios ciclos de conmutación en subida y una de bajada.

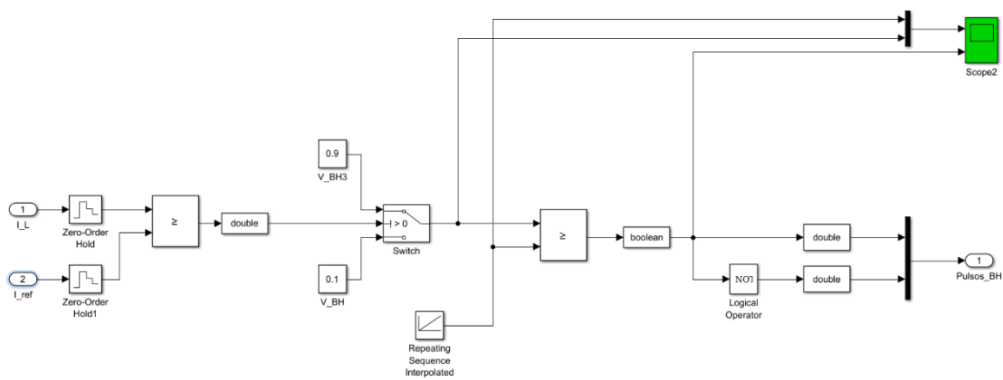


Figura 80: control por banda de histéresis a frecuencia fija

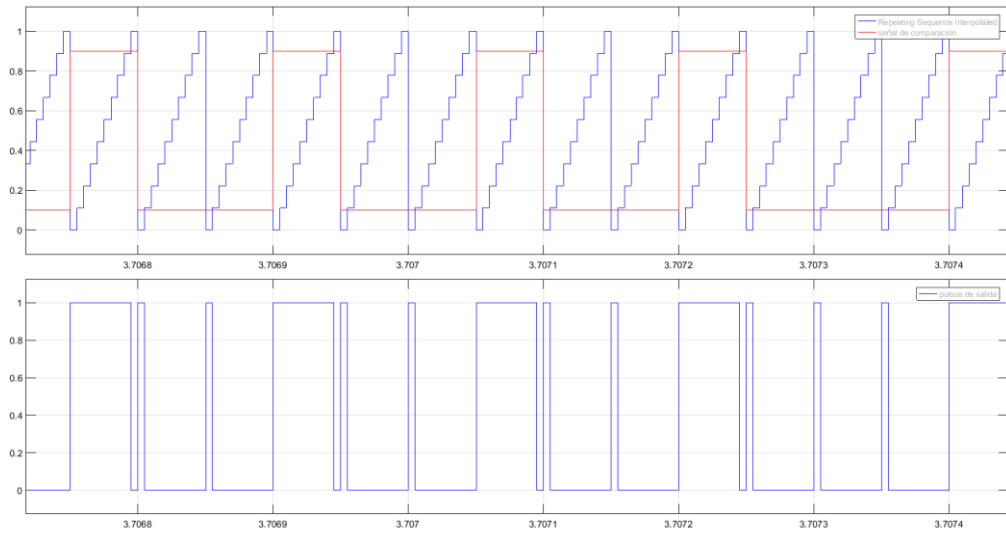


Figura 81: grafica de señales medidas en el lazo de corriente de control

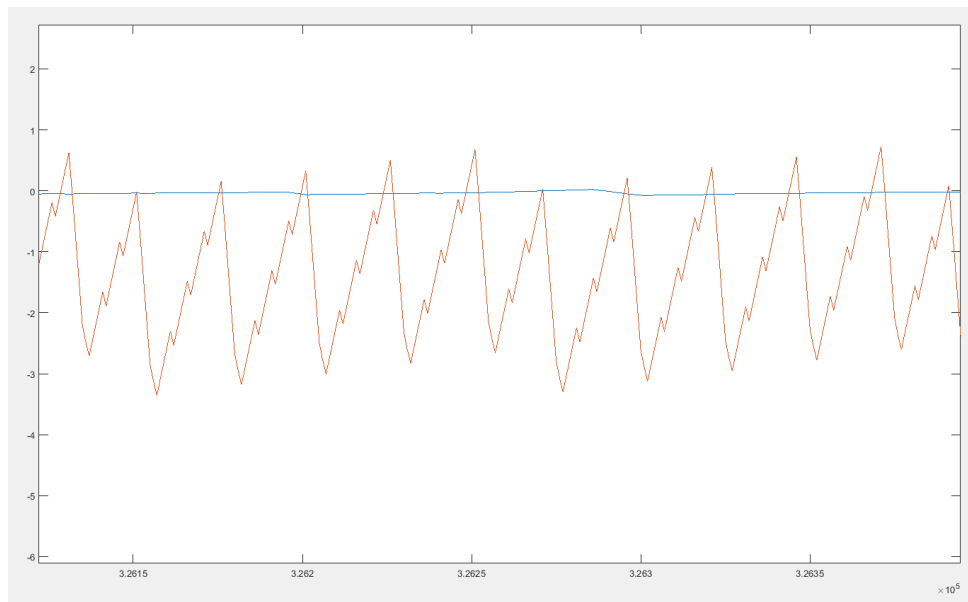


Figura 82: corriente de referencia y corriente en la inductancia conseguida por control BH-FF

Se requiere hacer funcionar los elementos de almacenamiento dentro de un margen que garantice su protección frente a sobrecargas o descargas profundas. Un sistema de gestión del funcionamiento de dichos elementos permite desconectarlos del circuito, aumentando así mismo la vida útil de cada uno de ellos. La Figura 83 permite mantener el estado de carga (SOC) de la batería entre 60 y 90% mientras que en la Figura 84, se representa el circuito eléctrico que permite mantener la tensión en los bornes del supercondensador entre $0.5 * V_{SCmax}$ y $0.98 * V_{SCmax}$.

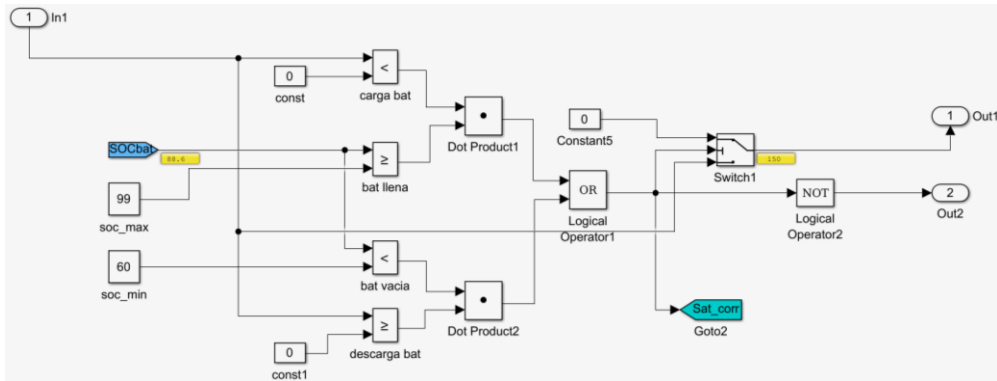


Figura 83: sistema de gestión de la carga de la batería

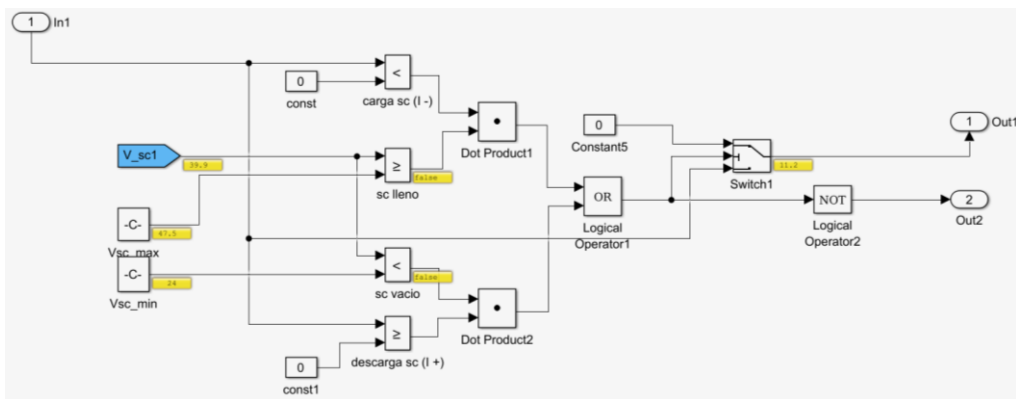


Figura 84: sistema de gestión de la carga del supercondensador

Las Figura 85 y Figura 86 representan las señales respectivas de la tensión y de la corriente del bus de continua. Teniendo que se conecta la carga a $t = 0.6s$, tiempo equivalente a la tensión del bus estabilizada en su valor de referencia. A $t = 2s$, tiempo correspondiente a un nivel de estado de carga de la batería SOC = 100%, se desconecta el sistema de almacenamiento y se conecta el freno. Se puede observar que se ha conseguido regular la tensión del bus al valor de 150V no solo por medio del sistema de almacenamiento, pero también del freno (“breaker”).

El conjunto de medidas de diferentes señales tales como la tensión del bus, las corrientes de las inductancias velocidad de giro se consigue mediante la utilización de sensores dedicados. Dichas señales permiten asegurar el funcionamiento adecuado tanto del sistema de almacenamiento que del breaker a partir de la toma de decisiones hecha por el procesador según las indicaciones del algoritmo.

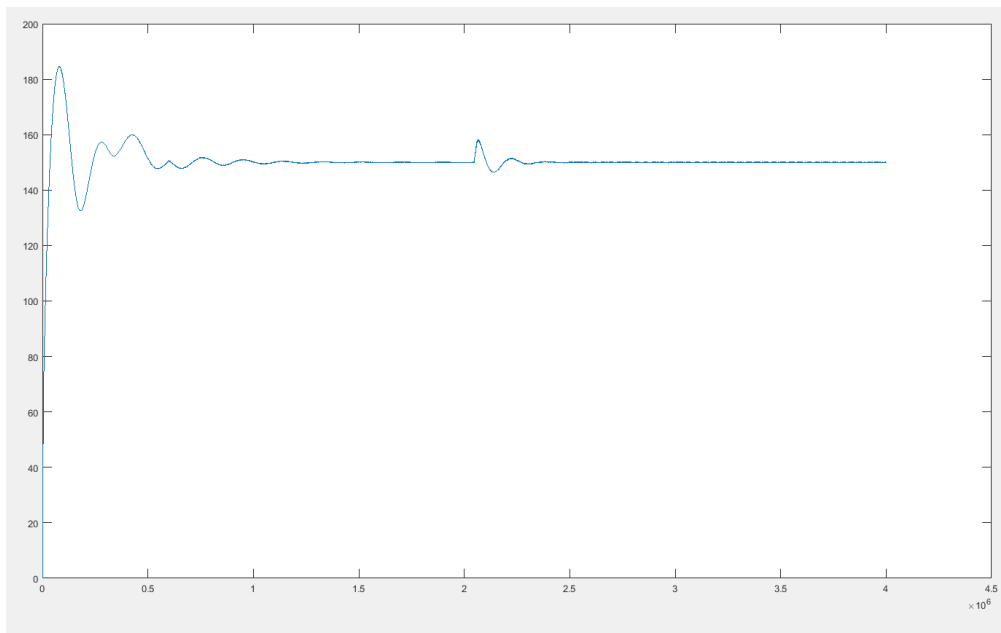


Figura 85: Tensión del bus de continua

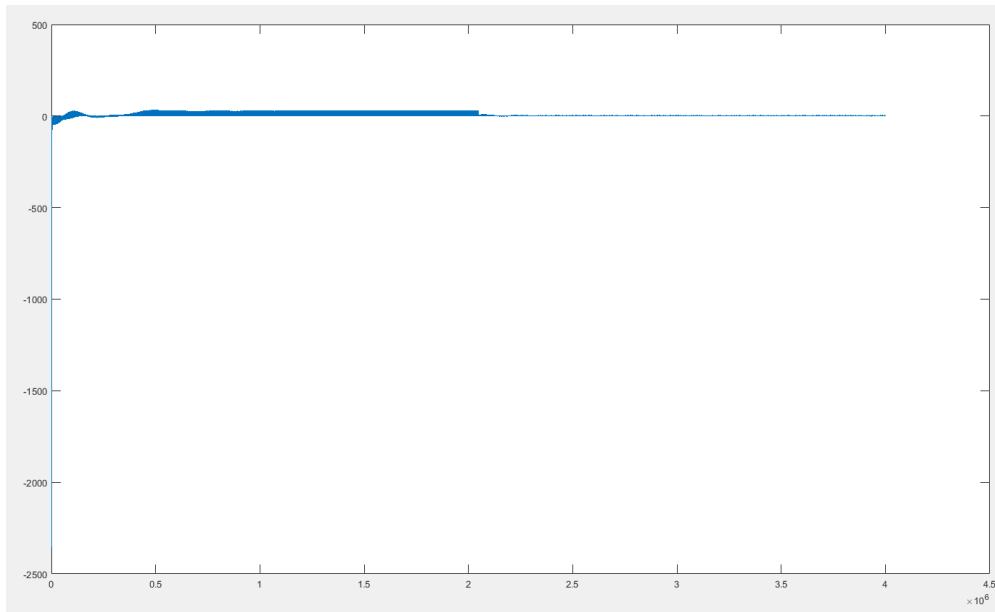


Figura 86: Corriente del sistema de almacenamiento

6.3. Análisis de la simulación

6.3.1. Análisis del bus

Siendo vulnerable a las inestabilidades debidas al cambio de velocidad de viento y a las variaciones en el consumo de la carga, el bus de continua del sistema en estudio ha sido mantenido estable mediante las estrategias expuestas en este apartado. Como indicadores de nivel de estabilidad alcanzado, se ha tenido en cuenta los parámetros destacados a continuación:

- Distorsión armónica de la tensión y de la corriente: traduce el nivel de presencia de los armónicos en una señal además de la frecuencia fundamental. Inicialmente se evaluaba haciendo la comparación entre valores eficaces de cada armónico respecto a la frecuencia de referencia. Para tomar en cuenta de la contribución global de todos los armónicos, se ha introducido el concepto de tasa de distorsión armónica total THD (Total harmonic distortion) que evalúa la influencia de todos los armónicos sobre la señal. Se calcula de siguiente manera:

$$THD = 100 * \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^H v_h^2}}{\sqrt{\sum_{h=1}^H v_h^2}} \quad (6.1)$$

Dado que la tensión que se está controlando es continua, la expresión (6.1) cambia en (6.2) considerando la componente continua como valor de referencia en lugar de la fundamental como se hizo anteriormente.

$$THD = 100 * \frac{\sqrt{\sum_{h=1}^H v_h^2}}{\sqrt{\sum_{h=0}^H v_h^2}} \quad (6.2)$$

Siendo v_h la tensión eficaz del armónico de rango h , H el rango máximo de los armónicos. Para ejecutar estas expresiones, se ha recurrido a los métodos de cálculo discreto mediante la herramienta de la Transformada rápida de Fourier FFT (Fast Fourier Transform) y se considera como mejor caso el que conduce a menor valor de THD.

- Valor del rizado de la tensión de continua: es un indicador muy relevante en la comprobación de la estabilidad del bus de continua. Es fácil de evaluar dado que está directamente relacionado con la forma de la señal. Igual que visto para el THD, el mejor caso corresponde al valor de rizado lo más mínimo posible.

Múltiples factores determinan el comportamiento del bus de continua. Dentro de ellos destacamos la frecuencia de conmutación y el desfase entre convertidores.

La Tabla 7 reanuda los resultados conseguidos a partir de una simulación del funcionamiento del aerogenerador sin conexión del sistema de almacenamiento de manera conforme a la Figura 61. La tensión del bus de continua ha sido mantenida fija mediante el control del inversor conectado a la carga. Se comprueba a partir de este ensayo que el rizado generado en la tensión del bus está relacionado con el valor de la frecuencia de conmutación del inversor de tal forma que cuanto más grande es esta frecuencia, mejor es la calidad de la tensión del bus. Igualmente se nota la presencia del armónico debido a la rectificación, de frecuencia 460 y responsable de la aparición de la componente baja frecuencia dominante en la señal. Además, se nota en el espectro armónico, la aparición de frecuencias correspondientes a la conmutación del inversor. Sin embargo, en el espectro armónico de la corriente de entrada al bus de continua, la frecuencia debida a la rectificación y los armónicos correspondientes son los más perceptibles.

En caso del uso de una carga clásica, generalmente caracterizada por una capacidad de consumo fija, se recurre a la integración en la cadena de transformación de un sistema de almacenamiento. Como descrito en la simulación de la Figura 77, este sistema es híbrido y compuesto por una batería y un supercondensador conectados al bus de continua mediante convertidores electrónicos de potencia bidireccionales.

Se ha definido entre los dos convertidores bidireccionales del sistema de almacenamiento conectados al bus de continua un parámetro llamado “Interleave” o desfase. La acción simultánea de dichos convertidores afecta la estabilidad de la tensión del bus debido a la falta de sincronismo en el funcionamiento. De hecho, se ha integrado un desfase entre los tiempos de control de ambos convertidores con el objetivo de conseguir una circulación de corriente total aparente con menores picos posibles.

Las (Tabla 8, Tabla 9) contienen respectivamente las medidas de tensión del bus “Vdc” y de las corrientes obtenidas a partir de las simulaciones hechas con diferentes valores del “interleave” por cada una de las tres frecuencias de conmutación del inversor de la carga.

Por lo que es de la tensión del bus, se ha podido evaluar el valor de su rizado, la distorsión armónica total “THDv”, el espectro armónico destacando valores de magnitudes y frecuencia de los armónicos más significativos.

El rizado medido representa la excursión total de la señal de la tensión del bus, esto se revela ser no representativo de los ajustes de frecuencia y de “interleave” ejecutados. Por este motivo, se ha procedido a la evaluación de valor del rizado medio correspondiente a cada caso simulado, consiguiendo así mismo la información real. Se ha utilizado la herramienta FFT para evaluar el espectro armónico.

En cuanto a las corrientes, se ha evaluado el rizado, el “THDi” y el espectro armónico de las corrientes de entrada “Idc_in” y de salida “Idc_out” del bus de continua. Además, se ha evaluado el valor del rizado de las corrientes “ ΔI_L ” en las inductancias de los dos convertidores que asegura la conexión al bus de continua de la batería y del supercondensador respectivamente.

Que sea en la señal de la tensión del bus de continua o de las corrientes de entrada o salida del bus de continua, para evaluar la distorsión armónica total, se ha limitado a los 25 primeros armónicos considerados como los más significativos según la normativa.

Tabla 7: resultados de la simulación, aerogenerador sin sistema de almacenamiento

Frec (kHz)	Rizado Vdc (V)	THDv Vdc	FFT Vdc (V)								Rizado Idc_in (A)	THDi Idc_i	FFT Idc_in							
			Armónico 1°		Armónico 2°		Armónico 3°		Armónico 4°				Armónico 1°		Armónico 2°		Armónico 3°		Armónico 4°	
			Ampl.	frec (Hz)	Ampl.	frec (Hz)	Ampl.	frec (Hz)	Ampl.	frec (Hz)			Ampl.	frec (Hz)	Ampl.	frec (Hz)	Ampl.	frec (Hz)	Ampl.	frec (Hz)
10	0.8421	1.3475e-04	0.0277	3050	0.0179	1430	0.0176	3350	0.0175	1900	1.7970	5.1639e-04	0.6101	460	0.1467	915	0.0799	1375	0.0370	1835
20	0.4494	3.8506e-05	0.0102	460	0.0078	2540	0.0073	20000	0.0071	7050	1.7949	5.2210e-04	0.6101	460	0.1467	915	0.0799	1375	0.0370	1835
40	0.2394	1.0843e-04	0.0086	460	0.0029	40000	0.0026	8000	0.0026	10400	1.7945	5.2135e-04	0.6102	460	0.1467	915	0.0799	1375	0.0370	1835

Tabla 8: resultados de la simulación, datos de la tensión del bus

fsw (kHz)	Inter-leave $\phi(^{\circ})$	Rizado Vdc (V)	Rizado medio Vdc (V)	THDv Armónicos (25)	FFT Vdc (V)							
					Armónico 1°		Armónico 2°		Armónico 3°		Armónico 4°	
					Ampl.	frec (Hz)	Ampl.	frec (Hz)	Ampl.	frec (Hz)	Ampl.	frec (Hz)
10	0	0.5868	0.2615	1.4853e-04	0.0799	3255	0.0365	460	0.0313	3490	0.0284	230
	30	0.5489	0.2563	1.0572e-04	0.0683	3260	0.0385	225	0.0336	3485	0.0317	460
	60	0.5586	0.2569	1.2837e-04	0.0827	3260	0.0356	3480	0.0347	220	0.0341	460
	90	0.5715	0.2565	1.3541e-04	0.0562	3260	0.0379	3475	0.0342	460	0.0302	215
	120	0.5669	0.2557	1.3637e-04	0.0776	3265	0.0343	460	0.0325	210	0.0295	3470
	150	0.5806	0.2526	1.6322e-04	0.0775	3260	0.0319	460	0.0294	3480	0.0271	215
	180	0.5766	0.2488	1.8699e-04	0.0803	3255	0.0352	3490	0.0239	235	0.0232	6745
	210	0.6242	0.2468	2.3531e-04	0.0805	3255	0.0376	235	0.0364	3490	0.0352	460
	240	0.6205	0.2438	2.0621e-04	0.0669	3255	0.0355	230	0.0294	3485	0.0278	460
	270	0.6158	0.2411	1.6953e-04	0.0666	3255	0.0377	230	0.0281	3485	0.0228	460
	300	0.5906	0.2380	1.5498e-04	0.0741	3255	0.0330	3490	0.0311	235	0.0308	460
330	0.6379	0.2349	1.6895e-04	0.0548	3250	0.0325	3495	0.0309	245	0.0290	460	

20	0	0.3185	0.1435	5.0529e-05	0.0385	6550	0.0312	460	0.0131	300	0.0130	6900
	30	0.3261	0.1423	4.3939e-05	0.0344	6550	0.0327	460	0.0132	300	0.0128	6895
	60	0.3198	0.1421	4.6853e-05	0.0365	6555	0.0323	460	0.011	6890	0.0116	300
	90	0.3330	0.1423	5.2738e-05	0.0391	6555	0.0327	460	0.0143	6890	0.0122	13445
	120	0.3254	0.1421	5.9068e-05	0.0344	6555	0.0323	460	0.0125	6885	0.0123	300
	150	0.3326	0.1415	5.8154e-05	0.0397	6555	0.0300	460	0.0152	6890	0.0123	13445
	180	0.3300	0.1409	6.4482e-05	0.0389	6550	0.0304	460	0.0140	6900	0.0120	13450
	210	0.3420	0.1407	7.4017e-05	0.0391	6550	0.0315	460	0.0143	6900	0.0121	13450
	240	0.3555	0.1410	7.8170e-05	0.0313	460	0.0293	6550	0.0146	6895	0.0128	300
	270	0.3289	0.1400	5.3190e-05	0.0309	460	0.0279	6550	0.0150	6895	0.0129	300
	300	0.3472	0.1403	4.9570e-05	0.0373	6550	0.0303	460	0.0139	6900	0.0131	300
330	0.3326	0.1385	6.4169e-05	0.0310	460	0.0270	6545	0.0144	6905	0.0109	300	
40	0	0.1994	0.0776	3.1714e-05	0.0316	460	0.0128	300	0.0104	10825	0.0047	40000
	30	0.2059	0.0773	2.9486e-05	0.0316	460	0.0130	300	0.0101	10830	0.0047	40000
	60	0.2052	0.0768	3.2751e-05	0.0317	460	0.0126	300	0.0098	10830	0.0046	40000
	90	0.2072	0.0771	2.8068e-05	0.0320	460	0.0126	300	0.0102	10835	0.0045	40000
	120	0.2076	0.0771	2.9911e-05	0.0319	460	0.0124	300	0.0095	10835	0.0048	150

	150	0.2014	0.0772	3.7388e-05	0.0314	460	0.0129	300	0.0092	10835	0.0043	40000
	180	0.2196	0.0767	5.1343e-05	0.0309	460	0.0122	300	0.0103	10830	0.0042	40000
	210	0.2166	0.0771	6.6413e-05	0.0310	460	0.0119	300	0.0091	10820	0.0052	100
	240	0.2156	0.0772	5.3568e-05	0.0308	460	0.0121	300	0.0092	10825	0.0042	40000
	270	0.2127	0.0768	5.9760e-05	0.0304	460	0.0128	300	0.0102	10825	0.0043	40000
	300	0.2208	0.0770	6.1095e-05	0.0313	460	0.0127	300	0.0098	10820	0.0045	40000
	330	0.2288	0.0771	5.5405e-05	0.0310	460	0.0118	300	0.0096	10810	0.0046	40000

Tabla 9: resultados de la simulación, datos de las corrientes

fsw (kHz)	Inter-leave $\phi(^{\circ})$	Rizado Idc_out (A)	THDi Idc_out	FFT Idc_out		Rizado corriente de induct AIL (A)	
				Armónico 1		Conv. Bat	Conv. SC
				Amplitud	frecuencia (Hz)		
10	0	43.4700	0.0047	10.7541	3255	8.4579	8.7185
	30	43.0702	0.0047	9.2076	3260	8.4705	8.1576
	60	43.9157	0.0048	6.9390	6740	8.4445	8.2877
	90	43.1852	0.0064	7.5778	3260	8.4900	8.4915
	120	44.7870	0.0042	10.4685	3265	8.5157	8.4535
	150	44.8271	0.0088	10.4616	3260	8.4699	8.7687
	180	45.2040	0.0066	10.8092	3255	8.5235	8.6429
	210	45.5183	0.0082	10.8455	3255	8.5926	9.3792
	240	45.6874	0.0068	9.0044	3255	8.5296	9.3400
	270	45.7306	0.0049	8.9730	3255	8.5171	9.1701
	300	46.5561	0.0064	9.9825	3255	8.4765	8.9014
	330	46.2825	0.0070	7.3889	3250	8.5474	9.5047
20	0	37.3064	0.0023	10.3911	6550	4.2258	4.6742
	30	36.9075	0.0029	9.2843	6550	4.2008	4.8125
	60	37.5278	0.0033	9.8819	6555	4.2364	4.7782
	90	37.4471	0.0023	10.5924	6555	4.2399	5.0008
	120	37.8336	0.0032	9.3170	6555	4.2355	4.8268
	150	38.5809	0.0025	10.7661	6555	4.2261	4.9343
	180	38.3546	0.0025	10.5441	6550	4.2183	4.9848
	210	38.3617	0.0030	10.5657	6550	4.2343	5.0894
	240	37.7050	0.0035	7.9188	6550	4.2157	5.2896
	270	38.7025	0.0027	7.5937	6550	4.2223	4.9342
	300	38.6312	0.0043	10.0691	6550	4.2290	5.1030
	330	39.4600	0.0034	7.3050	6545	4.2219	4.9030
40	0	33.9448	0.0013	8.0522	40000	1.7695	2.9810
	30	34.0722	0.0013	8.0578	40000	1.7684	3.0739
	60	34.0620	0.0016	7.9449	40000	1.7802	3.1018
	90	34.0154	0.0012	7.7760	40000	1.7753	3.0105
	120	33.9843	0.0013	7.5948	40000	1.7715	3.0535
	150	35.1992	0.0015	7.4348	40000	1.7931	3.0583

180	35.5446	0.0021	7.2686	40000	1.8023	3.2755
210	35.7704	0.0026	7.1802	40000	1.7943	3.2035
240	35.4154	0.0022	7.2849	40000	1.7849	3.2205
270	35.7010	0.0023	7.4951	40000	1.7897	3.2087
300	35.4482	0.0025	7.7042	40000	1.7813	3.2597
330	35.9151	0.0020	7.9329	40000	1.7831	3.4216

i_dc_in: THDi 0.0013; magn1 0.6089; f_1 460

En las Figura 87- Figura 95, se procede a una representación gráfica de los datos de las (Tabla 8, Tabla 9). Como se puede observar en la Tabla 10, se asume que el eje x se parte entre tres frecuencias de conmutación anteriormente mencionadas y en el orden ascendente. Cada una de ellas ha sido aplicada al sistema de control con los diferentes valores des desfase “interleave”.

Tabla 10: correspondencia abscisas de las Figura 87- Figura 95 con frecuencia y desfase

Frecuencia (kHz)	10											
“Interleave” (°)	0	30	60	90	120	150	180	210	240	270	300	330
Nº sobre el eje X	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Frecuencia (kHz)	20											
“Interleave” (°)	0	30	60	90	120	150	180	210	240	270	300	330
Nº sobre el eje X	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
Frecuencia (kHz)	40											
“Interleave” (°)	0	30	60	90	120	150	180	210	240	270	300	330
Nº sobre el eje X	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36

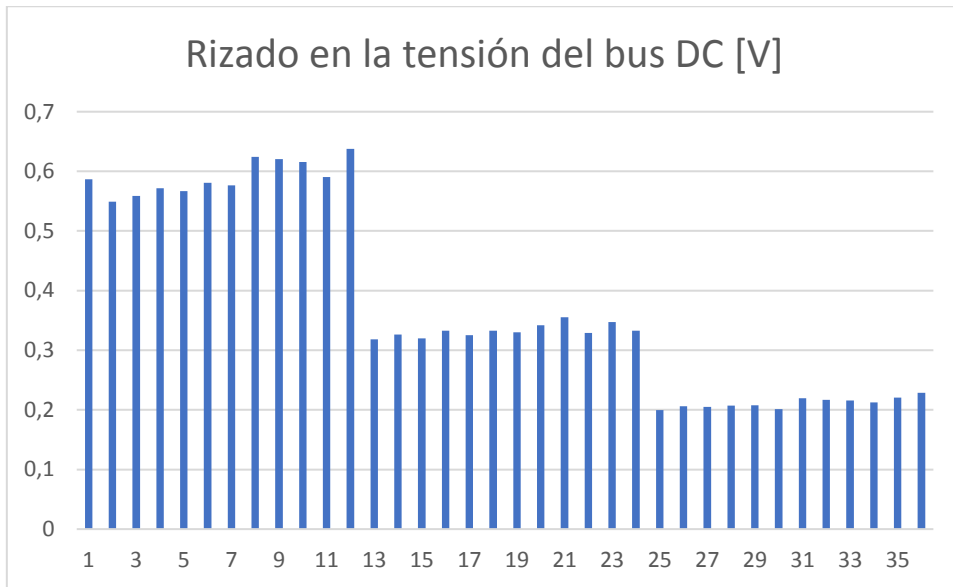


Figura 87: Rizado de la tensión del bus de continua, con aerogenerador e inversor de carga

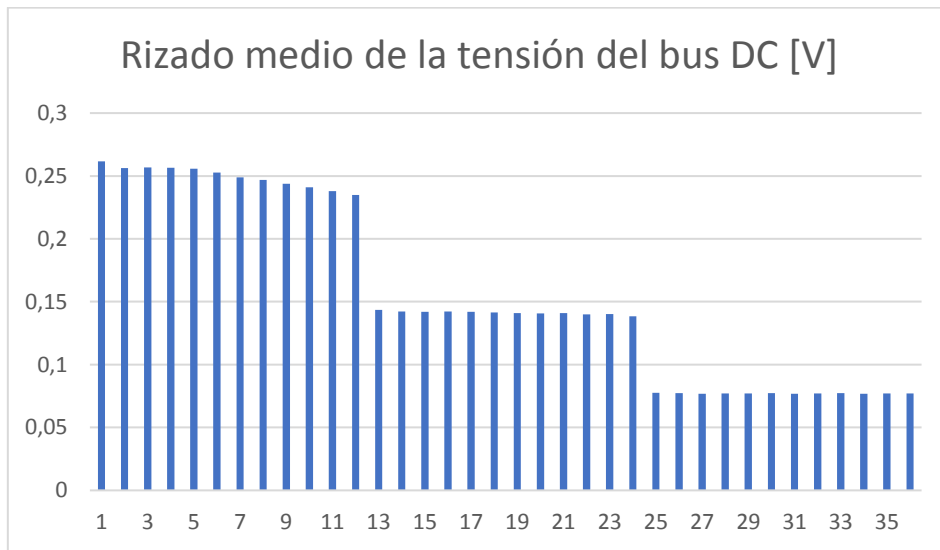


Figura 88: Rizado medio de la tensión del bus de continua con aerogenerador e inversor de carga

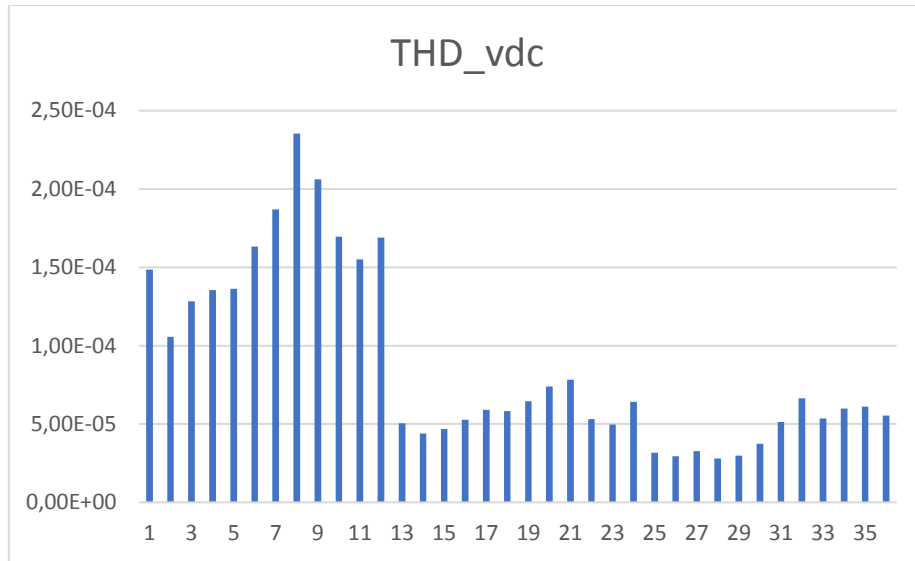


Figura 89: THD de la tensión del bus de continua con aerogenerador e inversor de carga

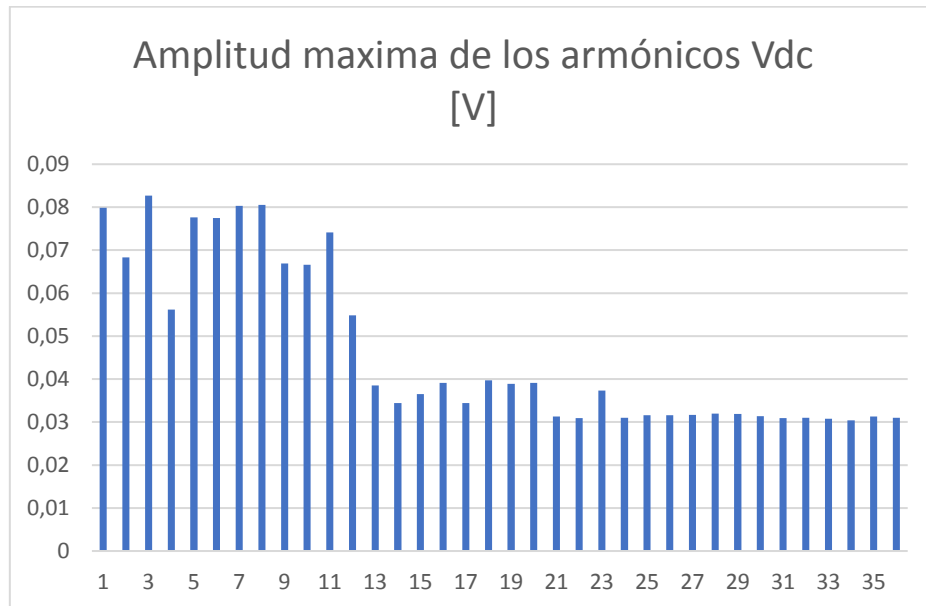


Figura 90: Amplitudes máximas de los armónicos Vdc con aerogenerador e inversor de carga

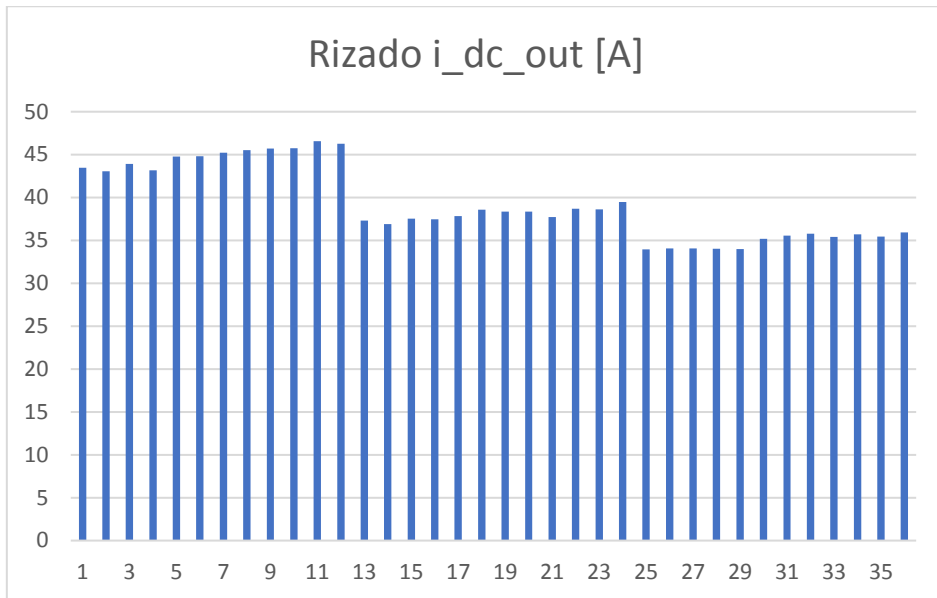


Figura 91: Rizado i_{dc_out} con aerogenerador e inversor de carga

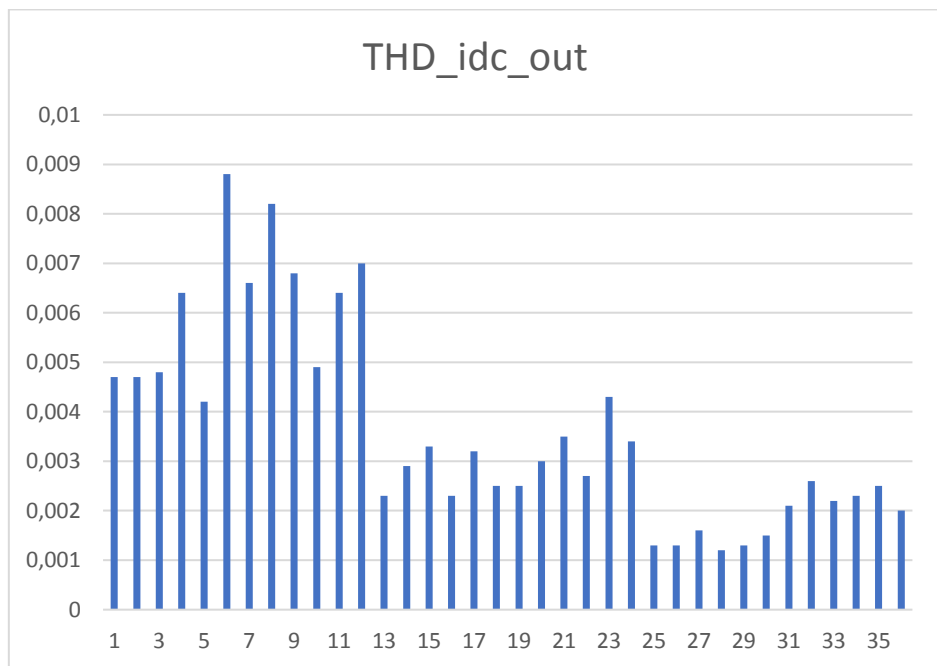


Figura 92: THD i_{dc_out} con aerogenerador e inversor de carga

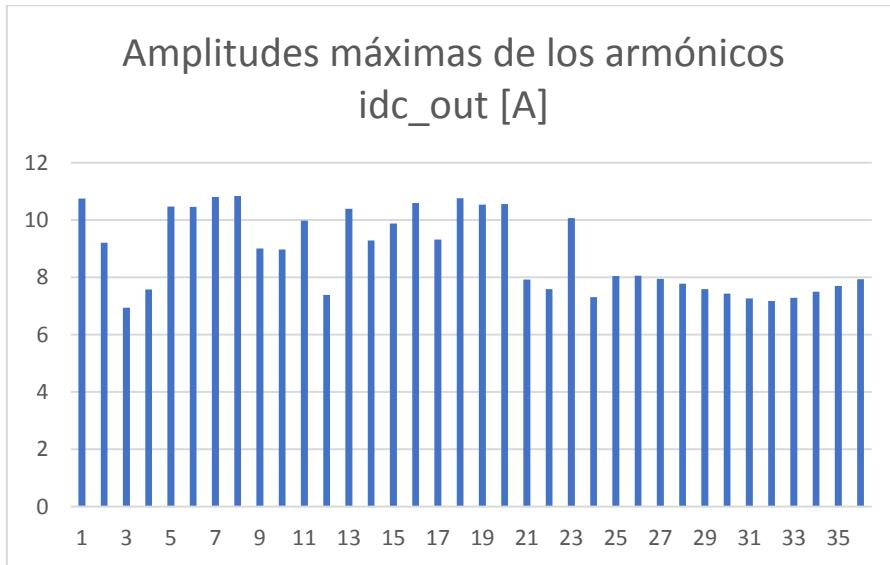


Figura 93: Amplitudes máximas de los armónicos idc_out con aerogenerador e inversor de carga

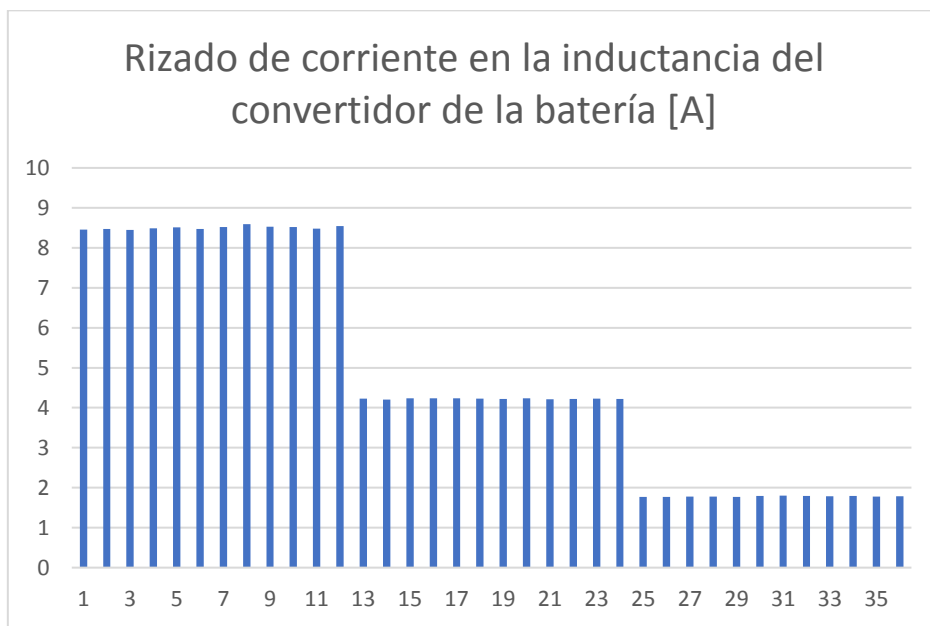


Figura 94: Rizado de corriente en la inductancia del convertidor de la batería con aerogenerador e inversor de carga

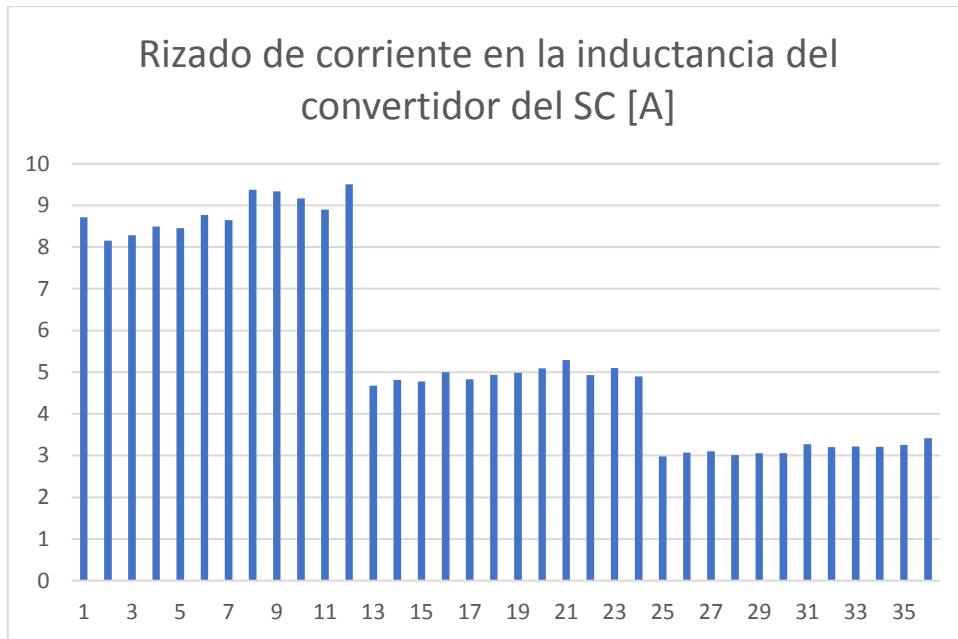


Figura 95: Rizado de corriente en la inductancia del convertidor del SC con aerogenerador e inversor de carga

Los valores de los parámetros de las (Tabla 8, Tabla 9) gráficamente representados a partir de la Figura 87 hasta la Figura 95, permiten notar una mejora de la estabilidad del bus de continua en función de la frecuencia de conmutación del circuito de control asociado al sistema de almacenamiento. Sin embargo, la discrepancia entre los Mejores casos asociados a cada uno de los indicadores de la calidad del bus (rizado, THD) no permite sacar una situación óptima global a la hora de procesar al barrido de los diferentes desfases “interleave”. Dicha discrepancia está debida a la relación aleatoria entre formas de ondas de corrientes de la batería y del supercondensador.

La disponibilidad de las componentes dominantes de las señales gracias a la transformada rápida de Fourier (FFT) permite la selección de desfase “interleave” de operación basándose en la eliminación de amplitudes de los armónicos de frecuencia no deseados tanto en la expresión de la tensión del bus que de la corriente.

Se ha procedido a la comparación entre la calidad de la tensión del bus conseguida mediante una regulación hecha por el control de sistema de almacenamiento de un lado y el control de inversor de la carga del otro lado. Se ha podido observar que, en ambos casos, el rizado de la tensión del bus de continua se mantiene en valores cercanos que son respectivamente $0.32V$ y $0.48V$. La misma observación se hizo respecto a los valores relativos de THD para ambos casos: $4.15e - 02\%$ y $4.74e - 02\%$. Como mencionado anteriormente, la estabilización de la tensión del bus mediante la utilización del sistema de almacenamiento tiene como ventaja, en periodos de bajón del viento, de suministrar a la carga energía previamente almacenada.

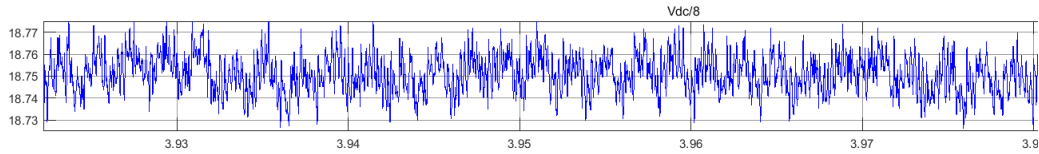


Figura 96: Tensión del bus de continua, estabilizada por el control del sistema de almacenamiento

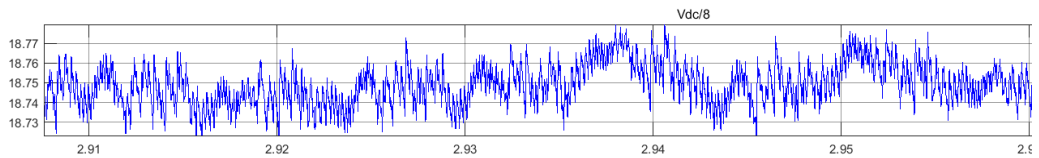


Figura 97: Tensión del bus de continua, estabilizada por el control del inversor de carga

6.3.2. Casos significativos en la simulación.

Para comprobar la respuesta correcta del sistema de almacenamiento, se ha evaluado gráficamente la dinámica de variación de las potencias del sistema tal como ilustrado en la Figura 98. Se tratan respectivamente de la potencia total del aerogenerador P_{gen} , la potencia de entrada al bus $P_{in\ bus}$, la potencia consumida por la carga P_{carga} y la potencia del sistema de almacenamiento P_{alm} .

Igual que está ilustrado en la

Tabla **11**, se ha observado que la magnitud y el signo de la potencia del sistema de almacenamiento son dependientes del valor relativo entre la potencia de entrada del bus de continua y el consumo en la carga. En el caso de disponer de una potencia producida por el aerogenerador mayor que la potencia consumida en la carga, el sistema de almacenamiento interviene absorbiendo la energía de sobra. Esta energía previamente almacenada conviene el sistema en fuente de respaldo a la hora de caída e incluso de anulación de la potencia producida por el aerogenerador.

Cabe destacar que según la dinámica de carga y de descarga del sistema de almacenamiento, se emplean conjuntamente tanto el supercondensador como la batería con la finalidad de aumentar la vida útil de la batería. En caso de igualdad de potencias, el sistema híbrido de almacenamiento de energía se encarga solo de mejorar la calidad del bus de continua reduciendo el rizado producido por las variaciones de la velocidad del viento o de las cargas no lineales responsables de la aparición de armónicos.

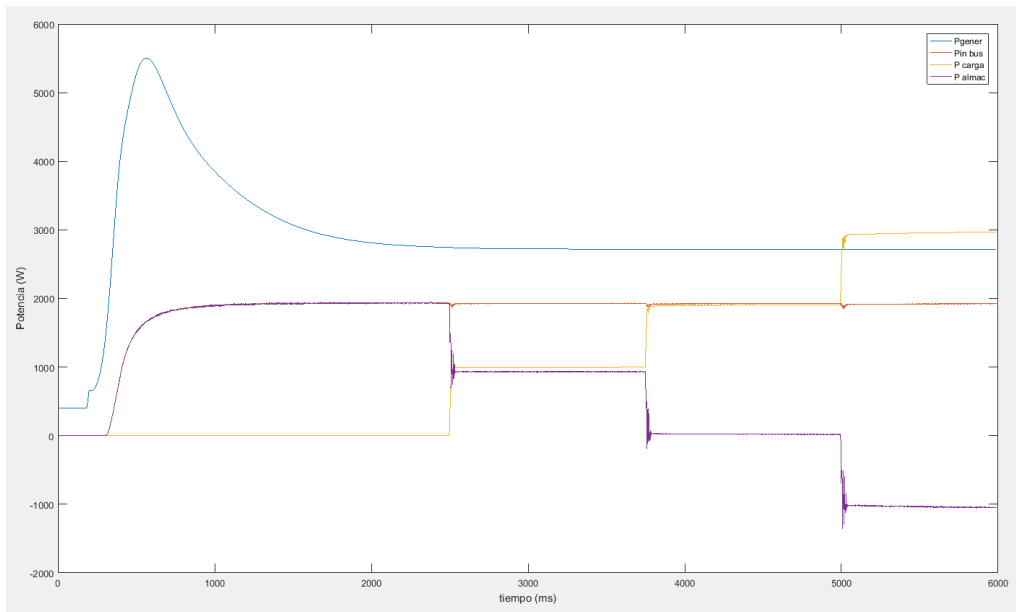


Figura 98: potencia a diferentes valores de la carga

Tabla 11: resumen de los casos más significativos

Caso	HESS
Pot_dcbus = Pot_carga=0	parado
Pot_dcbus > Pot_carga	Proceso de Carga
Pot_dcbus = Pot_carga	Mejora de la Calidad del Bus DC
Pot_dcbus < Pot_carga	Proceso de Descarga

CONCLUSIONES, APORTACIONES Y FUTURAS LINEAS DE TRABAJO

CONCLUSIONES

En la presente Tesis Doctoral se han tratado los sistemas híbridos que integran sistemas de generación eólica junto con sistemas de almacenamiento de energía, abordando diferentes aspectos técnicos con el fin de mejorar las prestaciones de los mismos.

El sistema planteado consta de un sistema de almacenamiento dual, basado en la utilización de baterías y supercondensadores. La elección de ambos elementos viene motivada por la complementariedad entre ellos a nivel de tiempo de respuesta, así como por su densidad energética y su potencia. Gracias a esta complementariedad se ha logrado realizar una gestión independiente de las dinámicas rápidas y lentas en el sistema.

Se ha presentado el diseño de los convertidores de potencia, así como de los sistemas de control que logran la estabilización del bus de continua, y también el control del flujo de energía entre el bus de continua y los sistemas de almacenamiento energético empleados.

Se ha estudiado el efecto que sobre el rizado y la distorsión del bus de continua produce la utilización de los convertidores electrónicos de los sistemas de almacenamiento, de forma independiente y combinada, utilizando diferentes niveles de “interleave”. Se ha podido

determinar que la utilización combinada de estos convertidores no empeora las características del bus de continua.

La utilización del control por banda de histéresis de frecuencia fija ha permitido implementar un control de corriente sencillo y robusto aplicable a los convertidores del sistema de almacenamiento y también al control del inversor que alimenta la carga del sistema. Aplicado al inversor, se ha logrado reducir el THD de las corrientes de carga aproximadamente en un 40%.

El sistema de almacenamiento planteado, tiene una respuesta transitoria rápida gracias a la utilización del supercondensador, lo que ha posibilitado el aumento de la seguridad en este tipo de sistemas a partir de mini generadores eólicos de alta dinámica, ya que en las transiciones rápidas el supercondensador es capaz de absorber la energía generada y que no puede absorber la carga, manteniendo el bus dc estabilizado y actuando como sistema de frenado eléctrico de la turbina.

APORTACIONES

Como principales aportaciones se pueden destacar las siguientes:

Se ha planteado la utilización de un sistema de almacenamiento dual, basado en baterías y supercondensadores, aplicado a un sistema de generación híbrido a partir de energía minieólica. Se ha logrado realizar una gestión independiente de las dinámicas rápidas y lentas en el sistema, contribuyendo a:

- La mejora de la estabilidad del bus de continua, puesto que el sistema de regulación de carga permite un mejor control sobre las variaciones de tensión que se verían reflejadas sobre el bus dc debido a las perturbaciones del viento sobre la turbina eólica.
- La mejora de la seguridad mecánica del sistema, actuando como limitador de velocidad del aerogenerador en colaboración con el breaker del sistema en situaciones de vientos de altas velocidades.

Se ha desarrollado un control por banda de histéresis modificado que permite la conmutación de los semiconductores a frecuencia fija. Los resultados demuestran que el sistema es sencillo y robusto, y se logra mejorar el THD de las corrientes, en comparación con un control por banda de histéresis de frecuencia fija clásico.

Se ha estudiado el efecto que sobre el rizado y la distorsión del bus de continua produce la utilización de los convertidores electrónicos de los sistemas de almacenamiento, de forma independiente y combinada, utilizando diferentes niveles de “interleave”. Se ha podido determinar que la utilización combinada de estos convertidores mejora sensiblemente las características del bus de continua.

Se ha desarrollado un sistema de gestión capaz de controlar el flujo de energía entre el bus de continua y el sistema de almacenamiento. Por otra parte, en los casos en los que ya no pueda almacenarse energía, el sistema de gestión propuesto determina la corriente de referencia para la disipación de la energía excedente en el breaker. Se contribuye de esta manera a la mejora de la seguridad mecánica y eléctrica del sistema.

LÍNEAS DE TRABAJO FUTURAS

Se espera continuar trabajando en diferentes aspectos relacionados con la investigación desarrollada en la presente tesis doctoral. Entre otras líneas se podrían destacar:

- La implementación hardware del sistema diseñado para la comprobación experimental de los resultados.
- El desarrollo de los algoritmos software del sistema diseñado para su implementación en una plataforma de control digital mediante sistemas embebidos.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] C. C. United Nations, “KYOTO PROTOCOL,” 1998.
- [2] “Report of the Conference of the Parties on its twenty-first session, held in Paris from 30 November to 13 December 2015 Part one: Proceedings,” Paris, 2015.
- [3] China Reinsurance (Group) Corporation, “CORPORATE CULTURE OF CHINA RE GROUP,” 2015.
- [4] J. M. Casas Úbeda, *Educación medioambiental*. Club Universitario, 2007.
- [5] A. Ramos Martín, “Convertidor de potencia con almacenamiento energético, para la interconexión de sistemas eléctricos de reducida potencia,” Universidad de las Palmas de Gran Canaria, 2008.
- [6] P. Pany, R. Singh, and R. Tripathi, “Bidirectional DC-DC converter fed drive for electric vehicle system,” *Int. J. Eng. Sci. Technol.*, vol. 3, no. 3, Jul. 2011.
- [7] C. F. Brasil and C. L. S. Melo, “A comparative study of lead-acid batteries and lithium iron phosphate batteries used in microgrid systems,” in *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2017, pp. 1–7.
- [8] G. Guerrero M.A., Romero E., Milanés M., Miñambres V., “Atenuación de Fluctuaciones de Potencia en Plantas de Generación Fotovoltaicas,” *Res. Dev. Innov. Gr. Power Electr. Electron. Syst.*
- [9] X. Xiao, H. Yi, Q. Kang, and J. Nie, “A Two-level Energy Storage System for Wind Energy Systems,” *Procedia Environ. Sci.*, vol. 12, pp. 130–136, Jan. 2012.
- [10] S. K. Kollimalla, M. K. Mishra, and N. L. Narasamma, “Design and Analysis of Novel Control Strategy for Battery and Supercapacitor Storage System,” *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 5, no. 4, pp. 1137–1144, Oct. 2014.
- [11] S. M. Lukic, S. G. Wirasingha, F. Rodriguez, J. Cao, and A. Emadi, “Power Management of an Ultracapacitor/Battery Hybrid Energy Storage System in an HEV,” in *2006 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2006, pp. 1–6.
- [12] F. S. Garcia, A. A. Ferreira, and J. A. Pomilio, “Control Strategy for Battery-Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System,” in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2009, pp. 826–832.
- [13] Z. Zheng, X. Wang, and Y. Li, “A control method for grid-friendly photovoltaic systems with hybrid energy storage units,” in *2011 4th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT)*, 2011, pp. 1437–1440.
- [14] M. Moshirvaziri, “Ultracapacitor/Battery Hybrid Energy Storage Systems for Electric

Vehicles,” *Master Thesis*, Nov. 2012.

- [15] D. Haifeng and C. Xueyu, “A Study on Lead Acid Battery and Ultra-capacitor Hybrid Energy Storage System for Hybrid City Bus,” in *2010 International Conference on Optoelectronics and Image Processing*, 2010, pp. 154–159.
- [16] T. P. Kohler, D. Buecherl, and H.-G. Herzog, “Investigation of control strategies for hybrid energy storage systems in hybrid electric vehicles,” in *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2009, pp. 1687–1693.
- [17] Jian Cao and A. Emadi, “A New Battery/UltraCapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 122–132, Jan. 2012.
- [18] L. Barote, M. Georgescu, and C. Marinescu, “Smart storage solution for wind systems,” in *2009 IEEE Bucharest PowerTech*, 2009, pp. 1–6.
- [19] L. A. F. Jiménez, “Modelos avanzados para la predicción a corto plazo de la producción eléctrica en parques eólicos,” *Doctoral Thesis*, Universidad de La Rioja, 2007.
- [20] E. Lantz and M. Hand, “The Past and Future Cost of Wind Energy,” *PIX*, vol. 16560, Aug-2012.
- [21] B. S. Borowy and Z. M. Salameh, “Dynamic response of a stand-alone wind energy conversion system with battery energy storage to a wind gust,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 12, no. 1, pp. 73–78, Mar. 1997.
- [22] E. Prados Martín, “Aplicabilidad de los modelos de evaluación de inversiones en condiciones de riesgo al análisis de rentabilidad de centrales eólicas,” *Editorial de la Universidad de Granada*, 2012.
- [23] C. Abbey and G. Joos, “Supercapacitor Energy Storage for Wind Energy Applications,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 3, pp. 769–776, 2007.
- [24] J. P. Barton and D. G. Infield, “Energy Storage and Its Use With Intermittent Renewable Energy,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 19, no. 2, pp. 441–448, Jun. 2004.
- [25] A. C. García, “Simulación del Funcionamiento de una Turbina Eólica con Generador de Inducción Doblemente Alimentado,” *Universidad de Sevilla*, 2015.
- [26] L. G. GONZÁLEZ MORALES, “Mejora de la eficiencia y de las prestaciones dinámicas en procesadores electrónicos de potencia para pequeños aerogeneradores sincrónicos operando en régimen de velocidad variable,” *Universitat Politècnica de València, Valencia (Spain)*, 2011.
- [27] T. Dang, “Introduction, history, and theory of wind power,” in *41st North American Power Symposium*, 2009, pp. 1–6.
- [28] I. Tarimer and C. Ocak, “Performance comparison of internal and external rotor

structured wind generators mounted from same permanent magnets on same geometry,” *Elektron. ir Elektrotechnika*, 2009.

- [29] L. G. González Morales, “Mejora de la eficiencia y de las prestaciones dinámicas en procesadores electrónicos de potencia para pequeños aerogeneradores sincrónicos operando en régimen de velocidad variable,” 2011.
- [30] Energiverde, “4 ventajas y 4 desventajas de la energía eólica - EnergiVerde.” [Online]. Available: <http://www.energiverde.com/energia-eolica/4-ventajas-y-4-desventajas-de-la-energia-eolica>. [Accessed: 23-May-2018].
- [31] E. Verde, “Ventajas y desventajas de la energía eólica.” [Online]. Available: <https://www.ecologiaverde.com/ventajas-y-desventajas-de-la-energia-eolica-1085.html>. [Accessed: 23-May-2018].
- [32] W. Zhou, C. Lou, Z. Li, L. Lu, and H. Yang, “Current status of research on optimum sizing of stand-alone hybrid solar–wind power generation systems,” *Appl. Energy*, vol. 87, no. 2, pp. 380–389, Feb. 2010.
- [33] W. D. Kellogg, M. H. Nehrir, G. Venkataramanan, and V. Gerez, “Generation unit sizing and cost analysis for stand-alone wind, photovoltaic, and hybrid wind/PV systems,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 13, no. 1, pp. 70–75, Mar. 1998.
- [34] A. J. Fer-, “Ministerio de industria, turismo y comercio 3419,” *BOE*, 2005.
- [35] IDAE and I. para la D. y A. de la Energía, “ANEMOS. Estudio sobre Predicción Eólica en la Unión Europea,” Madrid, 2007.
- [36] T. Ackermann, “Wind Power in Power Systems,” 2004.
- [37] L. Q. Lauha Fried and S. S. and S. Shukla, “Global Wind Energy Report,” Brussels, 2016.
- [38] Global Wind Energy Council, “Global Wind Statistics 2017,” Brussels, 2018.
- [39] I. Pineda, W. Pierre Tardieu, and L. Miró, “Wind in power 2017,” 2018.
- [40] C. Álvarez, “Energía eólica,” Madrid, 2006.
- [41] R. Wiser and M. Bolinger, “2016 Wind Technologies Market Report: Summary,” Oak Ridge, 2017.
- [42] M. K. Kazimierczuk and R. C. Cravens, “Application of super capacitors for voltage regulation in aircraft distributed power systems,” in *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 835–841.
- [43] F. Blaabjerg and D. M. Ionel, *Renewable energy devices and systems with simulations in MATLAB and ANSYS*. Florida: CRC Press Taylor & Francis Group, 2016.
- [44] Xiao Li, Changsheng Hu, Changjin Liu, and Dehong Xu, “Modeling and control of aggregated Super-Capacitor Energy Storage system for wind power generation,” in

2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008, pp. 3370–3375.

- [45] X. Liu, P. Wang, P. C. Loh, F. Gao, and F. H. Choo, “Control of hybrid battery/ultra-capacitor energy storage for stand-alone photovoltaic system,” in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, pp. 336–341.
- [46] J. P. Cun, J. N. Fiorina, M. Fraise, and H. Mabboux, “The experience of a UPS company in advanced battery monitoring,” in *Proceedings of Intelec '96 - International Telecommunications Energy Conference*, 1996, pp. 646–653.
- [47] H. L. Chan, “A new battery model for use with battery energy storage systems and electric vehicles power systems,” in *2000 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37077)*, 2000, vol. 1, pp. 470–475.
- [48] T. Robbins and J. Hawkins, “Battery model for overcurrent protection simulation of DC distribution systems,” in *Proceedings of Intelec 94*, pp. 307–314.
- [49] M. Alhanouti, M. Gießler, T. Blank, and F. Gauterin, “New Electro-Thermal Battery Pack Model of an Electric Vehicle,” *Energies*, vol. 9, no. 12, p. 563, Jul. 2016.
- [50] O. Tremblay and L.-A. Dessaint, “Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications.”
- [51] Amin, R. T. Bambang, A. S. Rohman, C. J. Dronkers, R. Ortega, and A. Sasongko, “Energy Management of Fuel Cell/Battery/Supercapacitor Hybrid Power Sources Using Model Predictive Control,” *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 10, no. 4, pp. 1992–2002, Nov. 2014.
- [52] A. ROSIN and Vanemteadur, “Energy Storages,” 2012.
- [53] International, Electrotechnical, and Commission, “Electrical Energy Storage,” Geneva, 2011.
- [54] Y. Zhang, D. Meng, M. Zhou, and S. Li, “Energy Management of an Electric City Bus with Battery/Ultra-Capacitor HESS,” in *2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2016, pp. 1–6.
- [55] E. Ž.] Čihak, E. T., & Jakopović, “Supercapacitors in power converter DC link,” *2011 Proc. 34th Int. Conv. (pp. 130-135). IEEE*, 2011.
- [56] P. J. Grbovic, P. Delarue, and P. Le Moigne, “Modeling and control of ultra-capacitor based energy storage and power conversion system,” in *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2014, pp. 1–9.
- [57] F. Belhachemi, S. Rael, and B. Davat, “A physical based model of power electric double-layer supercapacitors,” in *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, 2000, vol. 5, pp. 3069–3076.
- [58] J.-S. Lai, S. Levy, and M. F. Rose, “High energy density double-layer capacitors for

- energy storage applications,” *IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag.*, vol. 7, no. 4, pp. 14–19, Apr. 1992.
- [59] L. Shi and M. L. Crow, “Comparison of ultracapacitor electric circuit models,” in *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, 2008, pp. 1–6.
- [60] M. das Comunicações, “A Carga e Descarga do Condensador.” [Online]. Available: http://macao.communications.museum/por/exhibition/secondfloor/MoreInfo/2_3_5_ChargingCapacitor.html. [Accessed: 23-May-2018].
- [61] F. por detrás de las Cosas, “Carga y descarga de un condensador.” [Online]. Available: <https://physicalbetweenus.blogspot.com.es/2016/10/carga-y-descarga-de-un-condensador.html>. [Accessed: 23-May-2018].
- [62] M. Technologies, “Datasheet 56V module features and benefits,” *maxwell.com*, 2013. [Online]. Available: http://www.maxwell.com/images/documents/56vmodule_ds_1017119-3.pdf. [Accessed: 11-Dec-2017].
- [63] F. Lin, X. Li, Y. Zhao, and Z. Yang, “Control Strategies with Dynamic Threshold Adjustment for Supercapacitor Energy Storage System Considering the Train and Substation Characteristics in Urban Rail Transit,” *Energies*, vol. 9, no. 4, p. 257, Mar. 2016.
- [64] S. Roldán Luna and Silvia, “Supercondensadores basados en electrolitos redox activos,” Universidad de Oviedo, 2014.
- [65] Y. Wang, W. Wang, Y. Zhao, L. Yang, and W. Chen, “A Fuzzy-Logic Power Management Strategy Based on Markov Random Prediction for Hybrid Energy Storage Systems.”
- [66] M. Michalczuk, B. Ufnalski, and L. Grzesiak, “Fuzzy logic control of a hybrid battery-ultracapacitor energy storage for an urban electric vehicle.”
- [67] I. Kioskeridis, N. Jabbour, and C. Mademlis, “Improved Performance in a Supercapacitor-Based Energy Storage Control System with Bidirectional DC-DC Converter for Elevator Motor Drives,” in *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)*, 2014, p. 6.1.02-6.1.02.
- [68] N. Jabbour and C. Mademlis, “Improved Control Strategy of a Supercapacitor-Based Energy Recovery System for Elevator Applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1–1, 2016.
- [69] H. Liu, K. Liu, and B. Sun, “Analysis of energy management strategy for energy-storage type elevator based on supercapacitor,” in *2017 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, 2017, pp. 175–180.
- [70] P. Kubade and S. K. Umathe, “Enhancing an elevator efficiency by using

- supercapacitor,” in *2017 Third International Conference on Advances in Electrical, Electronics, Information, Communication and Bio-Informatics (AEEICB)*, 2017, pp. 502–505.
- [71] N. Jabbour and C. Mademlis, “Supercapacitor-Based Energy Recovery System With Improved Power Control and Energy Management for Elevator Applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 12, pp. 9389–9399, Dec. 2017.
- [72] Bo Zhu, Jiageng Ruan, and P. Walker, “Experimental Verification of regenerative braking energy recovery system based on electric vehicle equipped with 2-speed DCT,” in *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)*, 2014, pp. 0240–0240.
- [73] V. Mariappan, S. Srinivas, and V. Narayanan, “A simple model to predict fuel saving benefits with brake energy recovery methods of conventional vehicle regenerative braking system,” in *2014 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, 2014, pp. 627–632.
- [74] J. Han, Z. Zheng, J. Zheng, and J. Li, “A survey of braking energy recovery and management technology,” in *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, 2014, pp. 1–4.
- [75] M. B. Caracciolo, M. Berrera, M. Brenna, and D. Zaninelli, “Conversion systems for braking energy recovery in 3 kVDC railway lines,” in *2015 AEIT International Annual Conference (AEIT)*, 2015, pp. 1–6.
- [76] G. Song and Y. Zhang, “Control strategy of energy recovery of electric vehicles based on braking strength,” in *2016 35th Chinese Control Conference (CCC)*, 2016, pp. 8880–8884.
- [77] T. Lianfu and W. Lixin, “Research on the Integrated Braking Energy Recovery Strategy Based on Super-Capacitor Energy Storage,” in *2017 International Conference on Smart Grid and Electrical Automation (ICSGEA)*, 2017, pp. 175–178.
- [78] Y. Wang *et al.*, “Research and implementation of key technology of braking energy recovery system for off-highway dump truck,” in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017, pp. 3912–3917.
- [79] Z. Chen, T. Lv, N. Guo, J. Shen, and R. Xiao, “Study on braking energy recovery efficiency of electric vehicles equipped with super capacitor,” in *2017 Chinese Automation Congress (CAC)*, 2017, pp. 7231–7236.
- [80] Z. Chlodnicki, W. Koczara, and N. Al-Khayat, “Hybrid UPS Based on Supercapacitor Energy Storage and Adjustable Speed Generator,” in *2007 Compatibility in Power Electronics*, 2007, pp. 1–10.
- [81] Z. Zhang, O. C. Thomsen, M. A. E. Andersen, J. D. Schmidt, and H. R. Nielsen, “Analysis and Design of Bi-directional DC-DC Converter in Extended Run Time DC UPS System Based on Fuel Cell and Supercapacitor,” in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2009, pp. 714–719.

- [82] T. Wickramasinghe, N. Kularatna, and D. A. Steyn-Ross, “Supercapacitor-based DC-DC converter technique for DC-microgrids with UPS capability,” in *2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, 2015, pp. 119–123.
- [83] Mesago Messe Frankfurt GmbH and Institute of Electrical and Electronics Engineers., *PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management : date, 10-12 May 2016.* .
- [84] C. Joshi, Kantilal Dayal; Vinod, “Power Oscillation Damping using Ultracapacitor and Voltage Source based FACTS controllers,” in *ICEICE*, 2017.
- [85] A. Dutta and S. Prakash, “Effect of FACTS on load frequency control in deregulated environment,” in *7th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, 2016, pp. 1–6.
- [86] Renesas, “Battery Management System Tutorial,” japan.
- [87] J. Miguel Branco Marques, “José Miguel Branco Marques Battery Management System (BMS) for Lithium-Ion Batteries,” 2014.
- [88] Fraunhofer, “Battery Management Guide,” *Fraunhofer Institute for Integrated Circuits IIS*, 2013. [Online]. Available: https://www.iis.fraunhofer.de/content/dam/iis/de/doc/lv/los/energie/Power-und_Batteriemanagement/batterymanagement_2013-4.pdf.
- [89] Texas Instruments, “Battery Management Guide,” 2015.
- [90] Y. Fujita, Y. Hirose, Y. Kato, and T. Watanabe, “Development of Battery Management System,” *FUJITSU TEN TECH. J. NO*, vol. 4242, 2016.
- [91] Wikipedia, “Battery management system,” *Wikipedia*. 2018.
- [92] Y. Xing, E. W. M. Ma, K. L. Tsui, and M. Pecht, “Battery Management Systems in Electric and Hybrid Vehicles,” *Energies*, vol. 4, no. 12, pp. 1840–1857, Oct. 2011.
- [93] Texas Instruments, “EM1402 Evaluation Module User’s Guide EM1402 Evaluation Module,” 2017.
- [94] G. Garcerá Sanfeliú, E. Figueres Amorós, and A. Abellán García, *Convertidores conmutados : circuitos de potencia y control*. Valencia (Spain): Universidad Politécnica de Valencia, Servicio de Publicaciones, 1998.
- [95] L. V. N. and T. T. Johnson, “Benchmark: DC-to-DC Switched-Mode Power Converters (Buck Converters, Boost Converters, and Buck-Boost Converters),” *Comput. Sci. Eng. Univ. Texas Arlingt. — Arlington, TX*, 2014.
- [96] R. W. Erickson, “DC-DC Power Converters,” *Wiley Encycl. Electr. Electron. Eng.*, 2007.
- [97] M. G. Giesselmann, “Averaged and cycle by cycle switching models for buck, boost,

buck-boost and Cuk converters with common average switch model,” *IECEC-97 Proc. Thirty-Second Intersoc. Energy Convers. Eng. Conf. (Cat. No.97CH6203)*, vol. 1, pp. 337–341, 1997.

- [98] I. Husain, *Electric and hybrid vehicles, Design fundamentals*. CRC PRESS, 2003.
- [99] Yang Juan, Li Weiguo, Yan Tao, Hui Dong, Song Li, and Zhang Chenyun, “Design and realization of a bi-directional DC/DC power storage converter’s control system,” in *2010 5th International Conference on Critical Infrastructure (CRIS)*, 2010, pp. 1–4.
- [100] *Convertidor DC-DC bidireccional: choper 2 cuadrantes. .*
- [101] F. Caricchi, F. Crescimbin, F. G. Capponi, and L. Solero, “Study of bi-directional buck-boost converter topologies for application in electrical vehicle motor drives,” in *APEC '98 Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, pp. 287–293.
- [102] L. M. Alvarez Tapia, “Modelo matemático en Simulink y control de velocidad del MRC WEKA SR-30102 utilizando la FPGA Spartan 3AN,” 2014.
- [103] S. Z. Hassan, Hui Li, T. Kamal, and M. Awais, “Stand-alone/grid-tied wind power system with battery/supercapacitor hybrid energy storage,” in *2015 International Conference on Emerging Technologies (ICET)*, 2015, pp. 1–6.
- [104] K. C. Wu, *Switch-mode power converters : design and analysis*. Elsevier Academic Press, 2006.
- [105] S. Keeping, “Control en modos de voltaje y de corriente para la generación de señales PWM en reguladores de conmutación CC-CC,” *DigiKey*, 2014. [Online]. Available: <https://www.digikey.com/es/articles/techzone/2014/oct/voltage-and-current-mode-control-for-pwm-signal-generation-in-dc-to-dc-switching-regulators>. [Accessed: 11-Dec-2017].
- [106] J. M. Lozano Nieto, “Diseño y simulación de un regulador de histéresis con frecuencia de conmutación fija,” Universitat Politècnica de Catalunya, 2007.
- [107] Kelvin Ka-Sing Leung and Henry Shu-Hung Chung, “Dynamic hysteresis band control of the buck converter with fast transient response,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 52, no. 7, pp. 398–402, Jul. 2005.
- [108] M. A. Pérez, “ELECTRONICA INDUSTRIAL : Introducción a la electrónica de potencia,” *Apunt. Univ. Técnica Federico St. María*, 2016.
- [109] A. Borrell Sanz, “Controlador de histéresis de bajo coste para convertidos buck síncrono multifase,” Universitat Politècnica de Catalunya, 2012.
- [110] S. S. Chilet, “Contribución a la mejora de la eficiencia y al ahorro energético en instalaciones eléctricas desequilibradas y lineales, con neutro,” Universitat Politècnica de València, 2004.
- [111] Xunjiang Dai and Qin Chao, “The research of photovoltaic grid-connected inverter

- based on adaptive current hysteresis band control scheme,” in *2009 International Conference on Sustainable Power Generation and Supply*, 2009, pp. 1–8.
- [112] Y.-M. Chen, Y.-C. Chen, and T.-F. Wu, “Feedforward Delta Modulation for Power Converters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 12, pp. 4126–4136, Dec. 2010.
- [113] A. Aktaibi, “A Critical Review of Modulation Techniques,” *Conf. Pap.*, 2016.
- [114] K. M. Smedley and S. Cuk, “One-cycle control of switching converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 6, pp. 625–633, 1995.
- [115] N. M. T. M. U. W. P. Robbins, *Electrónica de potencia: convertidores, aplicaciones y diseño*, 3a ed. Mexico: McGraw-Hill, 2009.
- [116] S. Belakehal, H. Benalla, and A. Bentounsi, “Power maximization control of small wind system using permanent magnet synchronous generator,” *Rev. des Energies Renouvelables*, vol. 12, pp. 2–307, 2009.
- [117] H. Chen, N. David, and D. C. Aliprantis, “Analysis of Permanent-Magnet Synchronous Generator With Vienna Rectifier for Wind Energy Conversion System,” *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 4, no. 1, pp. 154–163, Jan. 2013.
- [118] Kai-Wei Hu and Chang-Ming Liaw, “Establishment of an IPMSG system with Vienna SMR and its applications to microgrids,” in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 1619–1626.