



UNIVERSIDAD DE CHILE

FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

**ALGORITMO DE CONTROL EN SISTEMA DE GENERACIÓN
DIESEL DE VELOCIDAD VARIABLE UTILIZANDO CONVERTOR
MATRICIAL DE CUATRO PIERNAS**

**MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA**

FELIPE ALEJANDRO MORALES QUEVEDO

PROFESOR GUÍA:

ROBERTO CÁRDENAS DOBSON

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:

HÉCTOR AUGUSTO ALEGRÍA

ALFREDO MUÑOZ RAMOS

SANTIAGO DE CHILE

NOVIEMBRE 2010

“ALGORITMO DE CONTROL EN SISTEMA DE GENERACIÓN DIESEL DE VELOCIDAD VARIABLE UTILIZANDO CONVERTOR MATRICIAL DE CUATRO PIERNAS”

El presente trabajo se enmarca dentro de las actividades del proyecto *FONDECYT N° 1085289*, titulado: “Generación a velocidad variable utilizando convertidores matriciales de cuatro piernas”. El objetivo general consiste en implementar un prototipo experimental capaz de emular un sistema diesel de generación a velocidad variable, y de alimentar cargas balanceadas y desbalanceadas, con tensiones de amplitud y frecuencia constantes.

Para ello, se hace necesaria la programación de un algoritmo que incluya la rutina de un motor diesel operando a velocidad óptima. La emulación se realiza utilizando un motor de inducción jaula de ardilla, cuya velocidad es controlada utilizando un variador de frecuencia. La referencia de velocidad se regula de forma que el sistema sigue la dinámica asociada a un motor de combustión de consumo mínimo, cuya velocidad está ligada al nivel de potencia que requiera suministrar.

Por otra parte, la generación variable hace necesaria la incorporación de una unidad convertora, de manera que la carga sea alimentada con niveles de tensión estables. Para ello, se utiliza un convertor matricial de cuatro piernas, aprovechando sus ventajas de tamaño, peso y confiabilidad. La portabilidad del sistema propuesto aumenta al considerar un generador de imanes permanentes acoplado a la emulación del motor diesel. El generador de imanes permanentes posee alta eficiencia y alta densidad de potencia, por lo que permite inyectar mayores niveles de potencia para una misma envergadura, en comparación a generadores convencionales.

El sistema de conversión de voltajes hace uso de un algoritmo que incluye la modulación de las señales de entrada, para lo cual se implementa una rutina de modulación por vectores espaciales (SVM, por sus siglas en inglés). Al mismo tiempo, se utiliza un controlador resonante sintonizado en 50 [Hz], con el fin de establecer un valor específico (y programable) del voltaje fase-neutro en carga, y poder mantener una buena regulación de los niveles de tensión en carga, ante variadas perturbaciones.

Las pruebas realizadas permitieron verificar la respuesta de los sistemas de control ante cargas de índole resistiva, capacitiva, inductiva y no lineal, al aplicar impactos balanceados y desbalanceados. En forma general, la respuesta del sistema resultó satisfactoria, pudiendo seguir las referencias de velocidad y mostrando una buena regulación de tensiones. Los casos de desconexión total de carga y de impacto monofásico no lineal fueron aquellos que presentaron resultados menos prometedores. En efecto, el caso de desconexión presentó problemas relativos al tiempo de estabilización de tensiones (200 [ms] de tiempo de estabilización), mientras que durante el impacto no lineal, hubo intrusión de componentes armónicas significativas, tanto en el estator de la máquina de imanes permanentes como en los voltajes fase-neutro de la carga (distorsión armónica total ~7,5%). Sin embargo, en todos los casos, el sistema fue capaz de mantenerse en funcionamiento, lo que se asegura su confiabilidad ante una gran variedad de topologías.

Como resultado, se obtuvo un sistema experimental que permite emular un motor diesel con inercia, retardos, coeficiente de fricción y número de cilindros programable. Este sistema es capaz de alimentar cargas de diversa naturaleza y topología, de manera que mantiene estables las tensiones suministradas y adapta su velocidad de generación, a fin de optimizar el uso de combustible.

Se puede concluir que la implementación resultó exitosa, ya que se logra establecer una metodología que cumple con los criterios de optimización del motor diesel y de estabilidad en carga. El sistema es útil para el estudio de motores diesel de características variadas, e incluso es adecuado para todo requerimiento en que la amplitud y/o frecuencia de generación presenten variaciones.

INDICE GENERAL

Capítulo I. Introducción.

1.1	Introducción.....	2
1.2	Objetivos del trabajo de título.....	3
1.3	Estructura del trabajo de título.....	4

Capítulo II. Contextualización.

2.1	Sistemas de generación diesel de velocidad variable	6
2.1.1	Motivación.....	6
2.1.2	Máquinas diesel de velocidad variable.....	7
2.1.3	Ventajas técnico-económicas	9
2.1.4	Sistema propuesto para implementación	10
2.2	Modelación y emulación de sistema diesel.	11
2.2.1	Introducción.....	11
2.2.2	Modelo del motor diesel.....	12
2.2.3	Emulación de máquina diesel.....	14
2.3	Convertidores matriciales.....	15
2.3.1	Introducción a los convertidores matriciales.....	15
2.3.2	Características principales	16
2.3.3	Elementos constitutivos.....	19
2.3.4	Método de conmutación (método de los cuatro pasos)	21
2.3.5	Estrategia de modulación SVM (<i>Space Vector Modulation</i>)	24
2.4	Filtro digital y compensación de deslizamiento.	29
2.4.1	Filtro digital	29
2.4.2	Compensación de deslizamiento	31
2.5	Proyecto abordado en el trabajo de título	32
2.5.1	Justificación del proyecto.....	32
2.5.2	Aporte del trabajo realizado	33
2.5.3	Campos de aplicación.....	33

Capítulo III. Implementación del sistema en laboratorio.

3.1 Componentes del sistema	35
3.2 Sistema experimental.....	38
3.2.1 Introducción.....	38
3.2.2 Esquema de conexiones.....	39
3.2.3 Esquema de control	39
3.2.4 Estrategia de control utilizada para tensiones en carga.	40
3.2.5 Emulación de la máquina Diesel	42

Capítulo IV. Pruebas realizadas al sistema y discusión de resultados.

4.1 Pruebas realizadas al sistema experimental.....	46
4.1.1 Control de lazo abierto versus control de lazo cerrado.	48
4.1.2 Sistema de amplitud y frecuencia fijos en entrada y en carga.....	50
4.1.3 Sistema con entrada fija y variaciones en carga.	51
4.1.4 Sistema con amplitud y frecuencia de entrada variables, sin cambios en niveles de salida (carga trifásica balanceada).....	58
4.1.5 Sistema con variaciones en amplitud y frecuencia de voltaje de entrada, sometido a perturbaciones en la carga.....	62
4.1.6 SISTEMA FINAL: entrada de amplitud y frecuencia variables conforme a comportamiento de sistema diesel de velocidad óptima.....	73

Capítulo V. Conclusiones.

Conclusiones.....	103
-------------------	-----

ANEXOS

Referencias Bibliográficas.....	i
Apéndice A. Rutina de emulación diesel.....	iv
Apéndice B. Código del programa.	viii
Apéndice C. Descripción de elementos utilizados en laboratorio	xx

CAPÍTULO I.
INTRODUCCIÓN

1.1 INTRODUCCIÓN.

En nuestro país, la alimentación eléctrica de localidades aisladas se suministra generalmente en base a motores diesel que mueven generadores sincrónicos, por lo que el costo de funcionamiento es bastante elevado al considerar tanto el combustible utilizado como el transporte asociado a suministrar dicho combustible.

Además, la eficiencia de motores diesel de velocidad fija se reduce considerablemente ante condiciones de baja carga, e incluso ante operación en vacío, en donde el consumo de combustible puede llegar a ser el 30% del consumo máximo. Generalmente, los sistemas operan a cargas reducidas durante gran parte del tiempo, alcanzándose el nivel nominal sólo unas cuantas veces en el año (típicamente en invierno), por lo cual a menudo la generación opera de manera ineficiente.

Estudios han demostrado que la ventaja de operar un motor diesel a velocidad variable se traduce en una disminución del consumo que va desde un 12% hasta un 40%, junto con ventajas técnicas que hacen aún menores los costos de generación asociados. El rendimiento en los motores depende de la carga, lo que significa que si se obtiene la característica de consumo del motor (en función de la potencia a suministrar y la velocidad de giro), es posible encontrar una velocidad de consumo mínimo para cada nivel de potencia que se requiera.

A pesar de que los motores diesel son sistemas altamente no lineales, y que sus parámetros mecánicos cambian en función del punto de operación que se establezca, existen métodos que permiten emular su comportamiento de manera precisa, de modo que se puede controlar la velocidad de la máquina en un rango convenientemente establecido.

El propósito de este trabajo es implementar en laboratorio un esquema de emulación de un motor diesel de velocidad óptima, cuya referencia de giro sigue la velocidad de mínimo consumo asociada a la carga que se alimenta. Debido a la velocidad variable del motor, se hace necesaria la inclusión de electrónica de potencia que permita entregar niveles de tensión y frecuencias estables en carga. Para el trabajo desarrollado, la conversión se realiza a través de un convertidor matricial de cuatro piernas.

Las ventajas de la utilización de un convertidor matricial radican en su eficiencia, confiabilidad, tamaño reducido y bajo peso, por cuanto prescinde de etapas de almacenamiento de energía, lo que lo convierte en un candidato ideal incluso para sistemas portátiles de generación. En ciertas aplicaciones, los convertidores matriciales han llegado a ser incluidos dentro de la misma máquina.

El sistema en estudio considera la alimentación de cargas desequilibradas, por lo que se hace necesaria la existencia de una cuarta fase en la salida, de modo que ésta sirva como camino de conducción para las corrientes de secuencia cero ante desbalances. Esta es la razón por la cual el convertidor matricial debe ser de cuatro piernas.

Las pruebas realizadas al sistema implementado buscan establecer el correcto funcionamiento del control de tensiones en carga y del cálculo y seguimiento de la velocidad óptima adecuada, ante diferente naturaleza y topología en carga. El sistema es sometido a impactos balanceados y desbalanceados, con cargas resistivas, capacitivas, inductivas y no

lineales. Se estudian los resultados obtenidos a fin de verificar las condiciones en las cuales el sistema presenta un comportamiento aceptable.

Este trabajo de título se enmarca dentro de las actividades del proyecto *FONDECYT N°1085289*, titulado “*Generación a velocidad variable utilizando convertidores matriciales de cuatro piernas*”.

1.2 OBJETIVOS DEL TRABAJO DE TÍTULO

El objetivo general de este trabajo radica en emular un motor diesel de velocidad óptima, mediante el uso de un motor de inducción operado por un variador de frecuencia. Independientemente de las variaciones de giro que experimente el sistema motriz, los consumos deben alimentarse con tensiones de amplitud y frecuencia estables.

La emulación del motor requiere de un algoritmo que permita disponer de una máquina diesel de parámetros programables (inercia, coeficiente de fricción, retardos, número de cilindros, tiempos del motor), al mismo tiempo que la velocidad de giro de dicha unidad debe fijar un consumo mínimo de combustible, en función de la potencia a suministrar.

El encargado del manejo de voltaje en carga es el convertidor matricial de cuatro piernas. Mediante la implementación de un algoritmo de control adecuado, éste debe ser capaz de regular las tensiones en carga.

En forma más detallada, se persiguen en forma secuencial los siguientes objetivos específicos:

1. Poner en funcionamiento el sistema base del convertidor matricial.
2. Establecer mejoras en unidades y/o dispositivos, a modo de operar con frecuencia y voltajes de generación variables.
3. Implementar modulación vectorial (SVM) para tensión de entrada con frecuencia y amplitud variables.
4. Implementar una estrategia de control a fin de obtener una regulación adecuada de magnitud y de frecuencia de tensiones en carga.
5. Estudiar la operación de un sistema de generación de velocidad variable, incluyendo operación con cambios relativamente rápidos en la velocidad de giro.
6. Simular un sistema de generación de velocidad variable, la que varía según el comportamiento óptimo del motor diesel, mientras se mantienen niveles fijos en carga.
7. Implementar sistema de laboratorio capaz de emular motores diesel eficientes y alimentar cargas con tensiones estables. Tanto las características del motor a emular, como el nivel fase-neutro referencial de tensión en carga, son programables.

1.3 ESTRUCTURA DEL TRABAJO DE TÍTULO

Este trabajo de título consta de cinco capítulos que contienen la siguiente información:

El Capítulo I describe de manera general la propuesta de trabajo a través de una breve introducción y una descripción de los objetivos perseguidos.

El Capítulo II presenta los conceptos principales a considerar para la implementación, poniendo especial énfasis en los sistemas de generación diesel de velocidad variable y los aspectos involucrados en la modelación y emulación de motores eficientes. También se incluyen las características principales de los convertidores matriciales de cuatro piernas, junto con los principios relativos a su funcionamiento. Para finalizar el capítulo, se incluye la justificación y el aporte del proyecto abordado, y sus posibles campos de aplicación.

El Capítulo III incluye los aspectos relativos al montaje del sistema en laboratorio, donde se describen los dispositivos y software utilizados para la implementación, y se muestra la forma en que estas partes se integran. Además, se expone el esquema de control utilizado, las características de la estrategia de control de voltajes en carga que se implementa y la metodología y definición de parámetros establecida para la emulación del motor diesel eficiente.

En el Capítulo IV, se detallan las pruebas realizadas al sistema, a modo de establecer un funcionamiento acorde del control de velocidad y control de tensiones en carga. Se expone una interpretación de los resultados obtenidos, y se hace un análisis en cada una de las etapas.

El Capítulo V reúne todo lo expuesto, para dar a conocer las consideraciones finales relativas al trabajo.

Finalmente, se adjuntan las referencias bibliográficas, el Apéndice A, que incluye el código de la rutina de emulación diesel, el Apéndice B, en donde se expone el código del programa implementado y el Apéndice C, donde se detallan en forma individual los elementos de laboratorio que constituyen el sistema.

CAPÍTULO II.
CONTEXTUALIZACIÓN

2.1 SISTEMAS DE GENERACIÓN DIESEL DE VELOCIDAD VARIABLE

2.1.1 Motivación

El estudio de cómo optimizar sistemas de generación diesel variables es un tópico bastante nuevo, que se ha desarrollado recientemente por R. Peña *et al.* [1] en la Universidad de Magallanes, Chile.

Cuando se dispone de esquemas de generación diesel, o sistemas híbridos compuestos por diesel (eólico-diesel, por ejemplo), la preocupación principal es disminuir el costo asociado a combustible y a mantención. La motivación central del esquema a implementar surge ante los resultados obtenidos cuando se comparan dos esquemas, uno diesel de velocidad fija y otro de velocidad variable, observando la forma en la cual varían sus consumos.

La figura 2.1(a) muestra la distribución de frecuencia para el consumo, medido durante mediados de primavera de 2006 en “Villa Tehuelches”, un pequeño poblado ubicado a 100[Km] de la ciudad de Punta Arenas. En esta localidad, un sistema de generación de velocidad fija se encarga de suministrar energía a la villa.

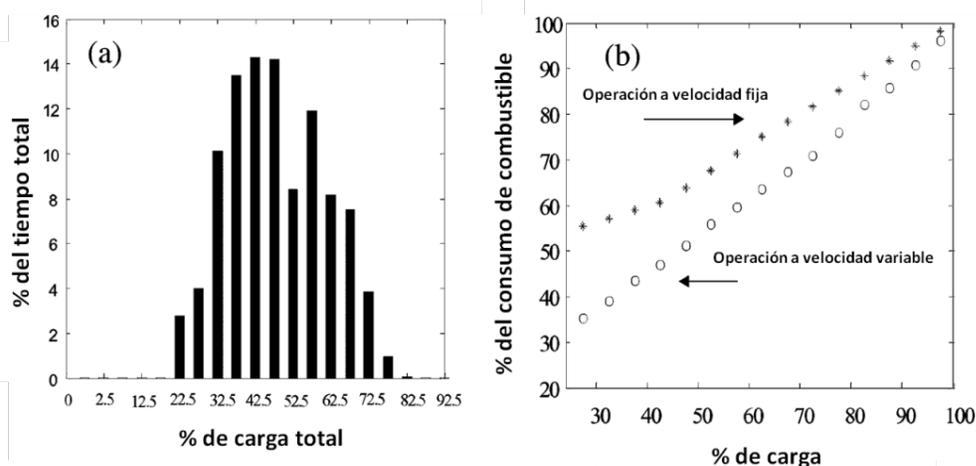


Figura 2.1: Niveles medidos en Villa Tehuelches

(a) Distribución de frecuencia para carga

(b) Consumo de combustible en operación a velocidad fija y a velocidad variable

En este poblado, el consumo de electricidad aumenta significativamente durante el invierno, a causa de la calefacción eléctrica. La carga máxima del sistema ocurre sólo unas pocas veces en el año, operando generalmente entre el 40% y 60% del valor nominal. Este resultado observado en Villa Tehuelches sirve como ejemplo para mostrar las condiciones en que generalmente operan muchos sistemas de generación diesel.

La (figura 2.1(b)) presenta las características de consumo de combustible, cuando se comparan esquemas de velocidad fija y velocidad variable. De la gráfica se desprende que, al utilizar el generador de giro variable, se logra una disminución de consumo en el periodo cercano al 22%. Por esta razón, y considerando que además existen ventajas técnicas, mencionadas por L.

Tolbert [2] y [3], se hace interesante el estudio de sistemas que permitan una operación a velocidad óptima.

Cuando una máquina diesel se opera con referencias que siguen una curva óptima de potencia versus velocidad de giro, existe un ahorro de combustible muy significativo, especialmente cuando se alimentan bajos niveles de carga (R. Peña [1], M. Kimura [4]). Además de esto, si es posible hacer que el generador gire a velocidades muy por encima de la nominal, entonces se puede utilizar una máquina de menor tamaño para suplir un mismo nivel de potencia, tal como plantea J.B. Andriulli *et al.* [5].

En sistemas de velocidad variable, es imprescindible contar con interfaces de electrónica de potencia, a fin de poder alimentar consumos con voltajes y frecuencia constantes. De esta forma, al combinarse la tecnología de sistemas de generación diesel de velocidad variable con la tecnología de los convertidores matriciales, es posible obtener un sistema de generación eficiente, confiable, liviano e incluso portátil.

La importancia de usar un convertidor de 4 piernas (3x4) en vez de uno convencional de 3 entradas y 3 salidas (3x3) radica en la necesidad de que se puedan alimentar sistemas con carga desbalanceada (Fan Yue *et al.* [6]).

A continuación, se destacarán los aspectos que presentan mayor relevancia dentro del sistema diesel que se desea implementar.

2.1.2 Máquinas diesel de velocidad variable

La gran mayoría de los sistemas convencionales de generación diesel (velocidad de giro constante), son sistemas poco eficientes y de elevados costos de mantención, sobre todo cuando cuando se alimentan cargas que están muy por debajo de la nominal, pues se origina un fenómeno llamado “*wetstacking*” (acumulación de residuos en cámaras, producto de una combustión incompleta del petróleo). Debido a esto, para aumentar la eficiencia y evitar este fenómeno, los fabricantes de máquinas diesel de velocidad fija sugieren una carga mínima del 30% al 40% de la carga nominal (J.B. Andriulli [5]).

Si se considera que el dimensionamiento de un sistema de generación diesel (o cualquiera que sea) debe hacerse en íntima relación a la demanda máxima y que a lo largo del tiempo que trabaja el sistema rara vez se alcanza este nivel, luego se deduce que la mayor parte del tiempo el sistema estará operando a cargas que están bastante alejadas de la nominal.

Es por esto que se hace interesante la operación óptima de estos sistemas, lo que se logra a través del cambio a sistemas diesel operados a velocidad variable. En la figura a continuación (figura 2.2), se puede ver la curva de consumo de combustible para distintos niveles de velocidad y además, la curva óptima potencia-velocidad asociada a un generador diesel de 3[kW], 50[Hz], 380[V] off-the-shelf. Estas curvas fueron obtenidas experimentalmente en el laboratorio de electrónica de potencia de la Universidad de Magallanes, Chile. Se utilizaron generadores de inducción de doble excitación (DFIG), con un rango de velocidades sugerido de $\pm 30\%$ en relación a la velocidad síncrona. Es importante notar que prácticamente todas las máquinas diesel que pudiesen ser de interés (en especial los motores automotrices, por su bajo peso y volumen

reducido), pueden ser diseñados para operar sostenidamente a velocidades de giro muy por encima de 1,3 [p.u], produciendo así mayor potencia para una misma envergadura de generador (mayor densidad de potencia). Esto es expuesto por J.B. Andriulli *et al.* [5].

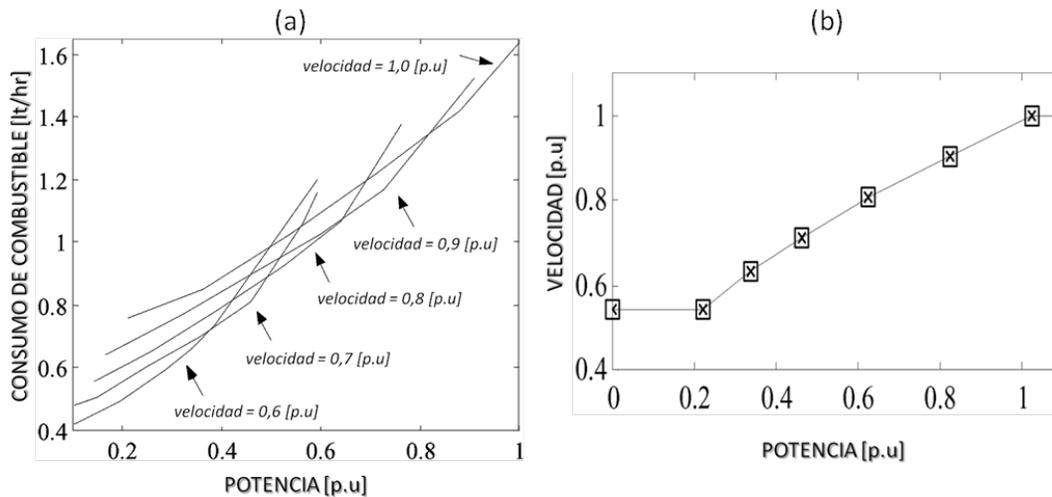


Figura 2.2: Curvas asociadas a un generador diesel de 3[kW].

(a) Curva de consumo de combustible para distintas velocidades.

(b) Curva óptima potencia-velocidad de giro.

De acuerdo a la figura 2.2(a), al operar con un 20% de la potencia nominal, se ve que la diferencia en consumo de combustible entre operar a velocidad nominal y operar a 0,6 [p.u] es cercana al 35%.

Además de esto, en la figura 2.2(a) se observa que el uso eficiente del diesel decrece cuando la potencia suministrada por el sistema de generación se aumenta sin que se complemente con un aumento en la velocidad rotacional. De hecho, es posible ver que si la potencia suministrada cambia de un 30% a un 55% del valor nominal, lo más conveniente es cambiar la velocidad de $\approx 0,7$ [p.u] a $\approx 0,8$ [p.u], a fin de mejorar la eficiencia. Entonces, basándose en estas curvas, se deduce que cualquier aumento/disminución en los niveles de potencia en la carga debe ir de la mano de un aumento/disminución en la velocidad de giro, ya que de esta manera el sistema tiene un mejor desempeño.

A partir de la curva de consumo de combustible para distintos niveles de velocidad (figura 2.2(a)), se puede obtener una función continua para la curva óptima potencia-velocidad, que se aprecia en la figura 2.2(b). Tal como se observa, la relación entre la velocidad rotacional óptima y la potencia a suministrar en el sistema experimental de la Universidad de Magallanes tiene un comportamiento prácticamente lineal. Este resultado es concordante con algunos estudios anteriores (L.tolbert [2], D.Chерup [7]), en donde se observa esta misma tendencia.

2.1.3 Ventajas técnico-económicas

En sistemas de generación diesel, es bastante común que la carga nominal se alcance sólo unas pocas veces durante el año. Al utilizar un esquema de velocidad variable, el ahorro anual en petróleo podría ser significativo, lo que se traduce en la ventaja más importante de los sistemas diesel de velocidad variable: permiten reducir el consumo de combustible en un rango que va desde un 12% a un 40%, en comparación a su análogo de velocidad fija (R. Peña *et al.*[1], J.B. Andriulli *et al.*[5]). La máxima economía en combustible se logra cuando la operación del sistema es en condiciones de baja carga.

Al mismo tiempo, se reducen los ciclos de mantención, al evitar la ocurrencia del fenómeno de “*wetstacking*”, producto de una combustión incompleta del petróleo en las cámaras ante carga reducida. Luego, la eficiencia en el uso del combustible, junto con labores de mantenimiento menores, son los factores preponderantes en la disminución de costos de generación.

Otra de las ventajas que pueden mencionarse, es que la operación de sistemas a velocidad variable puede hacer que una máquina vea reducido su peso y su tamaño para una misma capacidad de potencia, debido a que se pueden utilizar máquinas a velocidades por sobre la nominal. En caso contrario, cuando la operación se establezca por debajo de la nominal a modo de alimentar cargas menores (lo que ocurre gran parte del tiempo), se aumenta la vida útil del motor, pues disminuye el envejecimiento debido a factores térmicos, tal como plantea L. Tolbert [2] y [3].

2.1.4 Sistema propuesto para implementación

El sistema implementado e investigado en este proyecto es el que se muestra en la figura 2.3. En este trabajo, **la máquina diesel es emulada** utilizando una máquina de inducción de velocidad ajustable, mediante un variador de frecuencia, y una metodología de control que se discute en trabajos desarrollados por R. Cárdenas [8], [9] y por C. Juri [10].

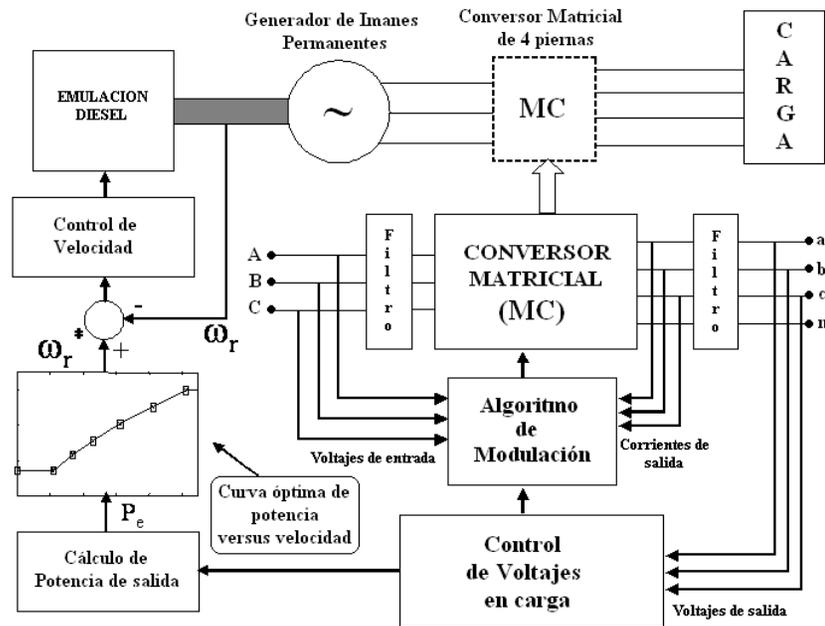


Figura 2.3: Sistema propuesto para implementación.

El generador es una máquina de imanes permanentes, la que posee la ventaja de ser robusta, eficiente y puede ser operada a velocidades relativamente altas (Wang Jun *et al.* [11]). Se usa un sistema de control a fin de regular la velocidad de giro del sistema, siguiendo una curva característica óptima de potencia versus velocidad.

Junto con lo anterior, se utiliza el convertidor matricial de cuatro piernas a fin de regular tanto el voltaje como la frecuencia en carga, de modo que estos niveles no se vean afectados por las variaciones en la velocidad de generación. Cabe notar que la cuarta pierna (o salida) del convertidor se utiliza a modo de proveer de neutro a la conexión, bajo la premisa de que las cargas no necesariamente son equilibradas. Así, el convertidor es controlado con el fin de que sea capaz de entregar un voltaje en carga con una regulación muy ajustada.

2.2 MODELACIÓN Y EMULACIÓN DE SISTEMA DIESEL.

2.2.1 Introducción

Un motor diesel es un sistema altamente no lineal, y sus características varían en función de la potencia de salida, velocidad y temperatura (entre otros), por lo cual no es posible encontrar expresiones analíticas simples que describan su comportamiento y que puedan ser utilizadas en el diseño de un controlador.

Cuando se desea operar en un rango amplio de velocidad y potencia, lo mencionado hace que se torne bastante complicado el controlar la máquina de manera precisa. Más aún, el motor es un sistema variante en el tiempo, en el sentido que la velocidad es una función de los procesos de inyección de combustible, compresión en cámaras, y combustión, los que a su vez, dependen de la carga y de la velocidad en cada instante.

Además, existe un retardo en el sistema de combustión, debido a la manera en que se produce el torque mecánico (se origina mediante disparos secuenciales de pequeños cilindros). Esto significa que existe un tiempo de desfase entre la acción de control sobre el paso de combustible y los cambios ocurridos en el torque de la máquina. Este retardo disminuye a medida que la velocidad aumenta, tal como indica P. Cortés [12].

Tomando en consideración estos aspectos, existen formas de reunir todas estas características y poder llevar a cabo algunos modelos de máquinas de generación. Para el trabajo a desarrollar, se plantea una forma específica en la cual abordar el problema de modelación y posterior emulación. A continuación, se detalla la forma en que esto se realiza, destacando los aspectos relevantes incluidos en cada una de las etapas.

2.2.2 Modelo del motor diesel

El modelo de la máquina diesel a utilizar se sustenta en un estudio de motores diesel de velocidad fija y velocidad variable, y en datos experimentales obtenidos de un set de generación diesel de 3 [kW] nominales, según modelo desarrollado por R. Peña *et al.* [1].

En la figura 2.4, se muestra la modelación utilizada para motores de velocidad variable.

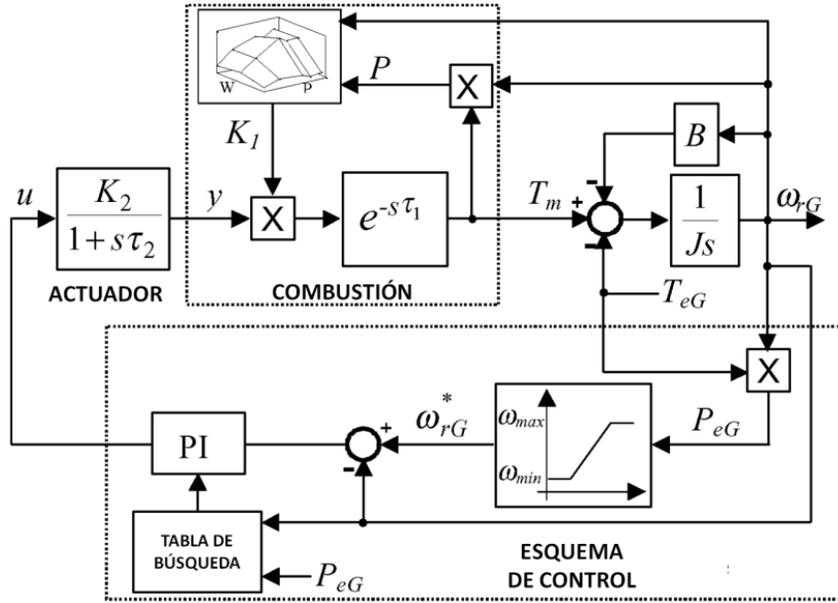


Figura 2.4: Modelo del motor diesel.

En el modelo de la figura 2.4, “ u ” es la entrada al actuador (puede ser una señal de voltaje o corriente), al mismo tiempo que “ y ” es la posición de la válvula de combustible. El sistema de combustión entrega un torque mecánico T_m , y la diferencia entre éste y el torque eléctrico T_{eG} , junto con los fenómenos de fricción asociados, aceleran o retardan la inercia, la que finalmente produce que el motor gire a una velocidad ω_{rG} . El parámetro B representa el coeficiente de fricción, mientras que J representa la inercia total.

Dado que los transientes son relativamente rápidos, los modos oscilatorios relacionados con las variables de temperatura y presión pueden ser omitidos para la modelación.

La dinámica del actuador se representa con un modelo de primer orden que tiene una constante de tiempo τ_2 y ganancia K_2 . El sistema de combustión se representa como una ganancia variable denominada K_1 , la que depende de la velocidad de giro, de la potencia en carga y de un retardo de transporte τ_1 (J. Jiang [13], S. Roy [14]). Este tiempo puede ser calculado como:

$$\tau_1 = \frac{60s_t}{2N \cdot n} + \frac{60}{4N} \quad (2.1)$$

En este caso, $s_t = \{2,4\}$ dependiendo si el motor es de dos o cuatro tiempos, N es la velocidad de giro en [rpm] y n es el número de cilindros de la máquina.

A modo de incluir las características no lineales del motor, y con propósitos de implementación, el sistema se modela con una ganancia total $K_p = K_1 \cdot K_2$, la cual depende de la velocidad de giro y la potencia que se inyecte.

A partir de la obtención de puntos de operación para K_p (por identificación, en un motor real) (J. Jiang [13]), se dispone de 15 niveles de ganancia ligados a niveles de potencia y velocidad específicos. A continuación se muestra la matriz asociada a los diferentes valores de K_p .

$$K_{p_{m \times n}} = \begin{bmatrix} 0.60465 & 1.35658 & 1.07792 & 0.67295 & 0.85815 \\ 1.50819 & 2.99999 & 5.11627 & 4.51063 & 4.56521 \\ 1.08536 & 2.90163 & 4.03448 & 3.53086 & 4.47499 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

En este caso, $m=3$ representa la dimensión del vector para las distintas velocidades de giro (500, 1000 y 1500[rpm]). El valor de $n=5$ representa la dimensión del vector P , compuesto por los niveles de potencia considerados en el estudio (0, 1000, 2500, 3000 y 3700 [W]).

Con fines de implementación, se hace necesario tener valores para K_p en todo el rango de velocidades y potencias en las cuales el sistema va a operar. Por esto, se realiza una interpolación lineal en 3D a partir de los 15 puntos indicados (ec. 2.2), de forma que dichos puntos son unidos por sectores, lo que genera una superficie octaédrica en el espacio tridimensional.

La figura 2.5 muestra la forma en la cual la ganancia del sistema se distribuye en el espacio.

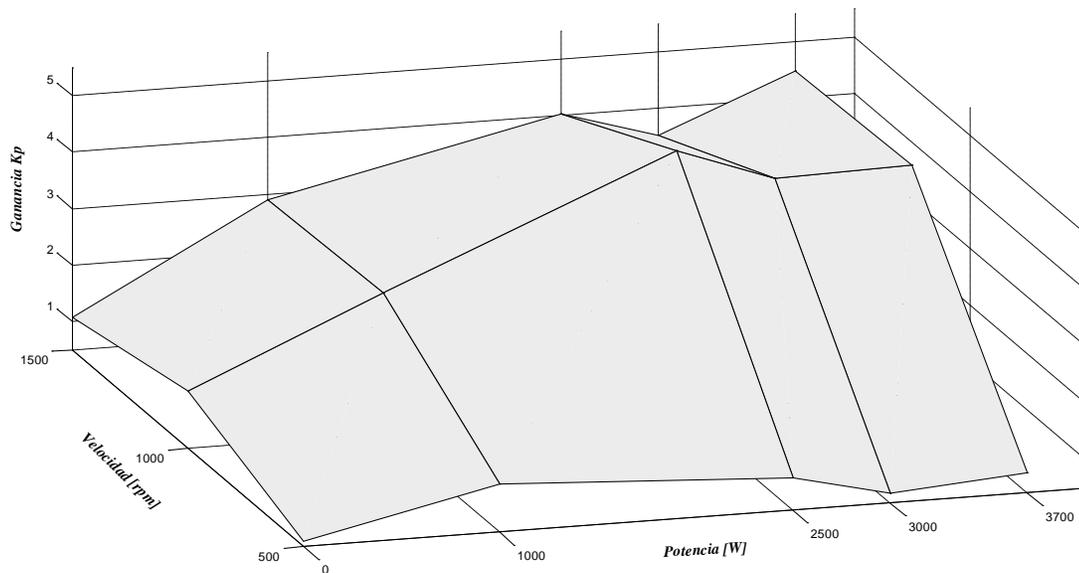


Figura 2.5: Ganancia K_p del modelo de motor diesel.

De esta manera, el sistema es capaz de encontrar un valor específico para dicha ganancia en todo punto dentro de los rangos de velocidad y potencia establecidos. La forma en la cual dicha interpolación es implementada, se detalla en la sección 3.2.4.

2.2.3 Emulación de máquina diesel

Dentro de la emulación, se deben considerar las características de estado estacionario y las propiedades dinámicas del motor diesel, controlando la velocidad rotacional de una máquina de inducción jaula de ardilla a través de un variador de frecuencia.

La modelación considera dinamismos del motor relacionados con el retardo de la máquina, el mecanismo del actuador, la dinámica del rotor y ganancias no lineales (figura 2.5), las cuales se almacenan en tablas de búsqueda.

Las entradas del modelo son el torque eléctrico en el generador de imanes permanentes y la velocidad rotacional real obtenida a través de un encoder. La salida del modelo es la referencia de velocidad de giro utilizada en el control de la máquina de inducción.

El modelo del diesel en ecuaciones de estado es transformado a su equivalente discreto en un tiempo de muestreo apropiado (R. Peña *et al.* [1]), en donde la velocidad de giro es una función de la entrada al actuador $u(s)$ y del torque eléctrico $T_{eG}(s)$. Entonces, la velocidad rotacional “ ω ” se calcula como:

$$\omega(s) = \frac{1}{(sJ + B)} [u(s) \cdot T_{mec}(s) - T_{eG}(s)] \quad (2.3)$$

$$\omega(s) = \frac{K_p e^{-s\tau_1}}{(1 + s\tau_2)(sJ + B)} \cdot u(s) - \frac{1}{(sJ + B)} \cdot T_{eG}(s) \quad (2.4)$$

ecuación que se origina a partir del modelo indicado en la figura 2.4. Usando la ecuación (ec. 2.1) y transformación bilineal [1], esta expresión (ec. 2.4) puede ser discretizada de forma que

$$\omega(z) = \frac{K_p [(z + 1)T_s]^2 \cdot z^{-N_t}}{(2\tau_2 + T_s)(2J + BT_s)(z - A)(z - C)} \cdot u(z) - \frac{(z + 1)T_s}{J(z - A)} \cdot T_{eG}(s) \quad (2.5)$$

$$\text{donde } A = \frac{(2J - BT_s)}{(2J + BT_s)} \text{ y } C = \frac{(2\tau_2 - T_s)}{(2\tau_2 + T_s)} \quad (2.6)$$

En la ecuación 2.5, T_{eG} corresponde al torque eléctrico, el que se calcula como $T_{eG} = P_{generador}/\omega_{sistema}$, N_t se calcula como τ_1/T_s , en donde τ_1 se obtiene a partir de la expresión (ec. 2.1) y T_s es el tiempo de muestreo. Para cada instante de muestreo k , la velocidad $\omega(k)$ se calcula a partir de (ec. 2.5), y se utiliza como la velocidad referencial para el sistema de control.

Luego, con la metodología explicada y un lazo de control apropiado, se puede establecer un controlador de velocidad que permita que el motor de inducción del sistema experimental gire de forma idéntica a cómo lo haría el motor diesel.

La forma en que esta rutina de emulación se adapta a modo de integrarse en el laboratorio, se describe en la sección 3.2.4.

2.3 CONVERSORES MATRICIALES

2.3.1 Introducción a los convertidores matriciales

Los convertidores matriciales (MC, por sus siglas en inglés) son dispositivos convertidores de tensión AC/AC de conmutación forzada, formados por arreglos de interruptores bidireccionales, los cuales conectan directamente la tensión de entrada con la salida, y mediante una modulación apropiada, generan tensiones variables tanto en amplitud como en frecuencia, las que se determinan en forma conveniente.

La cantidad de interruptores bidireccionales está determinada por la dimensión matricial del convertidor (por ejemplo, 9 interruptores para un convertidor 3x3, 12 interruptores en el caso de 3x4).

Las principales ventajas de estos convertidores son que poseen entrada y salida sinusoidal de corrientes, control de la magnitud y frecuencia de la tensión de salida y control del ángulo de desplazamiento de la corriente de entrada, lo que significa que puede trabajar con factor de potencia unitario. Además, posee flujo bidireccional de potencia (capacidad de regeneración) y no precisa de grandes dispositivos de almacenamiento de energía (como el conocido DC-link), lo que se traduce en un diseño compacto y robusto (P. Wheeler *et al.* [15], [16]).

Así, lo más importante es que los convertidores matriciales pueden ser utilizados con ventajas notorias en sistemas de generación, cuando se considere que la eficiencia y confiabilidad son factores importantes. También se hace relevante el tamaño disminuido y bajo peso de la unidad, lo que presenta mayor interés cuando se trata de sistemas portátiles de generación o aplicaciones aeronáuticas.

Vale notar que, si las cargas son desequilibradas se hace necesaria la existencia de una cuarta fase en la salida, por lo que el convertidor a utilizar es uno del tipo 3x4. De esta manera, la fase añadida sirve como camino de conducción para las corrientes de secuencia cero en carga.

A pesar de sus ventajas, sólo en la última década estos tipos de convertidores han sido tomados en cuenta como alternativa real frente a otras topologías, como los conocidos convertidores “*Back-to-Back*”, dado que su implementación significó solucionar primero problemas en cuanto a las complejas estrategias de modulación requeridas, estabilidad del convertidor, conmutación forzada de alta frecuencia, diseño de filtros de entrada, diseño de circuitos de protección y disponibilidad de procesadores digitales lo suficientemente rápidos para controlar el sistema.

Vale mencionar ciertas limitaciones que presenta la topología de estos dispositivos, y que tienen que ver, por un lado, con su baja inmunidad a perturbaciones externas y, por otra parte, con los requerimientos de la aplicación que quiera llevarse a cabo, pudiendo citar el límite teórico de la razón de transformación entrada/salida, conocido como “*q*”, cuyo valor máximo es 0,8666 (A. Alesina [17]). Además, existe un límite práctico de “*q*”, asociado a la estrategia de conmutación que se utilice (P. Wheeler *et al.* [18]). Es bueno destacar que a pesar de estas limitaciones, cuando es posible diseñar conjuntamente el sistema de generación, junto con los niveles en carga, dicha limitante no es un problema tan importante.

A continuación se dan a conocer las principales características del conversor matricial, se verán sus elementos constitutivos, la metodología de conmutación forzada que utiliza y la estrategia de modulación utilizada en el sistema experimental.

2.3.2 Características principales

En general, el arreglo de $m \times n$ interruptores bidireccionales que conforman el conversor matricial interconecta directamente “ m ” fases de entrada con “ n ” fases de salida. Lógicamente, en este caso, el enfoque está centrado en el conversor matricial de 3×4 , por cuanto se posee una red trifásica balanceada en la entrada (aunque de magnitud y frecuencia variables), y una carga del tipo trifásica pero no necesariamente equilibrada, por lo que la cuarta pierna del conversor (fase n) sirve como camino de conducción para las corrientes de secuencia cero que surgen producto de este desequilibrio.

La figura 2.6 muestra un esquema simplificado del conversor matricial en cuestión:

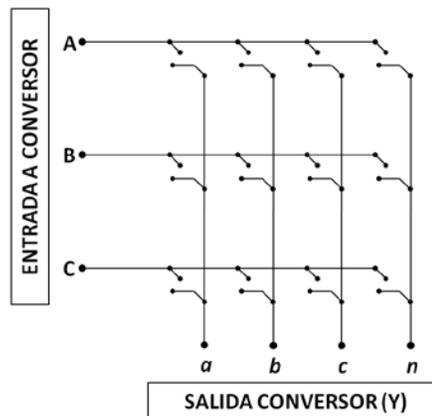


Figura 2.6: Esquema de un conversor matricial 3×4 .

Dado el tipo de alimentación y condiciones típicas de carga inductiva del conversor matricial, se definen dos condiciones esenciales para el funcionamiento del mismo, las cuales consisten en que jamás podrán ser cortocircuitadas fases a la entrada y, por otra parte, jamás se podrán dejar abiertas fases en la salida, según P. Wheeler [15]. Para expresar lo anterior, se define el estado de un interruptor como 1 o 0, dependiendo de su estado de cierre o apertura.

$$S_{Kj} = \begin{cases} 1, & \text{si el interruptor } S_{Kj} \text{ está cerrado} \\ 0, & \text{si el interruptor } S_{Kj} \text{ está abierto} \end{cases} \quad (2.7)$$

$$K = \{A, B, C\}; j = \{a, b, c, n\}$$

Donde “ K ” representa la fase de entrada a la cual es dispositivo está conectado y “ j ” denota la fase de salida. S_{Kj} se conoce como “*switching function*” o función de conmutación.

Luego, la condición que restringe los cortocircuitos en la entrada y los circuitos abiertos en la salida, se resume en la expresión:

$$S_{Aj} + S_{Bj} + S_{Cj} = 1, \text{ con } j = \{a, b, c, n\} \quad (2.8)$$

Los voltajes de entrada están referenciados al neutro de entrada, y pueden ser expresados en vectores, los que se definen como:

$$v_i = \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Por otra parte, los voltajes de carga están referenciados a la cuarta fase o pierna del convertidor (neutro en carga), y pueden ser expresados en términos de la función de conmutación (ec. 2.7) y los voltajes de entrada:

$$v_0 = \begin{bmatrix} v_{af}(t) \\ v_{bf}(t) \\ v_{cf}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (S_{Aa}(t) - S_{Af}(t))(S_{Ba}(t) - S_{Bf}(t))(S_{Ca}(t) - S_{Cf}(t)) \\ (S_{Ab}(t) - S_{Af}(t))(S_{Bb}(t) - S_{Bf}(t))(S_{Cb}(t) - S_{Cf}(t)) \\ (S_{Ac}(t) - S_{Af}(t))(S_{Bc}(t) - S_{Bf}(t))(S_{Cc}(t) - S_{Cf}(t)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$v_0 = T \cdot v_i \quad (2.11)$$

Donde T es la “matriz de transferencia instantánea”.

En forma alternativa, las corrientes de entrada pueden ser expresadas usando las corrientes de salida y la función de apertura-cierre de interruptores (ec. 2.7):

$$i_i = \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} ; i_0 = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$i_i = T^t \cdot i_0 \quad (2.13)$$

Las ecuaciones (ec. 2.10) y (ec. 2.12) dan cuenta de las relaciones instantáneas entre los parámetros de entrada y de salida. Si se asume que la frecuencia de conmutación es mucho mayor que las frecuencias de entrada y de salida, las relaciones de entrada/salida se representan con sus valores promedio a lo largo de un ciclo de trabajo. Así, se define el ciclo de trabajo m_{Kj} para un interruptor S_{Kj} según (ec. 2.14):

$$m_{Kj} = \frac{t_{Kj}}{T_{seq}} \text{ donde } 0 < m_{Kj} < 1 \quad (2.14)$$

Aquí, t_{Kj} es el tiempo de encendido del interruptor y T_{seq} es el periodo, el cual en el caso del presente trabajo es de 100 $[\mu s]$.

Además, en base a este ciclo de trabajo, se define la matriz de transferencia de baja frecuencia de la manera siguiente:

$$M(t) = \begin{bmatrix} (m_{Aa}(t) - m_{Af}(t))(m_{Ba}(t) - m_{Bf}(t))(m_{Ca}(t) - m_{Cf}(t)) \\ (m_{Ab}(t) - m_{Af}(t))(m_{Bb}(t) - m_{Bf}(t))(m_{Cb}(t) - m_{Cf}(t)) \\ (m_{Ac}(t) - m_{Af}(t))(m_{Bc}(t) - m_{Bf}(t))(m_{Cc}(t) - m_{Cf}(t)) \end{bmatrix}$$

Por lo tanto, los voltajes y corrientes de baja frecuencia pueden ser expresados de forma tal que:

$$\begin{aligned} \bar{v}_0(t) &= M(t) \cdot v_i(t) \\ \bar{i}_i(t) &= [M(t)]^t \cdot i_0(t) \end{aligned} \quad (2.15)$$

Por lo que ahora la ecuación de restricción (ec. 2.8) se expresa como:

$$m_{Aj} + m_{Bj} + m_{Cj} = 1, \text{ con } j = \{a, b, c, f\} \quad (2.16)$$

Así, se le deben asignar a los elementos de la matriz de transferencia $M(t)$, valores que aseguren que los voltajes de salida y las corrientes de entrada sigan sus valores de referencia. De hecho, definir una modulación específica para el sistema, consiste en definir cada uno de los elementos que componen la matriz de transferencia $M(t)$.

2.3.3 Elementos constitutivos

2.3.3.1 Estructura física del convertor

En la figura 2.7 se muestra una imagen del convertor matricial 3x4 que será utilizado en la experiencia, en la cual se pueden distinguir los diferentes elementos que lo conforman y se puede echar un vistazo al aspecto general que tiene este convertor.



Figura 2.7: Convertor matricial 3x4 en laboratorio

Para una mejor descripción de la estructura física, es posible ver un dibujo esquemático y así visualizar por bloques las partes que constituyen el convertor.

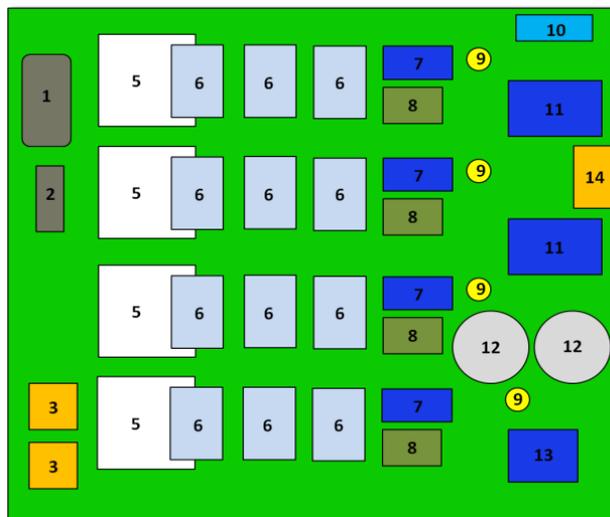


Figura 2.8: Diagrama de la estructura del convertor

En la figura 2.8, se tienen las partes principales del convertor:

- 1) Conector de entrada de tres fases.
- 2) Conector de switching, donde llegan las señales de disparo desde la tarjeta de interfaz.
- 3) Conector de alimentación GND/+5 [V].
- 4) Conector de alimentación -15/+15 [V].
- 5) Filtro de entrada compuesto por 3 condensadores de 2 [μ F] conectados en Δ .
- 6) Interruptores bidireccionales con sus correspondientes circuitos de disparo.
- 7) Transductor para medición de corriente de salida.
- 8) Circuitos detectores de sentido de corriente de salida.
- 9) Bornes de fases de salida.
- 10) Conector DB9 de salida de señales de dirección de corrientes, mediciones de tensión de entrada, corriente de salida y señal de disparo de clamp.
- 11) Transductor para medición de tensión de entrada.
- 12) Condensadores del circuito de protección de sobretensión.
- 13) Transductor de tensión para circuito de protección de sobretensión.
- 14) Conector de entrada para medición de tensiones de entrada.

2.3.3.2 Filtro de entrada

Con el objeto de reducir el contenido armónico de alta frecuencia presente en la corriente de entrada del convertor, y de mantener la continuidad en la tensión de entrada, se contempla un filtro LC de entrada, tal como se proponen P.Wheeler *et al.* [15] y [19], y tal como se muestra en la figura 2.9.

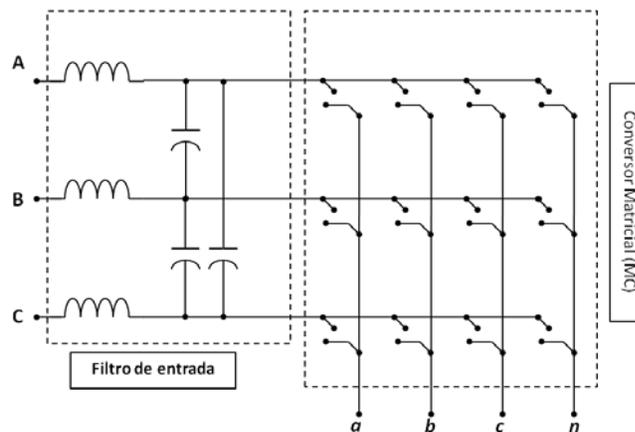


Figura 2.9: Filtro LC de entrada al convertidor matricial

Los requerimientos principales que se deben considerar para la implementación del filtro son, entre otros: frecuencia de corte menor a la de “switching” (conmutación), tamaño y volumen reducidos (lo cual es factible, al considerar que se desea filtrar alta frecuencia) y considerar los requerimientos de máxima interferencia electromagnética (EMI o ElectroMagnetic Interference) tolerable por la norma local donde se implemente el dispositivo.

2.3.3.3 Circuito de Clamp

En los convertidores matriciales se pueden producir sobretensiones producto del fallo en alguna conmutación, lo cual dejaría momentáneamente la salida en circuito abierto, o también se pueden producir sobretensiones debido a perturbaciones en la línea de alimentación (P. Nielsen [20], A. Alesina [21]).

La forma en la cual se protege el convertidor ante lo mencionado, es a través de un circuito de protección de sobretensión por clamp o circuito de enclavamiento, como es el que se describe por P.Nielsen [22] y D.Casadei [23]. Se puede observar el circuito en la figura 2.10.

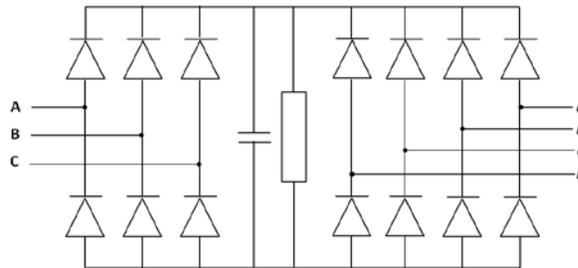


Figura 2.10: Esquema de circuito de clamp (enclavamiento).

Se puede ver que el circuito de protección por clamp consiste en catorce diodos de recuperación rápida y un condensador de carga/descarga. Este circuito no influye significativamente en el tamaño ni peso del convertidor matricial, dado que los semiconductores ocupan un espacio reducido y los condensadores no deben almacenar grandes cantidades de energía, ya que sólo actúan en los transientes donde pueda ocurrir la sobretensión.

2.3.4 Método de conmutación (método de los cuatro pasos)

Durante las primeras etapas del desarrollo de los convertidores matriciales, uno de los principales aspectos que impidieron un mayor interés en su topología fue que ésta requería de interruptores de potencia bidireccionales que bloquearan tensiones y condujeran corrientes. Dado que tal dispositivo no estaba disponible en ese entonces, fue necesario construir un interruptor a partir de componentes discretos disponibles en la época.

Gracias al desarrollo de la electrónica de potencia, en particular de los transistores de potencia, se han podido construir dispositivos que solucionan este aspecto constructivo de variadas formas. En el caso particular del convertidor matricial utilizado en esta experiencia, el interruptor bidireccional se ha construido a partir de dos IGBT's en oposición con diodos en anti-paralelo, tal como se representa en la figura 2.11.

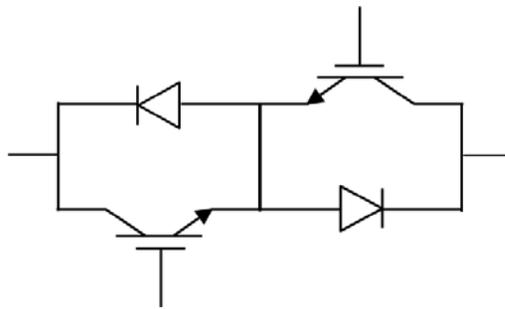


Figura 2.11: Esquemático del interruptor bidireccional

Además de dar solución al problema constructivo del interruptor bidireccional, se deben tener presente las condiciones expuestas en (ec. 2.7) y (ec. 2.8). Dichas condiciones implican la necesidad de una estrategia de conmutación, dado que ningún dispositivo permite el corte y/o apertura instantánea del interruptor, lo que conllevaría a transientes donde existirían cortocircuitos a la entrada o fases abiertas en la salida, dados por los retardos de propagación y los tiempos de conmutación propios de los semiconductores.

Existen una serie de soluciones al problema supuesto, siendo el “*método de los cuatro pasos*” (P. wheeler *et al.*, [15]) el que ha sido utilizado en esta oportunidad.

Este método permite la conmutación de un interruptor a otro cumpliendo las condiciones citadas en (ec. 2.7) y (ec. 2.8), a través de una correcta secuencia de encendido/apagado de los dispositivos controlables. Con el objeto de ilustrar de mejor forma este método, se utilizará la figura 2.12, en la cual se muestra un convertor compuesto sólo por dos interruptores bidireccionales, en el cual se describirán los pasos necesarios para conmutar de forma segura desde el interruptor S_{11} al interruptor S_{12} .

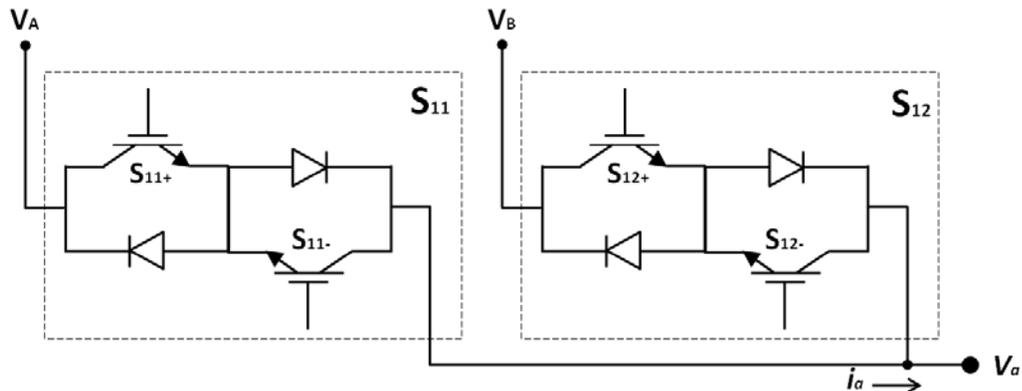


Figura 2.12: Convertor 2x1 (sólo dos interruptores bidireccionales).

En la figura, $S_{11+} \wedge S_{11-}$ y $S_{12+} \wedge S_{12-}$ son los IGBTs correspondientes a S_{11} y S_{12} respectivamente. Además, se supone que el sentido de flujo de la corriente es hacia la carga y se define la condición inicial del convertor de la siguiente forma:

- El interruptor S_{11} está encendido, lo que implica que $S_{11+} \wedge S_{11-}$ están encendidos, pues el interruptor contempla bidireccionalidad para la corriente.

- El interruptor S_{12} está apagado, lo que implica que $S_{12+} \wedge S_{12-}$ están apagados, pues no puede existir ningún paso de corriente que involucre un cortocircuito.
- La conmutación se completará cuando $S_{11+} \wedge S_{11-}$ estén apagados (S_{11} apagado) y cuando $S_{12+} \wedge S_{12-}$ estén encendidos (S_{12} encendido)

Considerando lo anterior, se tiene que la conmutación posee cuatro etapas, las que se detallan a continuación:

Primer paso: Del interruptor que está encendido (S_{11}), se apaga aquel dispositivo que no conduce en el sentido de paso de corriente, en este caso S_{11-} .

Segundo paso: Del interruptor que está apagado (S_{12}) se enciende aquel dispositivo que conduzca según el mismo sentido de la corriente, en este caso S_{12+} . Se observa que no existe peligro de cortocircuito, pues sólo se tiene un doble camino de conducción para corrientes en el mismo sentido.

Tercer paso: Dado que el flujo de corriente en el sentido requerido ya está asegurado, en este paso se apaga completamente el interruptor S_{11} (es decir, se apaga S_{11+})

Cuarto paso: Para permitir la bidireccionalidad, finalmente se enciende el dispositivo restante de S_{12} , es decir, se enciende S_{12-}

Para esquematizar lo anterior, en la figura 2.13 se tiene diagrama temporal para describir los pasos mencionados. Los estados de encendido (verde) y apagado (rojo) en cada uno de los interruptores S_{11+} , S_{11-} , S_{12+} , S_{12-} componen las cuatro etapas descritas.

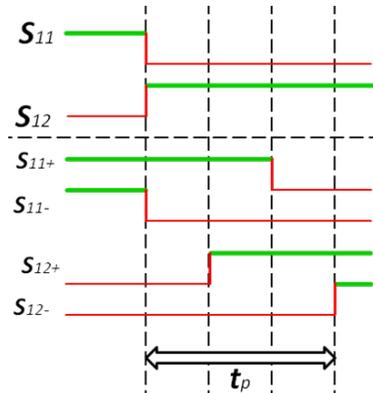


Figura 2.13: Diagrama temporal del método de los cuatro pasos

Si bien el método de los cuatro pasos permite la correcta conmutación entre interruptores, el método tiene una desventaja estudiada y demostrada por P. Wheeler [18], la cual se basa en la limitación práctica de la razón de transformación de entrada/salida (“ q ”), la cual está limitada por

$$q = q_{\text{lim}} (1 - 3 \cdot t_p \cdot f_s) \quad (2.17)$$

Donde q_{lim} es el límite teórico de “ q ” (igual a 0,8666), t_p es el tiempo de pulso necesario a considerar entre conmutaciones y f_s es la frecuencia de conmutación del convertidor matricial.

En el estudio publicado por P. Wheeler, [18], aparte de establecer la disminución práctica en el límite de “q”, además se concluye que cuando t_p es relativamente comparable al tiempo de conmutación f_s , se produce distorsión en la forma de onda de la corriente de salida.

2.3.5 Estrategia de modulación SVM (Space Vector Modulation)

Durante la primera década de desarrollo de los convertidores matriciales, la tarea principal fue buscar una matriz M que diera solución a (ec. 2.15), considerando las restricciones dadas por (ec. 2.14) y (ec. 2.16). Es entonces como fue necesario buscar estrategias de modulación adecuadas que permitieran obtener una salida variable tanto en magnitud como en frecuencia.

Es posible reconocer algunas estrategias que son capaces de cumplir con lo pedido, siendo de mayor relevancia, en este caso, aquellas que siguieron la línea de desarrollo de los llamados “convertidores matriciales directos” (que es el tipo de convertidor utilizado en el presente trabajo). En este caso, la estrategia utilizada corresponde a la modulación por vectores espaciales SVM.

Todas las técnicas de modulación SVM utilizan un set de vectores que se definen a partir de los vectores espaciales instantáneos de voltaje y corrientes a la entrada y salida del convertidor. Estos vectores son el resultado de una serie de estados de conmutación (“switching”) que la topología de convertidor es capaz de producir.

Para el convertidor matricial estándar de 3x3, existen 27 (3^3) estados de “switching”. La adición de una cuarta salida en el caso del convertidor 3x4 incrementa el número total a 81 (3^4). A pesar de este número considerable de estados, no todos éstos son útiles para implementar el SVM. Sólo son utilizados los estados que producen vectores con una dirección constante dentro del espacio de salida, y típicamente se les conoce como “vectores estacionarios o activos”. Los vectores no utilizados corresponden a los denominados “vectores rotatorios”, los cuales no permiten definir direcciones determinadas en el espacio de salida.

Los vectores estacionarios se originan al conectar la salida del convertidor a dos de las fases de entrada, lo que significa que una o más fases a la salida poseen un voltaje fase-neutro igual al voltaje entre fases al que se conectan en la entrada. Además de estos vectores estacionarios, existen tres vectores llamados “vectores cero”, que son producto de la conexión de una única rama de entrada a todas las piernas de salida: estos estados no producen ninguna diferencia en las tensiones luego de la conversión. Resulta útil observar el esquema del convertidor 3x4 (figura 2.6) con el fin de entender mejor lo descrito.

Tanto los estados cero, como los vectores estacionarios, se presentan en la tabla 2.1.

Switching State	Output Leg Switching				V _{vector}	Line-neutral Output Voltage			I _{vector}	Input Current		
	a	b	c	n		V _{an}	V _{bn}	V _{cn}		I _A	I _B	I _C
0 _A	A	A	A	A	ZA	0	0	0		0	0	0
0 _B	B	B	B	B	ZB	0	0	0		0	0	0
0 _C	C	C	C	C	ZC	0	0	0		0	0	0
+1	A	B	B	B	V8	V _{AB}	0	0	16	I _a	-I _a	0
-1	B	A	A	A	V7	-V _{AB}	0	0	13	-I _a	I _a	0
+2	B	C	C	C	V8	V _{BC}	0	0	12	0	I _a	-I _a
-2	C	B	B	B	V7	-V _{BC}	0	0	15	0	-I _a	I _a
+3	C	A	A	A	V8	V _{CA}	0	0	14	-I _a	0	I _a
-3	A	C	C	C	V7	-V _{CA}	0	0	11	I _a	0	-I _a
+4	B	A	B	B	V4	0	V _{AB}	0	16	I _b	-I _b	0
-4	A	B	A	A	V11	0	-V _{AB}	0	13	-I _b	I _b	0
+5	C	B	C	C	V4	0	V _{BC}	0	12	0	I _b	-I _b
-5	B	C	B	B	V11	0	-V _{BC}	0	15	0	-I _b	I _b
+6	A	C	A	A	V4	0	V _{CA}	0	14	-I _b	0	I _b
-6	C	A	C	C	V11	0	-V _{CA}	0	11	I _b	0	-I _b
+7	B	B	A	B	V2	0	0	V _{AB}	16	I _c	-I _c	0
-7	A	A	B	A	V13	0	0	-V _{AB}	13	-I _c	I _c	0
+8	C	C	B	C	V2	0	0	V _{BC}	12	0	I _c	-I _c
-8	B	B	C	B	V13	0	0	-V _{BC}	15	0	-I _c	I _c
+9	A	A	C	A	V2	0	0	V _{CA}	14	-I _c	0	I _c
-9	C	C	A	C	V13	0	0	-V _{CA}	11	I _c	0	-I _c
+10	A	A	B	B	V12	V _{AB}	V _{AB}	0	16	I _a +I _b	-I _a -I _b	0
-10	B	B	A	A	V3	-V _{AB}	-V _{AB}	0	13	-I _a -I _b	I _a +I _b	0
+11	B	B	C	C	V12	V _{BC}	V _{BC}	0	12	0	I _a +I _b	-I _a -I _b
-11	C	C	B	B	V3	-V _{BC}	-V _{BC}	0	15	0	-I _a -I _b	I _a +I _b
+12	C	C	A	A	V12	V _{CA}	V _{CA}	0	14	-I _a -I _b	0	I _a +I _b
-12	A	A	C	C	V3	-V _{CA}	-V _{CA}	0	11	I _a +I _b	0	-I _a -I _b
+13	B	A	A	B	V6	0	V _{AB}	V _{AB}	16	I _b +I _c	-I _b -I _c	0
-13	A	B	B	A	V9	0	-V _{AB}	-V _{AB}	13	-I _b -I _c	I _b +I _c	0
+14	C	B	B	C	V6	0	V _{BC}	V _{BC}	12	0	I _b +I _c	-I _b -I _c
-14	B	C	C	B	V9	0	-V _{BC}	-V _{BC}	15	0	-I _b -I _c	I _b +I _c
+15	A	C	C	A	V6	0	V _{CA}	V _{CA}	14	-I _b -I _c	0	I _b +I _c
-15	C	A	A	C	V9	0	-V _{CA}	-V _{CA}	11	I _b +I _c	0	-I _b -I _c
+16	A	B	A	B	V10	V _{AB}	0	V _{AB}	16	I _a +I _c	-I _a -I _c	0
-16	B	A	B	A	V5	-V _{AB}	0	-V _{AB}	13	-I _a -I _c	I _a +I _c	0
+17	B	C	B	C	V10	V _{BC}	0	V _{BC}	12	0	I _a +I _c	-I _a -I _c
-17	C	B	C	B	V5	-V _{BC}	0	-V _{BC}	15	0	-I _a -I _c	I _a +I _c
+18	C	A	C	A	V10	V _{CA}	0	V _{CA}	14	-I _a -I _c	0	I _a +I _c
-18	A	C	A	C	V5	-V _{CA}	0	-V _{CA}	11	I _a +I _c	0	-I _a -I _c
+19	A	A	A	B	V14	V _{AB}	V _{AB}	V _{AB}	16	I _a +I _b +I _c	-I _a -I _b -I _c	0
-19	B	B	B	A	V1	-V _{AB}	-V _{AB}	-V _{AB}	13	-I _a -I _b -I _c	I _a +I _b +I _c	0
+20	B	B	B	C	V14	V _{BC}	V _{BC}	V _{BC}	12	0	I _a +I _b +I _c	-I _a -I _b -I _c
-20	C	C	C	B	V1	-V _{BC}	-V _{BC}	-V _{BC}	15	0	-I _a -I _b -I _c	I _a +I _b +I _c
+21	C	C	C	A	V14	V _{CA}	V _{CA}	V _{CA}	14	-I _a -I _b -I _c	0	I _a +I _b +I _c
-21	A	A	A	C	V1	-V _{CA}	-V _{CA}	-V _{CA}	11	I _a +I _b +I _c	0	-I _a -I _b -I _c

Tabla 2.1: Vectores cero y estacionarios del convertidor 3x4

La tabla resulta útil para ver que, por ejemplo, para crear el estado llamado “+1”, la salida “a” debe ser conectada a la entrada “A” del convertidor, mientras que las salidas “b”, “c” y “n” deben ser conectadas a la entrada “B”. Todos los otros estados surgen en forma análoga.

2.3.5.1 Espacios de salida y de entrada.

Para el caso del SVM implementado, las salidas “a”, “b”, “c” y “n” son transformadas a coordenadas α - β - γ utilizando la siguiente transformación:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_\gamma \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/(2\sqrt{2}) & 1/(2\sqrt{2}) & 1/(2\sqrt{2}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Usando (ec. 2.18), se pueden obtener las componentes α - β - γ de los 42 vectores activos detallados en la tabla 2.1. Estos vectores se ubican a lo largo de 14 direcciones en el espacio α - β - γ , aunque con diferentes magnitudes (M. Ryan *et al.* [27]). La forma en que se distribuyen dichas direcciones en el espacio tridimensional se muestra en la figura 2.14.

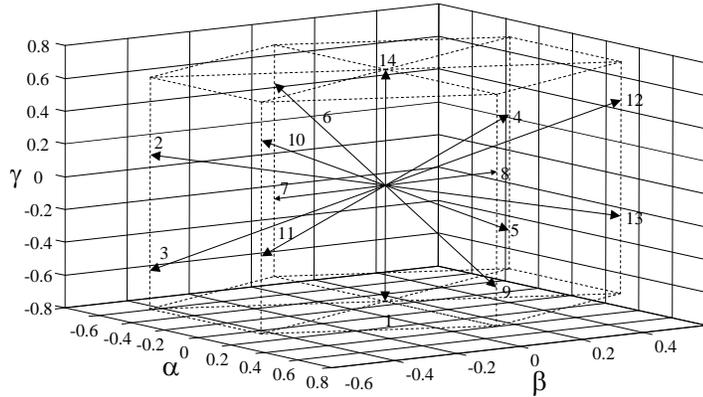


Figura 2.14: Representación 3-D de los vectores de salida en espacio α - β - γ .

Es posible apreciar entonces que, para representar un vector de salida dado, es necesario siempre utilizar 3 de los vectores mostrados en la figura 2.14.

Por otra parte, la entrada no cuenta con conexión a neutro, por lo que los vectores en este caso pueden representarse en el plano α - β . Luego, a partir de (ec. 2.18) y de las corrientes I_A , I_B , I_C mostrados en la tabla 2.1, es posible calcular los vectores de corrientes de entrada en coordenadas α - β . Dichos vectores se muestran en la figura 2.15.

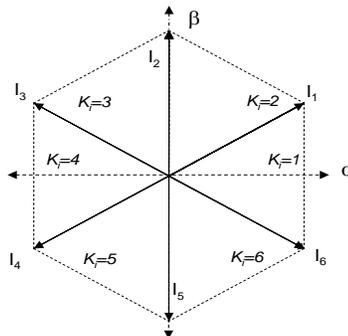


Figura 2.15: Espacio de entrada del SVM.

A fin de determinar los vectores de salida del conversor matricial, los tres vectores cercanos al vector en cuestión deben ser identificados. Para lograr esto, primero se ubica el prisma de salida utilizando las componentes α - β de la salida demandada (ver figura 2.16). Dentro de cada prisma existen cuatro tetraedros, cada uno de los cuales está delimitado por 3 vectores. El tetraedro correcto (delimitado por los 3 vectores requeridos) se obtiene a partir de la polaridad de los voltajes demandados en la salida. Esto se muestra en la tabla 2.2.

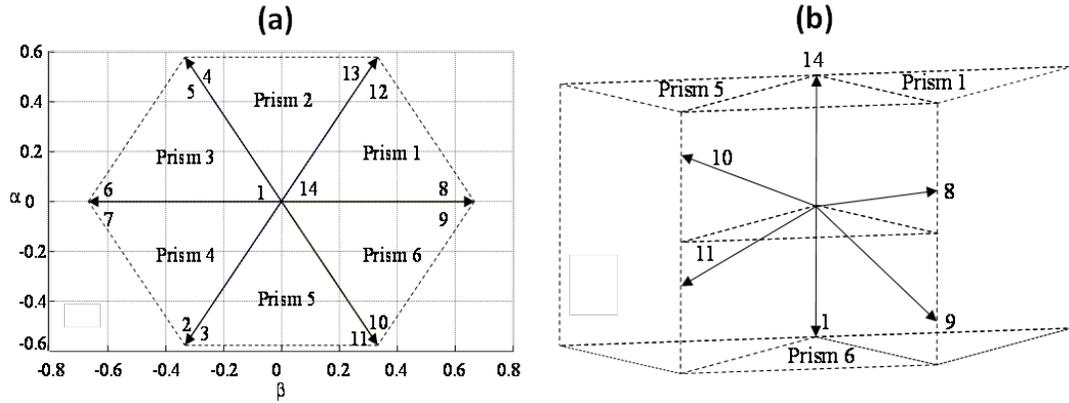


Figura 2.16: Identificación del tetraedro correcto para la modulación del voltaje de salida requerido

(a) Vista de la figura 2.14 en el plano α - β

(b) Vista de los 6 vectores ubicados en el prisma 6.

Si los voltajes fase-neutro de salida demandados son $v_{an} < 0$, $v_{bn} < 0$ y $v_{cn} < 0$, luego los tres vectores requeridos para la modelación están ubicados en el último tetraedro, es decir, v_1 , v_9 y v_{11} (ver figura 2.16(b)).

Usando los voltajes de entrada y de salida, se pueden seleccionar los estados de “switching” necesarios para definir un vector de voltaje de salida, con un ángulo de desplazamiento determinado en la entrada. Por ejemplo, si el vector de corriente de entrada está en el sector 1 (entre I_1 y I_6 en la figura 2.15) y el vector de salida está en el prisma 6 / tetraedro 2, se pueden utilizar los estados +1,-3,-4,+6,+16,-18 (ver tabla 2.2). Cada vector en el tetraedro (por ejemplo v_8 , v_{10} , v_{11}) es determinado por dos de los estados de conmutación. Finalmente, el voltaje de salida se determina usando los tres vectores mencionados anteriormente junto con los vectores cero.

		Tetraedron									
		1	2	3	4						
Prisma	1	Vectors V8 V12 V14 V _{an} V _{bn} V _{cn} + + + + - -	Vectors V8 V12 V13 V _{an} V _{bn} V _{cn} + + + + - -	Vectors V8 V9 V13 V _{an} V _{bn} V _{cn} - + - - - -	Vectors V1 V9 V13 V _{an} V _{bn} V _{cn} - - - - - -	Prisma	4	Vectors V2 V6 V14 V _{an} V _{bn} V _{cn} + + + - + +	Vectors V2 V6 V7 V _{an} V _{bn} V _{cn} - + + - - +	Vectors V2 V3 V7 V _{an} V _{bn} V _{cn} - - + - - -	Vectors V1 V3 V7 V _{an} V _{bn} V _{cn} - - - - - -
	2	Vectors V4 V12 V14 V _{an} V _{bn} V _{cn} + + + + + -	Vectors V4 V12 V13 V _{an} V _{bn} V _{cn} + + + + - -	Vectors V4 V5 V13 V _{an} V _{bn} V _{cn} - + - - - -	Vectors V1 V5 V13 V _{an} V _{bn} V _{cn} - - - - - -		5	Vectors V2 V10 V14 V _{an} V _{bn} V _{cn} + + + + - +	Vectors V2 V10 V11 V _{an} V _{bn} V _{cn} + - + - - +	Vectors V2 V3 V11 V _{an} V _{bn} V _{cn} - - + - - -	Vectors V1 V3 V11 V _{an} V _{bn} V _{cn} - - - - - -
	3	Vectors V4 V6 V14 V _{an} V _{bn} V _{cn} + + + - + +	Vectors V4 V6 V7 V _{an} V _{bn} V _{cn} - + + - + -	Vectors V4 V5 V7 V _{an} V _{bn} V _{cn} - + - - - -	Vectors V1 V5 V7 V _{an} V _{bn} V _{cn} - - - - - -		6	Vectors V8 V10 V14 V _{an} V _{bn} V _{cn} + + + + - +	Vectors V8 V11 V11 V _{an} V _{bn} V _{cn} + - + + - -	Vectors V8 V9 V11 V _{an} V _{bn} V _{cn} + - - - - -	Vectors V1 V9 V11 V _{an} V _{bn} V _{cn} - - - - - -

Tabla 2.2: Selección del tetraedro para un prisma dado

Luego de que se han seleccionado los estados de “switching”, el siguiente paso consiste en calcular los ciclos de trabajo requeridos por el voltaje de salida demandado. La metodología que se necesita para calcular los ciclos de trabajo es similar a la reportada por P. Wheeler y R. Cárdenas [24] y [26].

Se puede obtener el voltaje de salida usando $V_{out} = V_0' + V_0'' + V_0'''$, donde V_0' , V_0'' y V_0''' se obtienen a partir de los vectores de un tetraedro en particular, de forma que:

$$\begin{aligned}
 V_0' &= \alpha_1 \cdot V^1 \\
 V_0'' &= \alpha_2 \cdot V^2 \\
 V_0''' &= \alpha_3 \cdot V^3 \\
 \text{con } |\alpha_i| &\leq 1 \forall i = \{1,2,3\}
 \end{aligned}$$

Por ejemplo, para el prisma 6 / tetraedro 2, los tres vectores que corresponde son $V^1=V_8$, $V^2=V_{10}$, $V^3=V_{11}$ (ver tabla 2.2). Cada uno de los vectores V_0' , V_0'' y V_0''' pueden ser obtenidos a partir de dos estados, de modo que:

$$\begin{aligned}
 V_0' &= \delta^I V^I + \delta^{II} V^{II} \\
 V_0'' &= \delta^{III} V^{III} + \delta^{IV} V^{IV} \\
 V_0''' &= \delta^V V^V + \delta^{VI} V^{VI}
 \end{aligned}$$

De esta forma, $V^I, V^{II}, \dots, V^{VI}$ son los estados de “switching” y $\delta^I, \delta^{II}, \dots, \delta^{VI}$ son los seis ciclos de trabajo asociados a estos estados. Usando β_i como el ángulo de fase del vector de corriente de entrada, la ecuación que se necesita para regular la fase de de una de las corrientes de entrada es:

$$(i_1^I \delta^I + i_1^{II} \delta^{II}) \cdot j e^{j\beta_i} e^{j(K_i-1)\pi/3} = 0 \quad (2.19)$$

donde el símbolo \cdot representa el producto interno (producto punto) y K_i es el sector de la corriente de entrada. La misma metodología es útil cuando se necesita encontrar el valor de las corrientes $(i_1^{III} \delta^{III} + i_1^{IV} \delta^{IV})$ y $(i_1^V \delta^V + i_1^{VI} \delta^{VI})$ en donde i_1^I, \dots, i_1^{VI} son los seis vectores de

corriente correspondientes a los estados de “switching” usados por el algoritmo de modulación en un tiempo de muestreo particular.

Adicionalmente, una restricción para los ciclos de trabajo es que la suma de todos ellos es siempre menor o igual a la unidad, es decir, $(\delta^I + \delta^{II} + \delta^{III} + \delta^{IV} + \delta^V + \delta^{VI}) \leq 1$

Utilizando las expresiones anteriores, se puede demostrar que los ciclos de trabajo pueden ser calculados como:

$$\delta^n = \frac{2}{3} \cdot \frac{q \cos(\psi_1) \cos(\beta_i + \pi/3 \cdot (-1)^{|n|})}{V_m \cos(\psi_2) \cos(\varphi)} \quad (2.20)$$

donde n es aquel estado en el cual el ciclo de trabajo está siendo calculado. El término $2/3$ es una constante que surge debido a la transformación α - β - γ utilizada, φ es el ángulo de desplazamiento a la entrada del convertidor matricial, ψ_1 y ψ_2 son los ángulos existentes entre los voltajes de salida y un tetraedro en particular y q es la razón de transferencia de voltajes, la que se calcula como

$$q = \frac{\sqrt{v_{o\alpha}^2 + v_{o\beta}^2 + v_{o\gamma}^2}}{V_m} \quad (2.21)$$

donde $v_{o\alpha}, v_{o\beta}, v_{o\gamma}$ son las componentes α - β - γ del voltaje demandado en carga y V_m es la magnitud del voltaje de entrada.

Más información relacionada con el algoritmo de modulación SVM utilizado en este trabajo, puede ser encontrada en publicaciones de P. Wheeler [24], [25] y publicación de R. Cárdenas [26].

2.4 FILTRO DIGITAL Y COMPENSACIÓN DE DESLIZAMIENTO.

2.4.1 Filtro digital

El sistema implementado incorpora la utilización de filtros digitales dentro de la programación, los cuales permiten eliminar parte de la distorsión de las señales de entrada. Filtrar esta señal resulta importante, debido a que aumenta la estabilidad del convertidor matricial.

En este caso, se aplica un filtro pasa-bajos sincrónico, debido a que los filtros tradicionales producen desfases de la componente fundamental de las señales. Esto tiene gran relevancia, ya que el convertidor matricial necesita conocer en todo momento el ángulo de entrada, a fin de realizar la modulación SVM de manera adecuada.

Para la aplicación del filtro sincrónico, las tensiones de entrada a la etapa convertidora son transformadas a coordenadas α - β , utilizando la conversión detallada en la ecuación 2.18.

Una vez obtenidas las componentes de voltaje V_α y V_β , éstas son transformadas a componentes $d-q$, de forma que:

$$\begin{aligned} V_d &= V_\alpha \cos(\theta) + V_\beta \sen(\theta) \\ V_q &= -V_\alpha \sen(\theta) + V_\beta \cos(\theta) \end{aligned} \quad (2.22)$$

con $\theta = \int \omega_e dt$ (θ : ángulo de entrada, ω_e : frecuencia de alimentación)

Dicha transformación establece un sistema de coordenadas rotatorio, solidario al ángulo de las señales de entrada. De este modo, los voltajes se transforman en una señal pseudo-continua en componentes $d-q$ (una fundamental más ruido de alta frecuencia).

Una vez que se tiene el voltaje en coordenadas $d-q$, se procede con la aplicación del filtro digital, el que tiene una función de transferencia dada por:

$$H(z) = \frac{Z \cdot (1 - e^{-a \cdot T_s})}{Z - e^{-a \cdot T_s}} \quad (2.23)$$

donde

$$\begin{aligned} a &= \omega_c = 2\pi \cdot f_{corte} \\ T_s &= \text{tiempo de muestreo} \end{aligned}$$

Es importante notar que el término $(1 - e^{-a \cdot T_s})$ es un número real, y puede reemplazarse por una constante “ K ”. Luego, si se requiere filtrar el voltaje de entrada, se tiene que:

$$\frac{v_{i\text{filtrado}}}{v_i} = \frac{Z \cdot (1 - e^{-a \cdot T_s})}{Z - e^{-a \cdot T_s}} \quad (2.24)$$

Mediante el despeje adecuado, se logra obtener:

$$v_{i\text{filtrado}} \cdot Z - v_{i\text{filtrado}} \cdot e^{-a \cdot T_s} = (1 - e^{-a \cdot T_s}) \cdot Z \cdot v_i$$

En este modelo discreto, “ Z ” indica un valor futuro, por lo que se efectúa un retardo de “ Z^{-1} ”:

$$\begin{aligned} v_{i\text{filtrado}} - v_{i\text{filtrado}} \cdot Z^{-1} \cdot e^{-a \cdot T_s} &= (1 - e^{-a \cdot T_s}) \cdot v_i \\ v_{i\text{filtrado}} &= (1 - e^{-a \cdot T_s}) \cdot v_i + v_{i\text{filtrado}} \cdot Z^{-1} \cdot e^{-a \cdot T_s} \end{aligned} \quad (2.25)$$

Finalmente, luego de la aplicación del retardo, la expresión encontrada para el filtro sincrónico es de la forma:

$$\boxed{v_{i\text{filtrado}} = (1 - e^{-a \cdot T_s}) \cdot v_i + v_{i\text{filtrado_anterior}} \cdot e^{-a \cdot T_s}} \quad (2.26)$$

Para el caso implementado, se aplica este filtro para los voltajes en coordenadas $d-q$. De esta manera:

$$\begin{aligned} V_{d\text{filtrado}} &= (1 - e^{-a \cdot T_s}) \cdot V_d + V_{d\text{filtrado_anterior}} \cdot e^{-a \cdot T_s} \\ V_{q\text{filtrado}} &= (1 - e^{-a \cdot T_s}) \cdot V_q + V_{q\text{filtrado_anterior}} \cdot e^{-a \cdot T_s} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Una vez obtenido el valor de $V_{d_{filtrado}}$ y $V_{q_{filtrado}}$, se procede con la transformación inversa desde $d-q$ a $\alpha-\beta$, obteniéndose así voltajes con componentes de ruido mucho menos significativas.

La transformación desde $d-q$ a $\alpha-\beta$ es de la forma:

$$\begin{aligned} V_{\alpha_{filtrado}} &= V_{d_{filtrado}} \cos(\theta) - V_{q_{filtrado}} \operatorname{sen}(\theta) \\ V_{\beta_{filtrado}} &= V_{d_{filtrado}} \operatorname{sen}(\theta) + V_{q_{filtrado}} \cos(\theta) \end{aligned} \quad (2.28)$$

Finalmente, cuando los cálculos dentro de las rutinas de programación requieren conocer el valor de los voltajes de entrada, se utilizan los valores de $V_{\alpha_{filtrado}}$ y $V_{\beta_{filtrado}}$.

2.4.2 Compensación de deslizamiento

A modo de realizar un seguimiento óptimo (o "*tracking*", como se le llama usualmente) de la velocidad, se implementa un compensador de deslizamiento, el que permite tener retroalimentación en el esquema de control de velocidad.

La estrategia de compensación que se implementa puede ser resumida de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \operatorname{error}_{rpm} &= rpm_{referencial} - rpm_{real} \\ O_{rpm}(k+1) &= K_i \cdot \operatorname{error}_{rpm} + O_{rpm}(k) \\ rpm_{dif} &= K_p \cdot \operatorname{error}_{rpm} + O_{rpm}(k+1) \\ O_{rpm}(k) &= O_{rpm}(k+1) \end{aligned}$$

$$\boxed{rpm_{compensado} = rpm_{referencial} + rpm_{dif}} \quad (2.29)$$

En este caso, K_p y K_i corresponden a los coeficientes proporcional e integrativo. " $rpm_{referencial}$ " corresponde a la velocidad obtenida como referencia tras la realización de la emulación de la máquina diesel y " rpm_{real} " corresponde a la lectura de velocidad a través del encoder (velocidad de giro real de la unidad de generación).

La compensación de deslizamiento calcula el error que existe entre la velocidad real medida por el encoder y la referencia de velocidad demandada por el modelo del diesel, y luego establece un controlador PI que entrega " rpm_{dif} ", que corresponde al valor que debe ser compensado.

Posteriormente, se obtiene " $rpm_{compensado}$ " como a la suma entre el valor a compensar y la velocidad referencial, y es el dato que finalmente se envía al variador de frecuencia.

De esta forma, se asegura que la velocidad real del sistema de generación es concordante con la velocidad de giro referencial que se establece en la emulación diesel.

2.5 PROYECTO ABORDADO EN EL TRABAJO DE TÍTULO

El trabajo para esta memoria de título se enmarca dentro de las actividades a realizar en el proyecto FONDECYT N°1085289, titulado “Generación a velocidad variable utilizando convertidores matriciales de cuatro piernas”. Se realiza en las dependencias del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Santiago, en el laboratorio A-2Z: “*Laboratorio de Energía y Generación Distribuida*”

2.5.1 Justificación del proyecto

Los motivos que justifican la realización de este proyecto de investigación surgen por la necesidad contingente de contar con sistemas más eficientes. Las justificaciones que se enmarcan dentro de esto son:

- Existen variadas aplicaciones en las cuales es necesario operar a velocidad variable, con el fin de maximizar la eficiencia y/o captura de energía. El ejemplo clásico son los sistemas mixtos de generación eólico-diesel.
- El esquema de generación diesel variable en general aplica a toda instancia en donde este tipo de máquinas sean las encargadas del balance de potencia del sistema. El generador cambia su velocidad en forma acorde a la inyección que se requiera en carga, con el fin de optimizar el buen uso del combustible.
- Cuando se tiene un generador de velocidad variable, es necesaria la utilización de electrónica de potencia a fin de acondicionar la frecuencia y voltaje de salida. Los convertidores matriciales son una buena solución a dicha necesidad.
- El uso de convertidores matriciales de cuatro piernas se basa en el hecho de poder alimentar cargas desbalanceadas, especialmente no lineales. Otra alternativa es utilizar un transformador (con conexión Y secundaria, para neutro a la salida) y un convertidor de tres piernas. Sin embargo esto es voluminoso y poco eficiente.
- Por razones constructivas, el convertidor matricial es adecuado para sistemas compactos o portátiles. La máquina de imanes permanentes también es pequeña y de muy alta eficiencia.

2.5.2 Aporte del trabajo realizado

Las metas alcanzadas en el desarrollo del trabajo son:

- Implementación experimental exitosa.
- Diseño e implementación de algoritmos de control resonante.
- Análisis de la metodología requerida para implementar el sistema y operar a velocidad variable (compensación de retardos, implementación de filtro sincrónico de frecuencia variable, implementación de un sistema de dos filtros (tensión y ángulo)).
- Implementación de la emulación de un generador diesel de velocidad variable, operando con inercia programable.
- Estudio del desempeño del sistema operando a velocidad variable con diferentes configuraciones en carga: balanceada, desbalanceada, lineal, no lineal, con factor de potencia en atraso y en adelante.

2.5.3 Campos de aplicación

- En general, cualquier sistema que utilice generación diesel, a fin de optimizar el consumo.
- Esquemas en donde se requiera de sistemas de generación compactos, eficientes y/o portátiles.
- Sistemas móviles: ambulancias, carros de bomberos, vehículos militares. Aplicaciones aeroespaciales, especialmente aviones comerciales o militares.

CAPÍTULO III.
IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA
EN LABORATORIO.

3.1 COMPONENTES DEL SISTEMA

En esta sección se describen los múltiples dispositivos que conforman el sistema experimental.

Los elementos presentes en forma física en el laboratorio pueden ser diferenciados en tres grandes grupos: componentes de potencia, componentes de control y comando, y componentes de medición y/o accionamiento. Por otro lado, también existe un grupo compuesto por las herramientas de *software* necesarias para llevar a cabo la implementación de laboratorio.

Se distinguen como componentes de potencia:

- Autotransformador trifásico
- Conversor matricial de cuatro piernas (4-leg MC)
- Variador de frecuencia PowerFlex 700
- Máquina de Inducción (Marelli, 7,5[kW], 2 polos)
- Generador de imanes permanentes (Unimotor, modelo 190E2B200B)
- Transformador elevador trifásico.
- Filtro LC trifásico
- Banco resistivo trifásico.

El autotransformador trifásico se utiliza para alimentar la entrada del conversor matricial sólo en una etapa inicial, a modo de llevar a cabo pruebas de verificación de funcionamiento del esquema.

Una vez superada esta etapa, entra en escena el esquema siguiente: el variador de frecuencia acciona el motor de inducción de forma tal que éste sigue una referencia de velocidad convenientemente establecida. Este motor está unido solidariamente por el eje al generador de imanes permanentes, el cual inyecta su generación a la entrada del conversor, previo paso por una etapa elevadora de tensión en el transformador 3ϕ .

El conversor matricial compone la etapa de electrónica de potencia necesaria a fin de entregar la frecuencia y el voltaje en carga requeridos. Luego de pasar por el conversor, existe una etapa de filtraje de las señales, en base a un banco LC trifásico. Finalmente este esquema permite alimentar un banco trifásico de cargas resistivas conectado en Y.

Los elementos de control y comando son:

- Tarjeta DSK C6713 (Texas Instruments)
- Tarjeta HPI (Host Port Interface)
- Tarjeta de Interfaz
- Computador personal (PC)

La tarjeta DSK C6713 tiene como base al DSP TMS320C6713. Aprovecha los puertos de expansión de memoria y periféricos para la conexión y soporte de la tarjeta de interfaz basada en la FPGA Proasic3 A3P400 de Actel, y en la cual se realizan las tareas de: carga de tiempos de conmutación, salida de pulsos de disparo hacia el conversor matricial; conversión A/D y D/A;

lectura de señal de posición del rotor de las máquinas; programación de niveles de protecciones por *hardware* y por *software*.

Por otra parte, la tarjeta HPI es la encargada de proveer la interfaz de comunicación entre el DSP y el computador (PC), desde donde se envían las órdenes de comando del sistema.

El tercer grupo, elementos de medición y/o accionamiento, se compone de:

- Transductores embebidos en el convertor matricial
- Tarjeta de medición de corrientes (transductores LEM LA-55P)
- Tarjeta de medición de tensiones (transductores LEM LV-50P)
- Encoder diferencial y tarjeta de lectura de encoder
- Relé de estado sólido
- Contactor trifásico
- Tarjetas de aislación.

La medición de tensiones y corrientes necesarias para el control y funcionamiento del sistema, se realiza a través de los transductores dispuestos tanto en el convertor matricial como en las tarjetas de medición (tensión y corrientes). La medición de la posición del rotor, necesaria para el cálculo instantáneo de la velocidad de giro, se realiza a través de un encoder diferencial. Dicha medición se hace llegar al sistema de control por medio de una tarjeta de lectura.

Las tarjetas de aislación son las encargadas de separar los circuitos de control de los circuitos de potencia, haciendo llegar las señales de control requeridas tanto para el variador de frecuencia como para el relé de estado sólido.

El relé de estado sólido es el encargado de accionar al contactor trifásico, mediante el envío del comando de encendido a través de un canal D/A de la tarjeta de interfaz. El relé junto con el contactor son los encargados de someter al sistema a impactos de carga, que pueden ser del tipo trifásico o monofásico.

Tanto la tarjeta de lectura de encoder, como las tarjetas de aislación, se conectan a la tarjeta de interfaz. La primera va conectada a un puerto especialmente dedicado a este propósito; las tarjetas de aislación reciben sus señales desde un convertor D/A de múltiples canales presente en la tarjeta.

El último grupo lo componen las herramientas de software, las que se instalan en el computador personal a modo de ser utilizadas en este trabajo. Los programas utilizados son:

- MATLAB
- TMS320C6713 DSK Tools
- C6X_Control

El programa MATLAB se utiliza como interfaz entre el usuario y el DSP, permitiendo comandar las funciones programadas, almacenamiento de datos, inicialización y reseteo, lectura o escritura de variables. Además permite programar rutinas reiterativas de inicialización o almacenamiento de pruebas experimentales a través de su editor de archivos *.m., y sirve como plataforma de almacenamiento y/o visualización de datos obtenidos desde las pruebas

experimentales, los que posteriormente pueden ser graficados o analizados convenientemente a fin de estudiar el sistema.

TMS320C6713 DSK Tools es un paquete de herramientas que provee los drivers de comunicación entre el DSP y el PC, el compilador y el software Code Composer Studio v3.1 para los DSP de la familia C6000, incluyendo librerías específicas para la tarjeta utilizada en este caso.

El software Code Composer Studio provee la interfaz gráfica para que se programen las aplicaciones en lenguaje C, a la vez que permite la compilación directa sobre el programa creado. Además permite la adición y/o creación de librerías específicas según sea requerido.

El programa C6X_Control está asociado a la tarjeta HPI de comunicación entre el PC y el DSP, específicamente bajo el software MATLAB (versión 6.0 o superior), y permite realizar tareas en tiempo real directamente en MATLAB, a través de ciertos comandos ejecutados fuera del Code Composer Studio, sin la necesidad de re-compilación.

Resulta ser una herramienta bastante útil de control y comando del DSP, y algunas de las tareas que se pueden realizar son: carga de programas en el DSP, inicialización, lectura y escritura en la memoria del DSP. Puede ser útil cuando se requiera inicializar variables al comienzo de un programa, establecer rutinas de almacenamiento de datos, rutinas de control o de comando, entre otras.

Finalmente, en el Apéndice C es posible encontrar una descripción más detallada de los elementos de laboratorio utilizados para el montaje del prototipo experimental.

3.2 SISTEMA EXPERIMENTAL

3.2.1 Introducción

El objetivo general consiste en implementar un prototipo experimental capaz de emular un sistema diesel de generación de velocidad variable, que alimente cargas con tensiones de amplitud y frecuencia constantes.

Para ello, se hace necesaria la programación de un algoritmo que incluya la rutina de un motor diesel operando a velocidad óptima. La emulación se realiza utilizando un motor de inducción jaula de ardilla, cuya velocidad es controlada utilizando un variador de frecuencia. La referencia de velocidad se regula de forma que el sistema sigue la dinámica asociada a un motor de combustión de consumo mínimo, cuya velocidad está ligada al nivel de potencia que requiera suministrar.

Por otra parte, la generación variable hace necesaria la incorporación de una unidad convertora, de manera que la carga sea alimentada con niveles de tensión estables. Para ello se utiliza un convertor matricial de cuatro piernas, a fin de poder operar cargas tanto balanceadas como desbalanceadas, aprovechando sus ventajas de tamaño, peso y confiabilidad.

El sistema de conversión de voltajes hace uso de un algoritmo que incluye, por una parte, la modulación de las señales de entrada, para lo cual se implementa una rutina de modulación por vectores espaciales (o SVM, por sus siglas en inglés). Al mismo tiempo, se utiliza un controlador resonante sintonizado en 50 [Hz], con el fin de establecer un valor específico (y programable) del voltaje fase-neutro en carga, manteniendo inalterables los niveles de tensión ante perturbaciones que puedan presentarse.

A continuación, se muestran los aspectos involucrados en el desarrollo de este trabajo. Éstos tienen relación con la forma en que se interconectan los distintos elementos que constituyen el sistema, el esquema de control utilizado, la estrategia de control de tensiones en carga que se implementa y la forma en que se lleva a cabo la emulación del motor diesel eficiente.

3.2.2 Esquema de conexiones

Un diagrama del sistema experimental montado en el laboratorio es presentado en la figura 3.1. En ésta, se observan los componentes descritos en la sección anterior (sección 3.1), y la forma en que estos elementos se vinculan dentro del sistema, con el detalle del tipo de conexión asociada a cada uno de ellos.

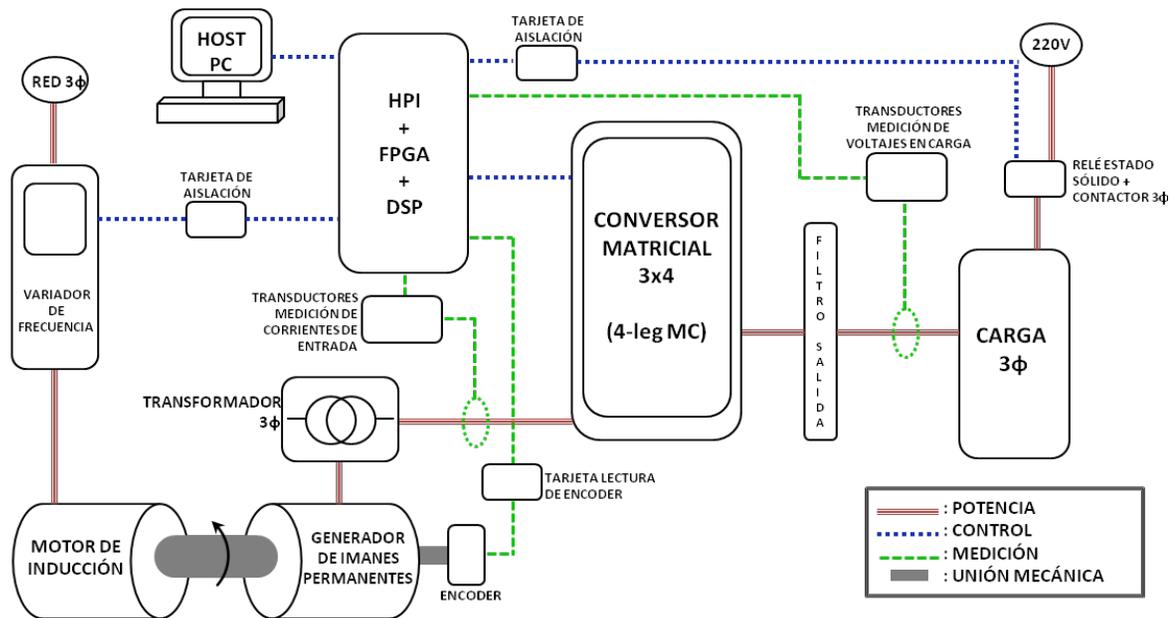


Figura 3.1: Diagrama de conexiones del sistema experimental montado en laboratorio.

3.2.3 Esquema de control

La tarea de controlar el sistema está a cargo del conjunto DSP-tarjeta de control/interfaz, el cual ejecuta el programa diseñado para el control del accionamiento del convertidor matricial, las rutinas de emulación del generador diesel, el control de la máquina motriz, adquisición de señales y almacenamiento de datos.

La operación del programa de control consiste en interrupciones enviadas al DSP cada 100[μ s]. Cada vez que se produce una interrupción, el DSP realiza los siguientes procesos:

- Lectura de variables del sistema: variables iniciales, variables fijas, corrientes, tensiones, posición del rotor, etc.
- Rutina de control de convertidor matricial: incluye cálculo de frecuencia de red, cálculo de desfases de medición, filtraje de ángulo (filtro sincrónico), cálculo de componentes $d-q$ de tensiones de entrada (moduladas con frecuencia de red calculada), filtro sincrónico para tensiones (detallado en sección 2.4.1), ángulo de vector de entrada, transformación $\alpha-\beta$ y $d-q$ de corrientes de entrada. Cálculo de tensiones de salida, razón de transformación “ q ”, cálculo de ángulo del vector de salida, cálculo de vectores espaciales de voltajes de salida

y vectores de corrientes de entrada. Determinación de ciclos de trabajo para configuraciones activas y cero del convertidor. Cálculo de tiempos de conmutación, carga de vectores y tiempos a la FPGA. Transmisión de pulsos a convertidor matricial.

- Rutina de controlador resonante (sólo si es habilitada): cálculos a partir de datos de vectores de controlador, cálculo de error, determinación de voltaje referencial de cada fase, anti *wind-up* (esquema limitador para controlador PI).
- Emulación diesel (sólo si es habilitada): cálculo de potencia, controlador PI del diesel, actuador; interpolación para ganancia, actualización de tabla de retardos, emulación de inercia, cálculo de torque, determinación de referencia, filtro sincrónico para referencia.
- Rutina de control de máquina motriz: incluye cálculo de velocidad a real (lectura de posición de rotor), cálculo de potencia inyectada, controlador PI para referencia de velocidad, control de deslizamiento (detallado en sección 2.4.2), rutina de emulación de motor diesel. Envío de referencia de velocidad a variador y conversión D/A.
- Ejecución de rutina de almacenamiento de datos, controlada desde el PC.
- Ejecución de rutinas específicas para pruebas experimentales.

3.2.4 Estrategia de control utilizada para tensiones en carga.

Se utiliza un controlador resonante a fin de regular el voltaje de salida de cada una de las fases con respecto a neutro. La elección de este controlador se basa en el estudio realizado por C.Juri [10], y la mayor ventaja radica en su robustez ante topologías de carga desbalanceada.

En el plano s , un controlador resonante típico tiene la forma $G_c(s) = K_c \cdot \frac{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + \omega_o^2}$, donde K_c es la ganancia del controlador y ω_o es la frecuencia de resonancia.

En el caso estudiado, es necesario llevar esta función de transferencia al plano z , en donde se tiene que el controlador es de la forma

$$G_c(z) = K_{cz} \cdot \frac{z^2 + a_1 z + a_2}{z^2 + b_1 z + b_2} \quad (3.1)$$

Para la determinación de los valores a implementar, se tienen los parámetros

- $T_s = 100[\mu S]$: tiempo de muestreo.
- $\omega_o = 50[Hz]$: frecuencia de resonancia.
- $C_f = 40[\mu F]$: capacitancia de filtro LC a la salida del convertidor matricial.
- $L_f = 1,6[mH]$: inductancia de filtro LC a la salida del convertidor matricial.

Además, a fin de mejorar la respuesta dinámica del sistema, se utiliza una malla adelanto-atraso (*lead/lag*) de segundo orden para la implementación. De este modo, en base a los valores

de los parámetros, y a la utilización de la malla adelanto-atraso, el controlador determinado es el siguiente:

$$G_c(z) = 0,78 \cdot \frac{z^2 - 1,94z + 0,939}{z^2 - 2z + 1} \cdot \frac{z^2 - 1,85z + 0,859}{z^2 - 1,54z + 0,603} \quad (3.2)$$

En (ec. 3.2), la primera expresión indica el controlador resonante, mientras que la segunda es la malla adelanto-atraso. El valor de la ganancia $K_{CZ} = 0,78$ se ajusta de manera experimental, tras una serie de pruebas de verificación de desempeño del controlador para diferentes valores.

En base a este controlador (ec. 3.2), en la figura 3.2 se muestra el lugar geométrico de las raíces resultante (en el plano z).

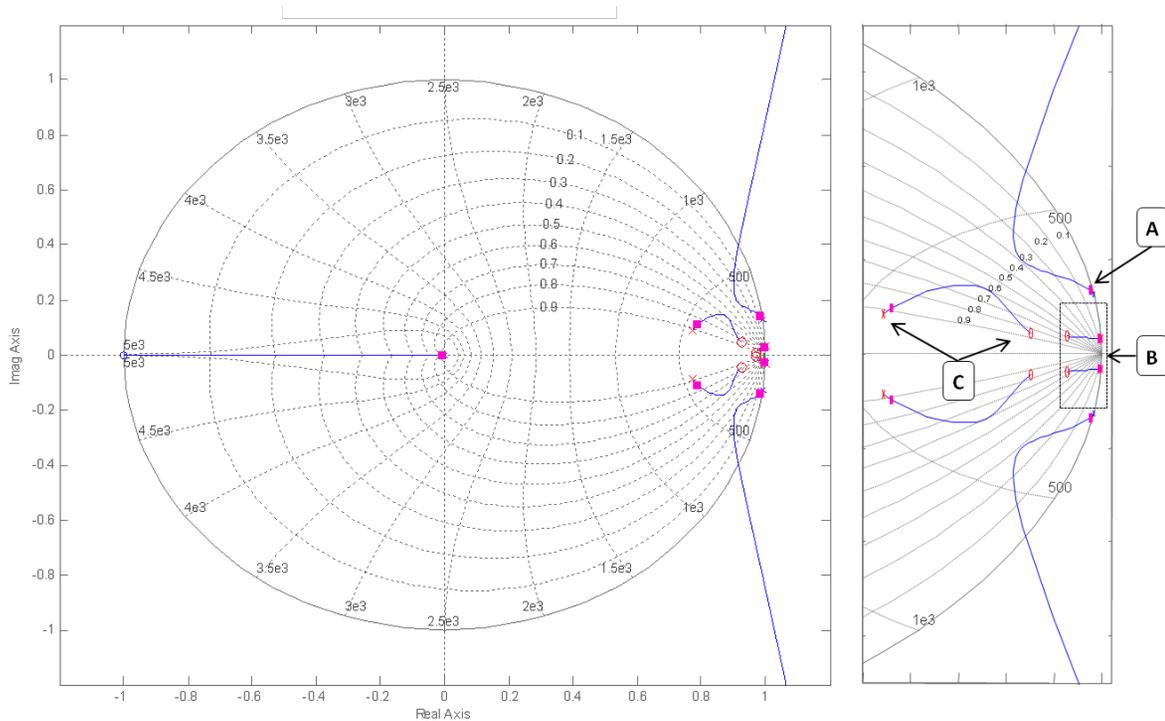


Figura 3.2: Lugar de las raíces para el sistema de control implementado.

En la figura 3.2, “A” indica el filtro de salida, “B” el controlador resonante utilizado en el esquema y “C” indica la malla adelanto-atraso.

El código del algoritmo utilizado para el controlador resonante está incluido dentro del código completo del programa, y puede ser visto en el Apéndice B, página *xii*. La determinación de los valores de las matrices involucradas en la rutina se establece mediante MATLAB, luego de la modelación del controlador.

3.2.5 Emulación de la máquina Diesel

En la tarjeta del DSP, se implementa el modelo del motor diesel de 3[kW] descrito en la sección 2.2.2. Los valores de los parámetros utilizados son:

- $s = 4$: tiempos del motor
- $n = 4$: número de cilindros
- $\tau_1 = 45/N$: retardo en combustión, donde N es la velocidad en [rpm]
- $\tau_2 = 0,1$: retardo en actuador
- $B = 0,01$: coeficiente de roce
- $J = 0,8$: inercia total del sistema

Los valores para B y J son valores estándar en motores del nivel de potencia en que se trabaja. De requerirse un cambio para estos parámetros, basta sólo con redefinirlos, por lo cual el diesel a emular es totalmente programable.

El motor de inducción jaula de ardilla es controlado usando el variador de frecuencia. El rango de velocidades en que se trabaja está dado por limitaciones prácticas del montaje: la velocidad mínima es 1300[rpm], y está determinada por el mínimo voltaje que debe alimentar al convertidor matricial, de modo que la razón de transformación de voltajes “ q ” no alcance el valor máximo de $q=0,75$.

Por otra parte, la velocidad máxima de 1800[rpm] está determinada a modo de proteger al conjunto motor-generador de vibraciones que potencialmente puedan causarle daño, que puedan desalinearse las máquinas o que dañen el acoplamiento flexible que existe entre el rotor y el encoder de medición de velocidad.

La habilitación de la emulación diesel establece la realización de la rutina cada 5[ms] (1 rutina por cada 50 interrupciones).

El encoder de velocidad es el encargado de medir la posición del rotor en cada instante, y con este valor es posible calcular la velocidad real del sistema de manera simple. La lectura de potencia se realiza utilizando voltajes y corrientes medidos a la entrada del convertidor matricial. Para cumplir con los niveles establecidos en el modelo original del motor diesel, y adaptarlos a los niveles disponibles en el laboratorio, se realiza un escalamiento lineal tanto de la potencia como de la velocidad, de modo que:

$$\begin{aligned} P_{modelo} &= 2,1 \cdot P_{sistema} \\ \omega_{modelo} &= 2 \cdot \omega_{sistema} - 2100 \end{aligned} \tag{3.3}$$

De acuerdo a lo señalado en la sección 2.2.2, la ganancia K_p del sistema debe ser interpolada linealmente por sectores en el espacio tridimensional, de modo que existan valores para dicha ganancia dentro de todo el rango de velocidades y potencias de operación.

A continuación, se señala la matriz de ganancias K_p que se utiliza para la interpolación lineal. Además, se muestran los valores de los vectores de velocidad de giro [rpm] y de potencia [W] asociados a la matriz de ganancias.

$$K_p = \begin{bmatrix} 0.60465 & 1.35658 & 1.07792 & 0.67295 & 0.85815 \\ 1.50819 & 2.99999 & 5.11627 & 4.51063 & 4.56521 \\ 1.08536 & 2.90163 & 4.03448 & 3.53086 & 4.47499 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$w = [500 \ 1000 \ 1500]^t$$

$$p = [0 \ 1000 \ 2500 \ 3000 \ 3700]^t$$

Para la interpolación, se indexan los rangos de velocidades con un valor “ f ”, de modo que:

$$\begin{aligned} \text{Si } v \in [500,1000[&\rightarrow f = 2 \\ \text{Si } v \in [1000,1500] &\rightarrow f = 3 \end{aligned}$$

De manera análoga, se indexan los rangos de potencias con el valor $c = \{2,3,4,5\}$.

La interpolación que se realiza es la siguiente (v es la velocidad real del sistema, p es la potencia suministrada por el generador):

$$k_{x1} = \left[\frac{(K_{p(f,c-1)} - K_{p(f-1,c-1)})}{(w_{(f)} - w_{(f-1)})} \cdot (v - w_{(f-1)}) \right] + K_{p(f-1,c-1)} \quad (3.5)$$

$$k_{x2} = \left[\frac{(K_{p(f,c)} - K_{p(f-1,c)})}{(w_{(f)} - w_{(f-1)})} \cdot (v - w_{(f-1)}) \right] + K_{p(f-1,c)} \quad (3.6)$$

$$k_p = \left[\frac{(k_{x2} - k_{x1})}{(P_{(c)} - P_{(c-1)})} \cdot (p - P_{(c-1)}) \right] + k_{x1} \quad (3.7)$$

Luego de este proceso, el valor obtenido para k_p (ec. 3.7) es la ganancia instantánea del sistema emulado.

Para emular el retardo asociado al actuador, se guarda su posición cada vez que se realiza la rutina, en un arreglo que recuerda los 18 últimos valores. Se calcula el valor entero de N_t (ec para nt), y luego se rescata el valor del actuador guardado “ N_t ” ciclos atrás.

La curva de velocidad óptima según potencia generada se modela totalmente lineal, en donde la potencia va desde 0 a 3700 [W] y la velocidad va desde 500 a 1500 [rpm] (valores del modelo del motor). Se calcula la referencia de velocidad óptima de acuerdo a la potencia y dicha referencia se pasa por un filtro sincrónico de 0,1[Hz]. El filtro sincrónico utilizado es el descrito en la sección 2.4.1.

En la etapa de emulación de inercia, entran en juego los valores de coeficiente de fricción y coeficiente de inercia total. Es en esta etapa se calcula el valor de velocidad que debe ser enviado al variador de frecuencia.

A modo de realizar un seguimiento óptimo (o “*tracking*”, como se le llama usualmente) de la velocidad, se implementa un compensador de deslizamiento, el que permite tener retroalimentación en el esquema de control de velocidad. Los principios asociados a este compensador son detallados en la sección 2.4.2.

Todo lo descrito anteriormente permite contar con un sistema de laboratorio apto para emular el motor que se desee, de acuerdo a los coeficientes mecánicos, las velocidades y las potencias de operación que se requieran.

Finalmente, el código completo de la rutina del motor diesel se detalla en el Apéndice A de este trabajo, en donde es posible observar la forma en que se integran los aspectos detallados.

CAPÍTULO IV.
PRUEBAS REALIZADAS AL SISTEMA
Y
DISCUSIÓN DE RESULTADOS

4.1 PRUEBAS REALIZADAS AL SISTEMA EXPERIMENTAL.

En capítulos anteriores se han detallado los aspectos involucrados en el funcionamiento del sistema de generación que se pretende implementar y se ha expuesto la forma en la cual dicho sistema de velocidad variable va a ser reproducido en el laboratorio.

Una vez considerados dichos precedentes, el sistema debe ser sometido a una serie de pruebas cuyo objetivo es validar experimentalmente cada una de las etapas involucradas en él. Este es un trabajo progresivo que incluye, en un principio, pruebas básicas de funcionamiento del conjunto. Luego, se diversifica la exigencia de cada una de las pruebas, proceso que finalmente permitirá el funcionamiento total del sistema basado en la máquina diesel eficiente.

Los puntos esenciales que necesitan ser comprobados están ligados a pruebas que posteriormente serán expuestas en este capítulo, y tienen que ver con:

- Observar las diferencias que existen entre operar el sistema de control de voltajes en carga con sistema a lazo abierto o a lazo cerrado (controlador resonante).
- Verificar la correcta implementación del sistema de control de voltajes en carga en estado estacionario, tanto en frecuencia como en amplitud.
- Verificar el correcto desempeño del sistema cuando la alimentación de entrada del convertidor no presenta variaciones, y los voltajes de referencia o los niveles de impedancia en carga son cambiados.
- Verificar una respuesta apropiada del sistema cuando el voltaje de entrada al convertidor matricial presenta variaciones tanto en amplitud como en frecuencia, y los niveles en carga permanecen sin alteraciones.
- Comprobar un correcto funcionamiento del sistema cuando la entrada al convertidor presenta variaciones en amplitud/frecuencia y la carga es sometida a variaciones ya sea en su voltaje de referencia o en su impedancia (perturbaciones balanceadas y desbalanceadas).
- Establecer un comportamiento adecuado de la simulación de la máquina diesel (concordante con el modelo estudiado por R. Peña *et al.* [1]) e integrar dicho modelo al sistema de modo que opere con velocidad variable, acorde al nivel de potencia a suministrar.
- Comprobar la buena respuesta global del sistema completamente integrado.

Cuando se trata del control de lazo cerrado para voltajes en carga, en todas las pruebas se utiliza un controlador resonante (descrito en 3.2.3) sintonizado en 50 [Hz]. Dicho controlador es capaz de fijar el valor del voltaje fase-neutro en carga según sea requerido, operando siempre con frecuencia de 50[Hz].

Además, el controlador resonante utiliza un compensador con ganancia “K” igual a 0,78. Dicho valor óptimo se calcula en forma empírica luego de una serie de pruebas realizadas al sistema de laboratorio.

Otro punto importante a considerar es la forma en la cual se obtienen los datos que posteriormente son procesados mediante MATLAB: para todas las pruebas llevadas a cabo, independiente del tiempo asociado a la toma de muestras, se guarda un arreglo de 12500 muestras de cada señal. Luego, el tiempo de muestreo en cada prueba depende del tiempo total que se le asocie. La máxima resolución se obtiene para las pruebas cuyo tiempo de adquisición de datos es de 1,25[s] (tiempo de muestreo igual a 100[μ s]). De ser requerido un muestro más exigente, puede utilizarse el osciloscopio disponible en laboratorio (LeCroy, modelo 334A), el cual posee una resolución de 500[kHz].

A continuación, se desglosan todas las pruebas a las cuales el sistema experimental es sometido. Se detallan los valores, condiciones y aspectos relevantes involucrados en cada una de ellas.

4.1.1 Control de lazo abierto versus control de lazo cerrado.

El trabajo desarrollado en esta sección pretende verificar la conveniencia de utilizar un controlador resonante en el sistema de control de voltajes en carga.

Para ello, se somete al sistema a pruebas idénticas de funcionamiento bajo condiciones de lazo cerrado y sistema a lazo abierto. Estas pruebas contemplan 3 situaciones de funcionamiento diferentes, las que se describen a continuación. La comparación de resultados obtenidos para cada una de ellas puede observarse en la figura 4.1.

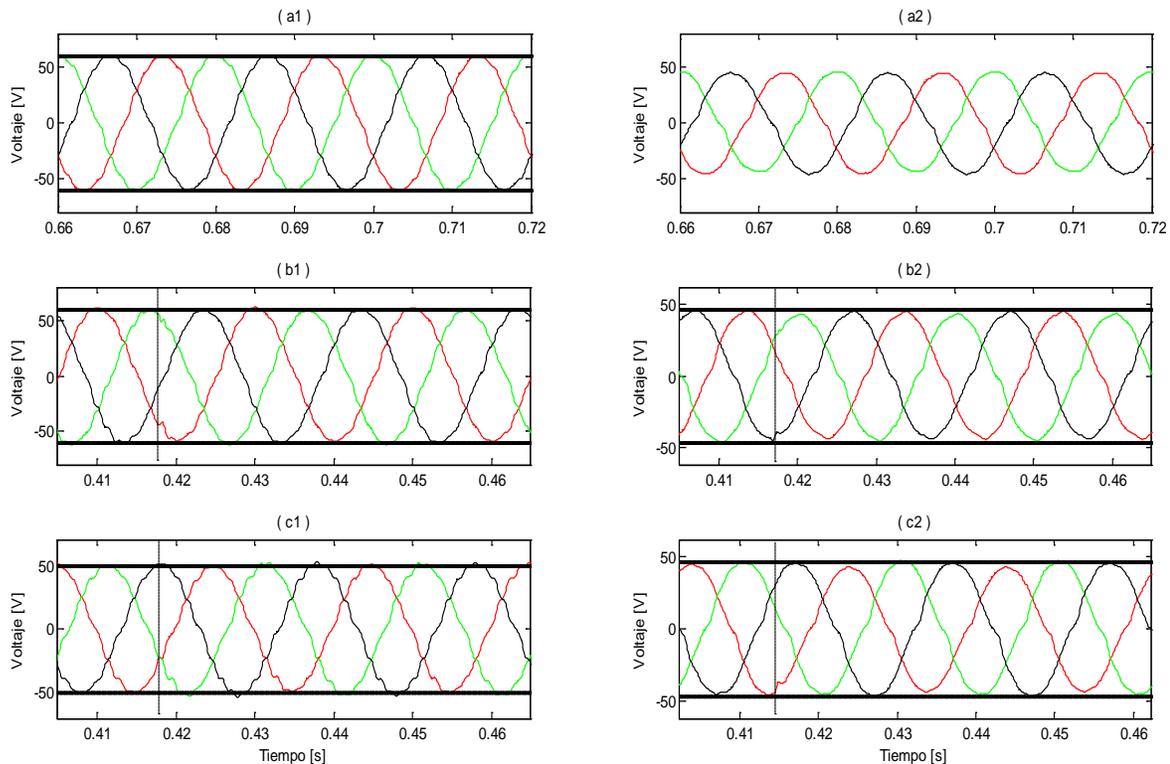


Figura 4.1: Comparación de voltajes en carga, control de lazo cerrado versus lazo abierto

(a) Estado estacionario

(b) Impacto trifásico de carga resistiva (7,4 a 5,4[Ω])

(c) Impacto monofásico (fase "a", color rojo) de carga resistiva (7,4 a 5,4[Ω])

La primera de estas pruebas (figura 4.1(a1,a2)) establece el funcionamiento de la unidad en estado estacionario, cuando a la entrada se cuenta con un voltaje balanceado de 130[V] fase-neutro a 50[Hz]. En carga se cuenta con un banco resistivo balanceado de 7,4[Ω] por fase.

En este caso, el controlador resonante responde acorde al nivel referencial de voltaje que se le exige (60[V] *peak*), mientras que el sistema a lazo abierto responde con un voltaje máximo en carga proporcional al nivel de entrada, en este caso cercano a los 48[V] fase-neutro.

La segunda prueba consiste en un impacto de carga balanceado trifásico que modifica la resistencia desde 7,4[Ω] a 5,4[Ω] por fase (figura 4.1(b1,b2)). En este caso es posible observar que el controlador resonante es capaz de responder a la exigencia y mantiene fijo el nivel de

voltaje referencial, sin sufrir mayor alteración más que una leve deformación de las señales justo en el momento de la conexión.

En el caso de lazo abierto, es posible apreciar una disminución del voltaje fase-neutro después de la conexión de carga. Si bien este nivel es débilmente perceptible en forma visual, representa una atenuación del 6,8% del voltaje fase-neutro previo a la conexión.

En la figura 4.1(c1,c2), la prueba consiste en realizar un impacto de carga del mismo nivel anterior, esta vez desbalanceado (impacto monofásico resistivo). La fase modificada en este caso es la fase “a”, de color rojo en los gráficos.

En este caso es posible ver que el controlador resonante nuevamente mantiene el nivel referencial de voltaje sin alteración. Sin embargo, la forma de las señales se ve afectada por componentes armónicas debido a que el desbalance en carga produce distorsión en los voltajes de entrada a la etapa de conversión (comportamiento dado por la característica de conversión directa propia del convertidor matricial), y dichas distorsiones inevitablemente se ven reflejadas en los voltajes de salida. De todas formas, dicha deformación no es drástica y la respuesta del controlador resonante se considera apropiada

En el caso de lazo abierto, el voltaje en carga después de la conexión presenta una disminución análoga al caso de impacto trifásico balanceado. Además de esto, se produce un desbalance en los voltajes de salida, consecuentes con el desbalance ocurrido en la impedancia de carga.

Es así como una vez finalizadas estas pruebas, es bastante clara la necesidad de utilizar el control de lazo cerrado: por un lado, sólo de esta manera el sistema es capaz de seguir un voltaje referencial independiente del nivel de entrada al convertidor matricial (salvo por la limitación de la razón de transformación de voltajes “ q ” mencionada en la sección 2.3.4). Por otra parte, con la utilización del controlador resonante, el sistema es capaz de responder apropiadamente ante cambios en la impedancia de carga, tanto balanceados como desbalanceados. Finalmente, si fuese necesario realizar un cambio de nivel de voltaje demandado, sólo el control de lazo cerrado permite adaptarse a dicha necesidad.

Por lo tanto, en todas las pruebas realizadas a continuación, se utiliza el esquema de control de lazo cerrado.

4.1.2 Sistema de amplitud y frecuencia fijos en entrada y en carga.

El objetivo de esta prueba apunta a verificar que la forma, amplitud y frecuencia del voltaje en carga sean las adecuadas, cuando se aplica un voltaje balanceado a la entrada del convertor matricial, cuya amplitud y frecuencia son constantes (no necesariamente 50[Hz]). La figura 4.2 muestra la topología utilizada durante la realización de esta prueba.

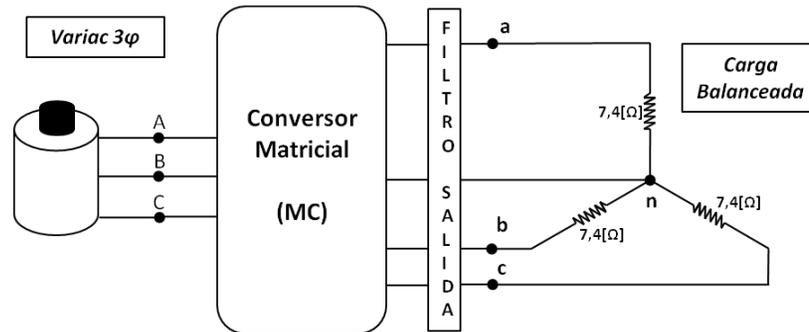


Figura 4.2: Topología utilizada en prueba de estado estacionario.

En la figura 4.3 pueden observarse los niveles referidos a las tensiones fase-neutro de entrada y se grafican las corrientes de línea a la entrada del convertor.

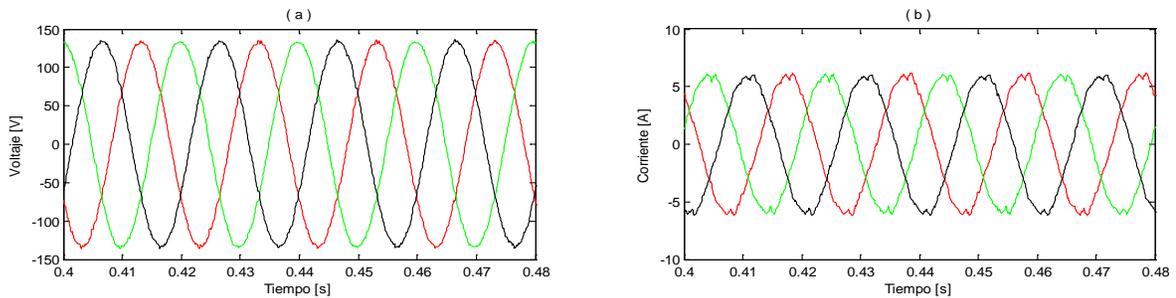


Figura 4.3: Niveles de entrada al convertor matricial.

(a) Voltajes fase-neutro de entrada.

(b) Corrientes de línea.

Este es el caso menos exigente para la operación del sistema, por cuanto la entrada es de voltaje constante y la carga es trifásica balanceada sin perturbaciones (carga de tipo resistiva con 7,4[Ω] por fase). Como puede verse en la figura 4.3(a), el voltaje de entrada al convertor tiene un valor cercano a los 130[V] fase-neutro, con frecuencia de 50[Hz], y no presenta mayores distorsiones. En el caso de las corrientes, son igualmente balanceadas, sinusoidales de frecuencia igual a 50 [Hz].

Por otro lado, en la figura 4.4, puede observarse las ondas de voltajes de salida obtenidas, con valor de referencia de 60[V] fase-neutro. Además, es posible observar la gráfica de las corrientes de línea en carga, y de la corriente de neutro.

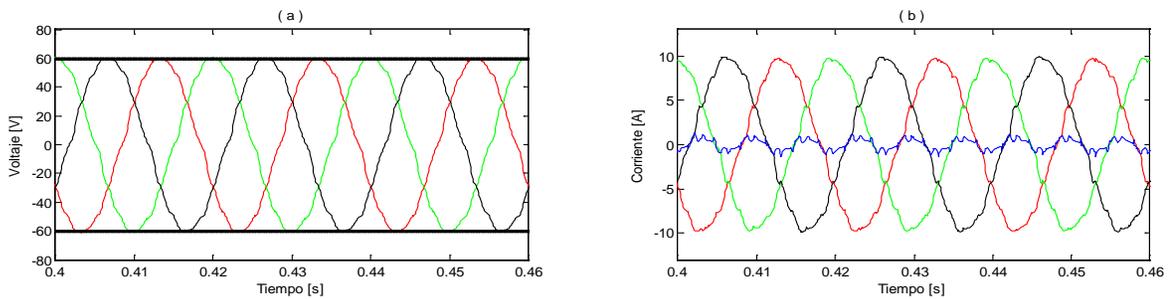


Figura 4.4: Niveles de en carga del sistema experimental.

(a) Voltajes fase-neutro en carga.

(b) Corrientes de línea y corriente de neutro (azul).

Tal como se aprecia, el sistema es capaz de mantener la referencia de voltaje demandada en carga. Las señales son sinusoidales de frecuencia 50[Hz] y con un nivel de distorsión mínimo, lo cual da cuenta de un desempeño eficiente del sistema de control. En cuanto a corrientes, éstas son igualmente sinusoidales (conforme a los voltajes) y el nivel de corriente de neutro cercano a cero da cuenta del balance existente.

Adicionalmente, el sistema es sometido a una serie de pruebas idénticas con niveles de voltaje en carga que van desde los 5[V] a los 80[V] fase-neutro, y en cuyos casos los resultados muestran el mismo comportamiento de la prueba detallada recientemente (figura 4.4). Gracias a esto, cuando se trata de establecer un nivel de tensión fijo en carga, con alimentación de niveles fijos a la entrada del convertidor matricial, el sistema es capaz de responder apropiadamente. De esta forma, el nivel máximo de voltaje, la forma de la señal y la frecuencia requerida pueden ser obtenidas en forma satisfactoria.

4.1.3 Sistema con entrada fija y variaciones en carga.

El objetivo de este tipo de pruebas es comprobar que, ante voltajes de amplitud y frecuencia constantes en la entrada del convertidor, el sistema de control de voltajes es capaz de mantener inalterables los niveles requeridos en carga cuando ésta es sometida a distintas perturbaciones.

Las perturbaciones aplicadas son de naturaleza diferente: por un lado, se establece un cambio de referencia del voltaje en carga, de 50[V] a 70[V], ambos a 50[Hz]. Por otra parte, se aplican impactos trifásicos y monofásicos de carga resistiva, a modo de observar de qué forma influyen dichas perturbaciones en los voltajes en carga durante el transiente.

A continuación se detallan cada una de dichas pruebas, en donde se indican las condiciones asociadas a ellas.

4.1.3.1 Carga balanceada sometida a cambios en voltaje de referencia.

La idea de esta prueba es determinar cuán eficiente y ágil es el sistema de control cuando se decide modificar el nivel de tensión requerido en carga.

Para esta prueba, la carga consiste en resistencias de $7,4[\Omega]$ por fase. Este valor permanece invariable cuando se realiza el cambio de referencia de voltaje, el cual va de los $50[V]$ a los $70[V]$ fase-neutro, a $50[Hz]$. La topología utilizada en este caso es la misma que se utiliza en 4.1.2, y puede ser vista en la figura 4.1.2.1.

En este caso, las señales de entrada al convertidor son balanceadas, de amplitud y frecuencia fijas. Los voltajes tienen un valor aproximado de $130[V]$ fase-neutro a $50[Hz]$ y las corrientes alcanzan un nivel que bordea los $5[A]$.

En la figura 4.1.3.1.1 se aprecian los voltajes en carga obtenidos durante la prueba, además de las corrientes de línea y neutro.

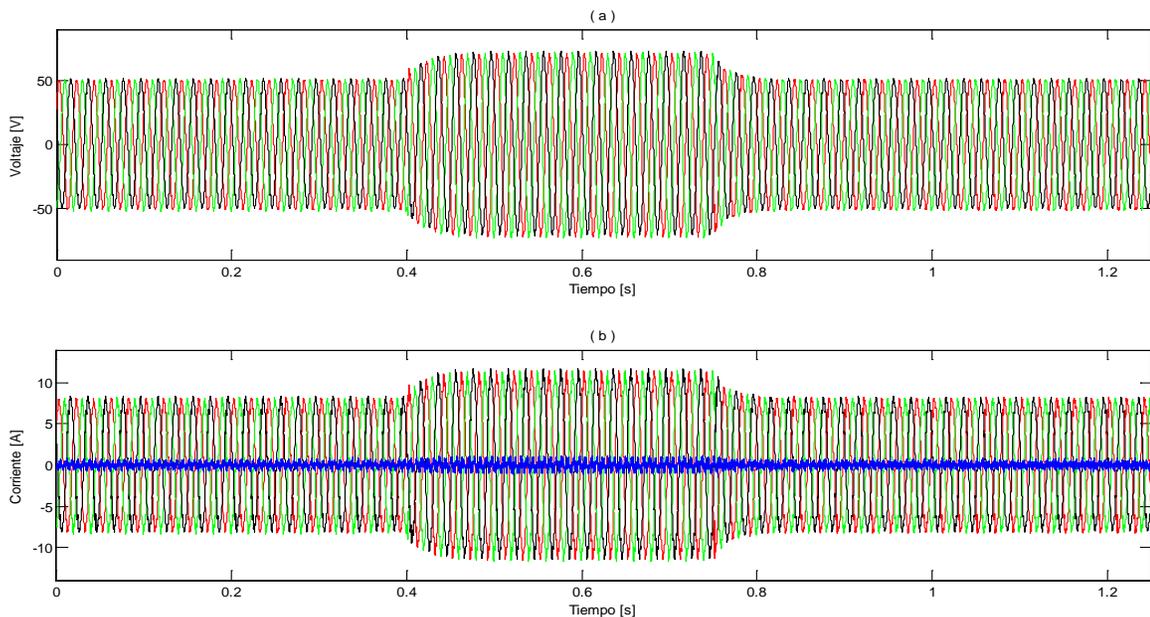


Figura 4.5: Niveles de salida para prueba de cambio de voltaje de referencia.

(a) Voltajes fase-neutro en carga.

(b) Corrientes de línea y corriente de neutro (azul).

Es posible apreciar que se realiza el cambio de voltaje de referencia a $70[V]$ entre los $0,4[s]$ y $0,75[s]$ aproximadamente. Las señales se comportan bastante bien durante la perturbación, y logran una estabilización sin sobreoscilación apreciable en un tiempo relativamente pequeño. Durante todo instante la frecuencia permanece fija en $50 [Hz]$, y las corrientes de línea presentan un comportamiento consecuente con los voltajes. La corriente de neutro oscila siempre en torno a cero, por lo cual es posible asegurar el balance que se tiene en carga.

Como los niveles de voltaje fase-neutro logran ser satisfechos, ahora lo que queda es ver cuán rápido es capaz de responder el controlador al cambio en el nivel de tensión. La figura 4.6

muestra los niveles de voltaje en el momento justo de la transición entre 50[V] - 70[V] y viceversa.

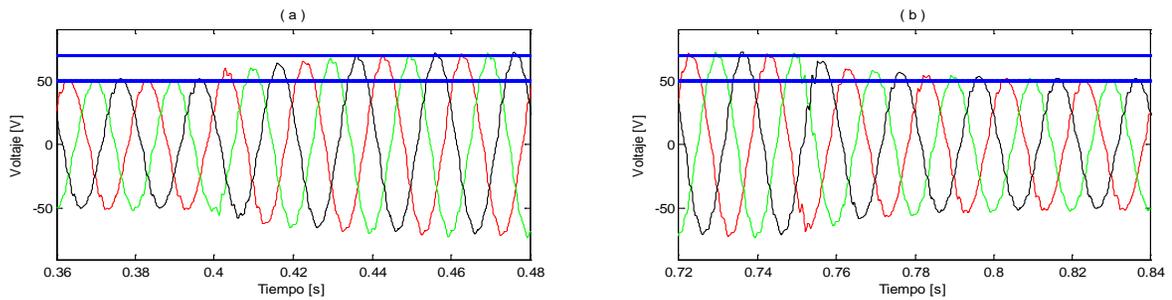


Figura 4.6: Voltajes fase-neutro en carga al momento de cambio de referencia.

(a) Transición de 50[V] a 70[V].

(b) Transición de 70[V] a 50[V].

Se observa que en ambas transiciones, los voltajes experimentan leves deformaciones que se restringen sólo al momento en el cual se aplica el cambio. En las tres fases, el sistema de control demora cerca de 3 ciclos (60 [ms]) en llevar el voltaje hasta el nivel requerido, sin que se presenten sobreoscilaciones. Este tiempo es aceptable para el sistema en cuestión, sobre todo cuando se considera que el cambio requerido es del 40% del voltaje en estado estacionario. Por otra parte el sistema se comporta de manera simétrica tanto para la subida como para la bajada del voltaje referencial. De acuerdo a pruebas realizadas con otros valores referenciales, la forma de responder permanece dentro de niveles aceptables aún cuando se trate de cambios de referencia más significativos.

4.1.3.2 Impacto trifásico de carga resistiva

En este caso, el objetivo es hacer que el voltaje en carga permanezca invariante (60[V] *peak* a 50[Hz]) cuando se aplica un impacto resistivo trifásico que varía de 7,4[Ω] a 5,4[Ω]. Los valores de dichas resistencias están ligados directamente a la disponibilidad de equipamiento en el laboratorio y a un nivel de corriente seguro para el sistema. La topología en carga utilizada en este caso puede observarse en la figura 4.7.

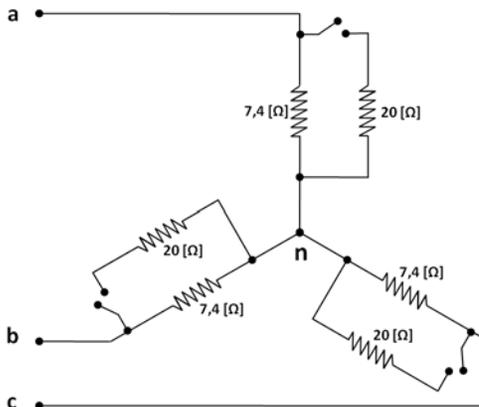


Figura 4.7: Topología en carga utilizada en prueba de impacto resistivo balanceado.

Para esta prueba de impacto de carga, los niveles de entrada (voltajes y corrientes) pueden ser vistos en la figura 4.8.

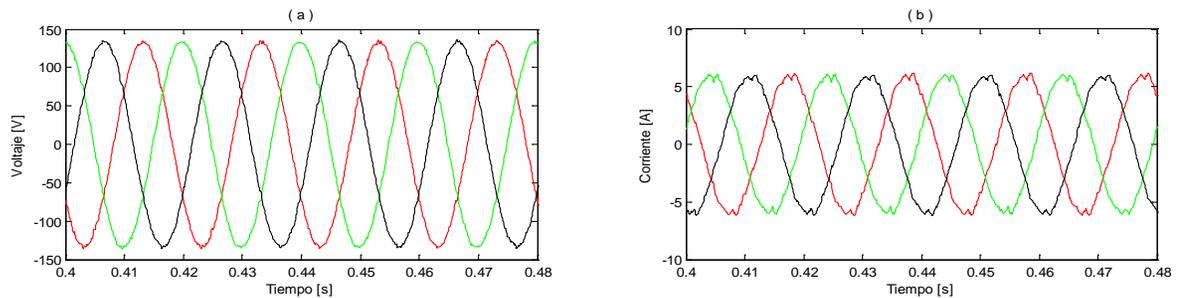


Figura 4.8: Niveles de entrada al convertor matricial para prueba de impacto trifásico.

(a) Voltajes fase-neutro de entrada.

(b) Corrientes de línea.

En este caso, es posible observar que se tienen voltajes balanceados, con valor de 130[V] fase-neutro, y una frecuencia de 50[Hz]. Las corrientes de línea son igualmente balanceadas, con un nivel cercano a los 6[A].

En la figura a continuación (figura 4.9) es posible ver los niveles de voltaje en carga obtenidos durante todo el periodo de realización de la prueba. La conexión y desconexión del banco resistivo se realiza en tiempos cercanos a los 0,4[s] y 0,75[s], respectivamente.

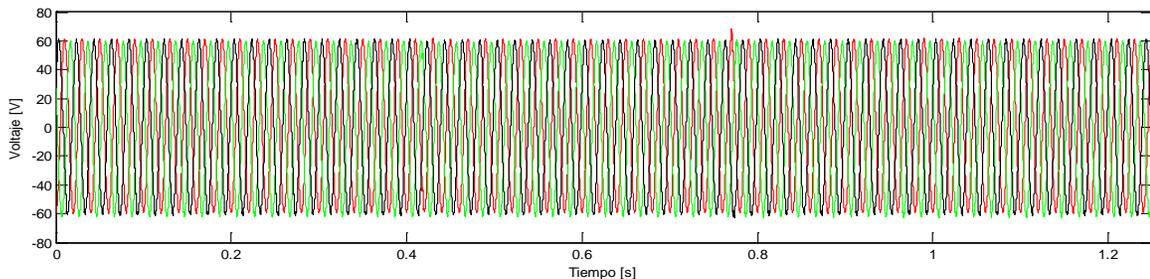


Figura 4.9: Voltajes en carga obtenidos durante prueba de impacto trifásico.

De acuerdo a la figura 4.9, el nivel de voltaje en carga es de 60[V] fase-neutro, y no experimenta variaciones significativas a lo largo de la realización del experimento, con excepción del momento justo en el cual se realiza la desconexión. Un acercamiento del voltaje en carga, así como de las corrientes de línea y de neutro, en el momento de conexión y desconexión de carga, pueden ser vistos en la figura 4.10.

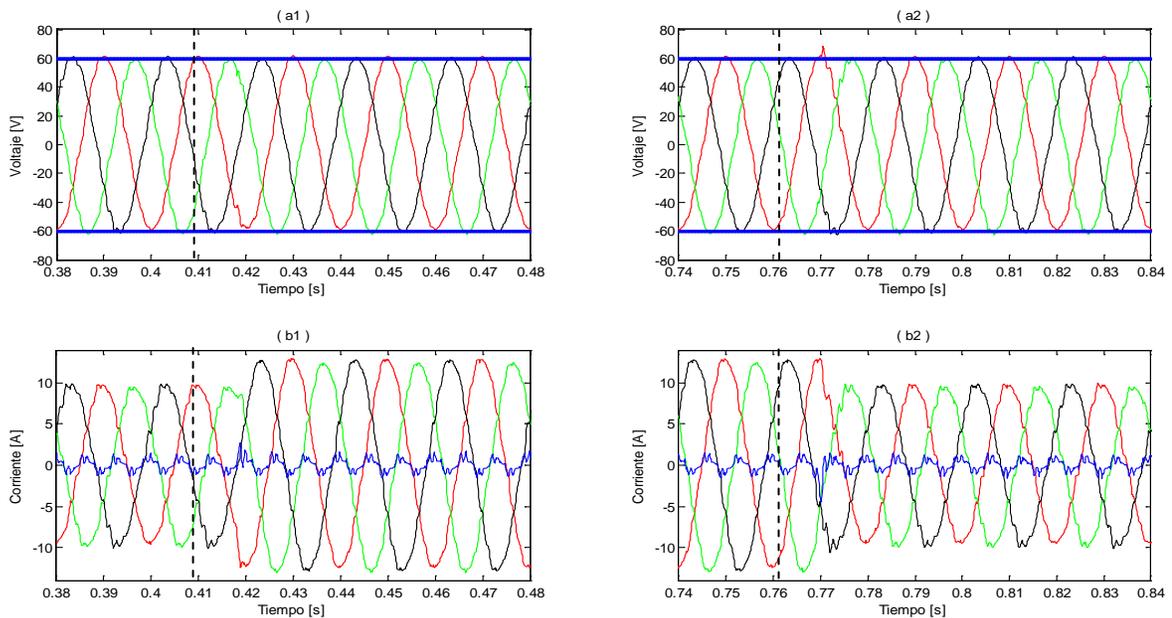


Figura 4.10: Niveles de salida en momento de conexión/desconexión de carga.

(a1,a2) Voltajes fase-neutro en carga.

(b1,b2) Corrientes de línea y corriente de neutro (azul).

Los voltajes al momento de la conexión (figura 4.10(a1)) presentan una leve disminución consecuente con la disminución de impedancia en fases. Sin embargo, dicha atenuación es muy pequeña, presenta relevancia sólo momentánea, y no deriva en consecuencias posteriores. La estabilización es prácticamente instantánea.

En las figura 4.10(b1),(b2), se pueden ver los cambios de nivel en corrientes de línea y neutro al momento de la conexión y desconexión de carga. Se aprecia que las corrientes de línea alcanzan un valor máximo de $9,8[A]$ durante el régimen permanente, y un valor cercano a los $13[A]$ durante el impacto de carga, con una frecuencia fija y estable de $50[Hz]$. La corriente de neutro se mantiene siempre oscilando en torno a cero, lo que muestra la existencia de carga balanceada en la salida.

En el caso de desconexión (figura 4.10(a2)), las señales de voltaje muestran una leve deformación en el momento preciso, y uno de los voltajes (fase “a”, de color rojo) se eleva por sobre el nivel referencial ($\sim 12\%$ del voltaje estacionario). Esta anomalía aislada no tiene relevancia más allá de la ocurrencia de la perturbación y no influye en forma posterior. Al igual que en el caso de conexión de carga, la estabilización es prácticamente instantánea, por lo que es controlador responde de manera satisfactoria.

4.1.3.3 Impacto monofásico de carga resistiva.

En esta prueba, el proceder es el mismo que en el caso anterior, con niveles de entrada y de cambios en carga idénticos. En este caso, la única distinción es que el impacto resistivo que se realiza es del tipo monofásico.

Por ende, la idea de esta prueba es comprobar que el sistema de control de tensión logra mantener inalterables los niveles de voltaje en todas las fases, cuando el tipo de impacto que se le aplica es desbalanceado. La topología utilizada en esta prueba se observa a continuación (figura 4.11).

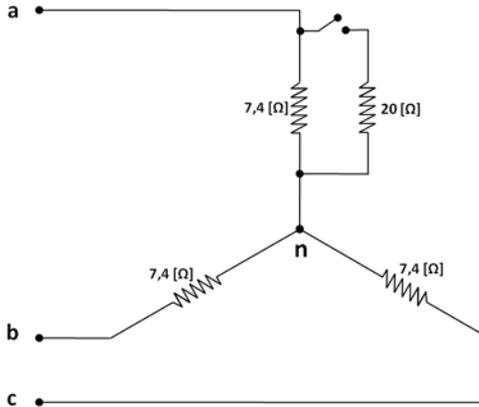


Figura 4.11: Topología utilizada en prueba de impacto resistivo desbalanceado.

Los niveles de entrada al convertidor matricial, en el periodo de realización de la prueba, se muestran en la figura 4.12.

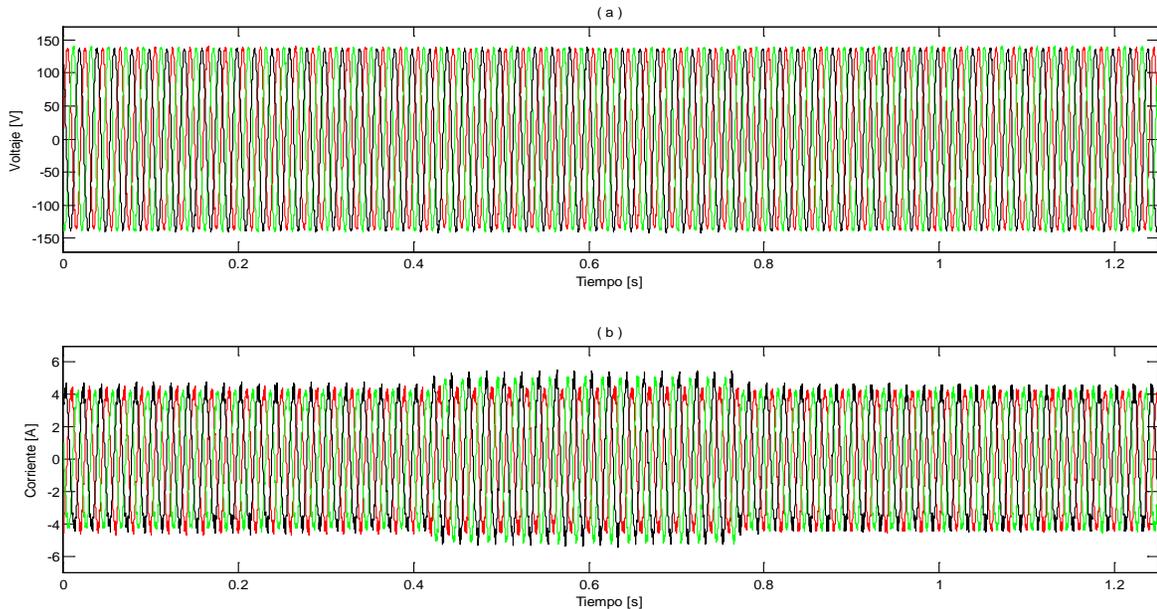


Figura 4.12: Niveles de entrada al convertidor matricial, prueba de impacto monofásico desbalanceado.

(a) Voltajes fase-neutro de entrada.

(b) Corrientes de línea.

Los voltajes alcanzan un nivel cercano a los 130[V] fase-neutro, con frecuencia de 50[Hz]. Las corrientes de entrada son un tanto distorsionadas, aunque balanceadas durante la operación del sistema ante carga estacionaria. Al momento de la aplicación del desbalance, es posible observar que las corrientes se distorsionan aún más y se vuelven desbalanceadas. Dicho comportamiento es acorde a lo esperado, pues el conversor matricial representa una etapa de conversión directa, la cual no permite desacoplar desbalances en carga con respecto a desbalances e intrusión de componentes armónicas en los niveles de entrada.

Para esta prueba, los resultados de voltajes en carga y corrientes de línea y de neutro, justo al momento del impacto desbalanceado, pueden ser vistos en la figura 4.13.

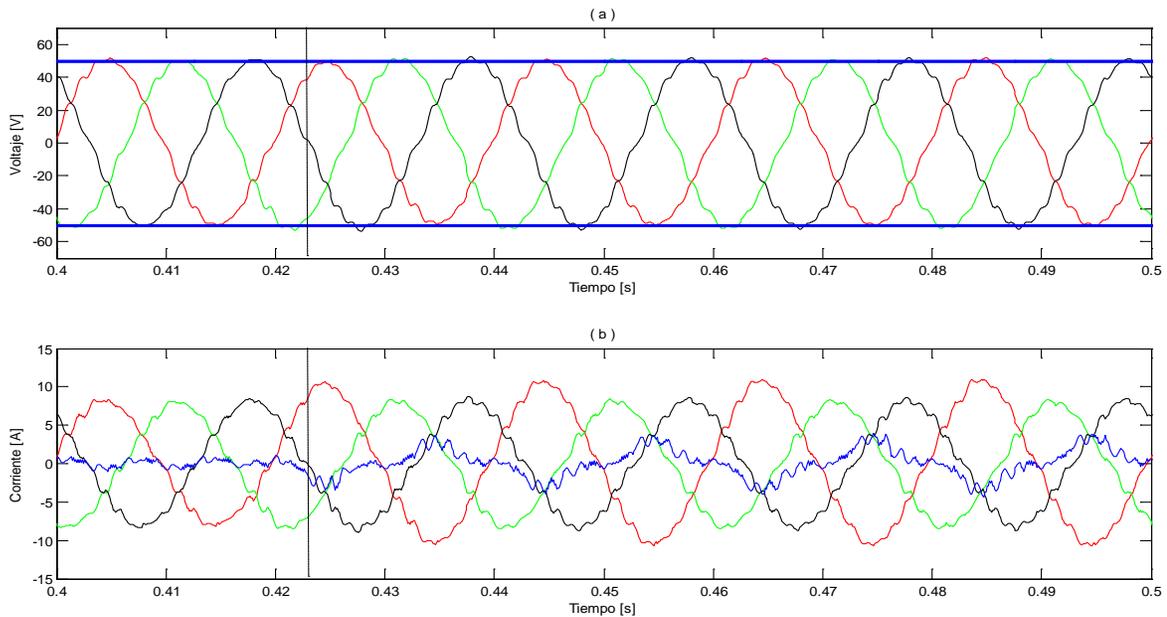


Figura 4.13: Niveles en carga al momento de impacto monofásico desbalanceado.

(a) Voltajes fase-neutro en carga.

(b) Corrientes de línea y corriente de neutro (azul).

En la figura 4.13, es posible distinguir un voltaje de referencia de 50[V] y frecuencia de 50[Hz]. Las corrientes de línea tienen un valor máximo de 8[A] durante el régimen permanente. Cuando ocurre la perturbación, la fase en la que se aplica (fase “a”, de color rojo) alcanza un valor de 10,8[A].

Al momento en que se conecta la carga, el aumento de corriente de neutro da clara muestra del desbalance existente en dicho instante, al mismo tiempo que la corriente de línea de la fase “a” se eleva por sobre el nivel de las otras fases. En lo que respecta a voltajes, se observa que en forma posterior al impacto, las señales presentan una distorsión armónica visiblemente mayor que en el caso de operación balanceada. Esto es esperable y comprensible, ya que la entrada se ve distorsionada debido al desbalance en carga, y dichas distorsiones inevitablemente se expresan en el control de voltajes. Sin embargo, mientras estas anomalías no sobrepasen niveles aceptables acordes a la calidad de voltajes requeridos, no presentan mayor dificultad para poder operar el sistema.

En este caso el promedio de la distorsión armónica total (THD) de los tres voltajes en carga es del 4,52%. Análisis espectrales de dichas señales se llevarán a cabo en los análisis del sistema final, cuando la observación de anomalías en tensiones de carga así lo determine. En este caso, dichos análisis no son de real importancia.

En los gráficos también es posible ver que, después de la conexión, los voltajes se elevan en forma leve por sobre el límite de referencia establecido (4,9% máximo), aunque el tiempo de sucesión de dichas alzas no supera los 3 ciclos de la señal (60[ms]).

Finalmente, y de acuerdo a todo lo anterior, para los resultados obtenidos en esta prueba, tanto el tiempo de estabilización como la distorsión de la señal y la variación del nivel referencial de voltaje, se mantienen dentro de límites aceptables de operación.

4.1.4 Sistema con amplitud y frecuencia de entrada variables, sin cambios en niveles de salida (carga trifásica balanceada).

El objetivo de esta prueba es verificar experimentalmente que el sistema de control propuesto puede operar en forma apropiada, independientemente de la amplitud y/o frecuencia con la cual se alimente el convertor matricial. Dicha condición está íntimamente ligada al funcionamiento del sistema de emulación diesel, en donde se espera que el rango de velocidades de operación dependa exclusivamente de las características de la máquina, y no sea restringido debido a limitaciones impuestas por la interfaz de conversión.

En este experimento, se utiliza el esquema descrito en la figura 4.14. Mediante la programación adecuada, el variador de frecuencia recibe una señal de control que permite aplicar una rampa de velocidad que va desde las 1200 a 2000 [RPM]. Mientras esto ocurre, el nivel de tensión en la carga se establece en 60[V] (fase-neutro) a 50[Hz]. La impedancia en carga no experimenta perturbación alguna durante la realización del experimento.

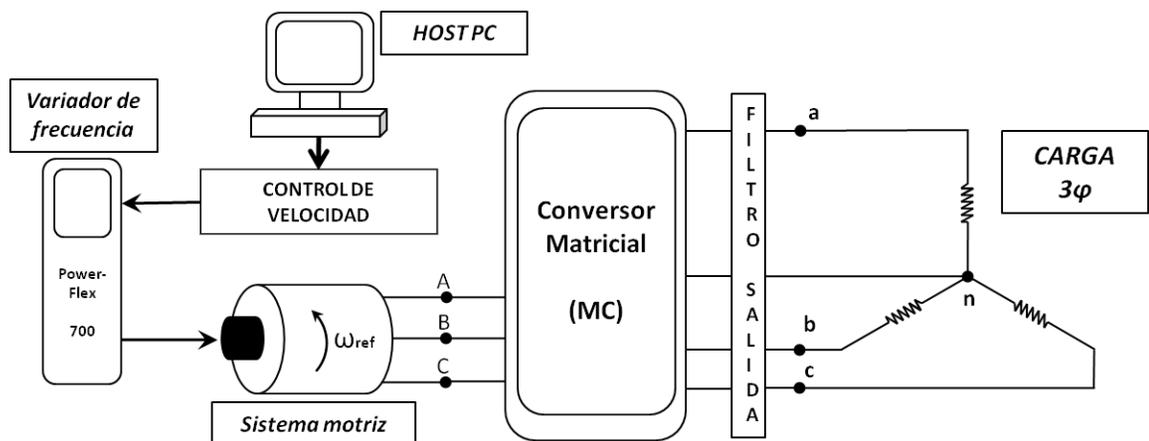


Figura 4.14: Esquema utilizado en prueba con entrada de velocidad variable.

En la figura siguiente (figura 4.15), es posible observar las variaciones que experimentan los niveles de entrada en relación a la velocidad a la cual se hace girar el generador de imanes permanentes.

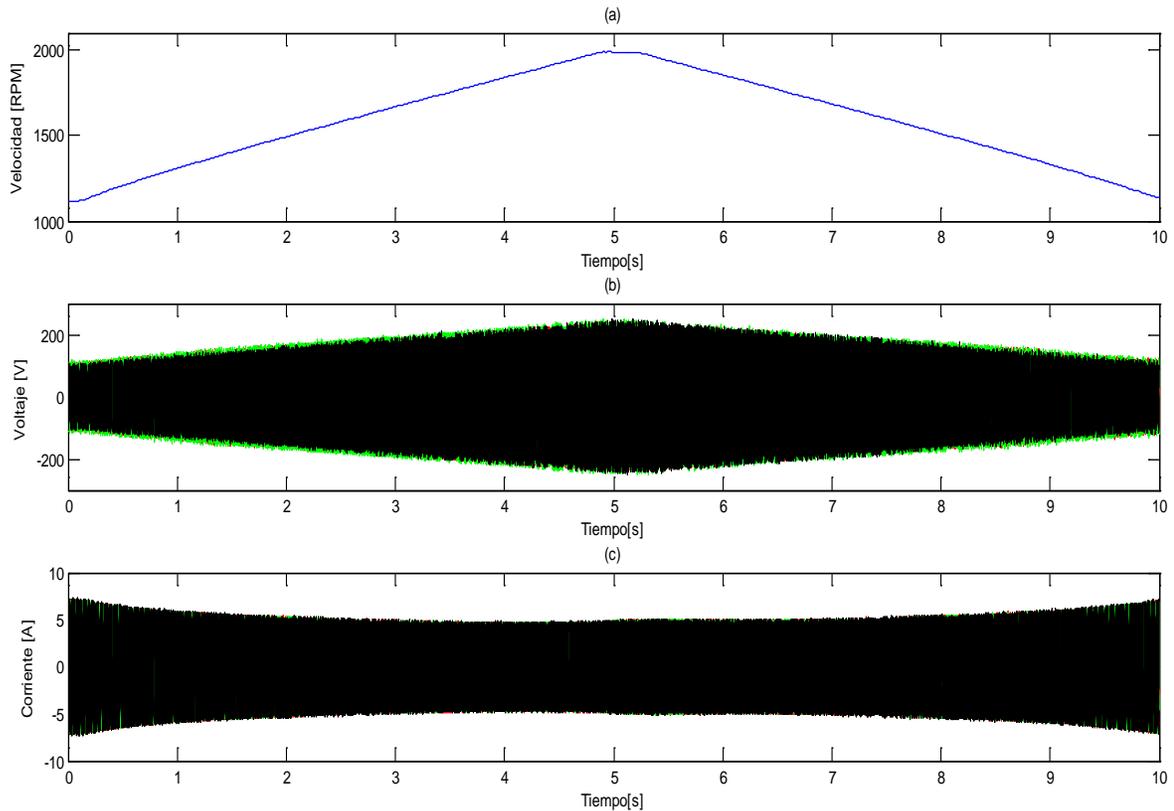


Figura 4.15: Velocidad de giro de generador y niveles de entrada al convertidor matricial

(a) Velocidad en RPM de sistema de generación

(b) Voltaje fase-neutro de entrada al convertidor matricial

(c) Corrientes de entrada al sistema de conversión

En la figura 4.15, se observa que la amplitud y frecuencia del voltaje de entrada son proporcionales a la velocidad de giro, mientras que las corrientes disminuyen en tendencia opuesta al aumento de la tensión. Ya que se alimenta una carga fija, las corrientes deberían variar en forma inversamente proporcional a los voltajes de alimentación, a modo de entregar una potencia constante. Sin embargo, esta afirmación no es del todo cierta, dado que el nivel de potencia entregado por el generador aumenta en forma proporcional al aumento del voltaje en los terminales de entrada del convertidor matricial, pues las pérdidas de potencia asociadas a la etapa convertidora están en relación directa con el voltaje a la entrada del dispositivo. De esta forma, si bien las corrientes disminuyen, dicha disminución no es lineal con respecto al aumento de voltaje.

Cuando se observan las ondas obtenidas en la carga (figura 4.16), se aprecia que los voltajes y corrientes permanecen inalterables, independientemente de las variaciones que experimenten las señales de entrada, por lo que se puede afirmar que el control es bastante robusto frente a variaciones en la velocidad de generación.

A continuación se muestra el comportamiento del sistema en el lado de la carga, bajo las condiciones de operación descritas, cuando se determina un tiempo de subida y bajada de velocidad de 10 segundos. Cabe destacar que el sistema puede ser probado para variaciones de velocidad en intervalos de tiempo mucho menores (2,5 [s]), aunque en estos casos, la inercia de la máquina motriz no permite obtener rampas de velocidad tan precisas. En todo caso, el desempeño del sistema de control de voltaje es muy apropiado, incluso cuando se efectúan rampas con rápidas variaciones de velocidad rotacional.

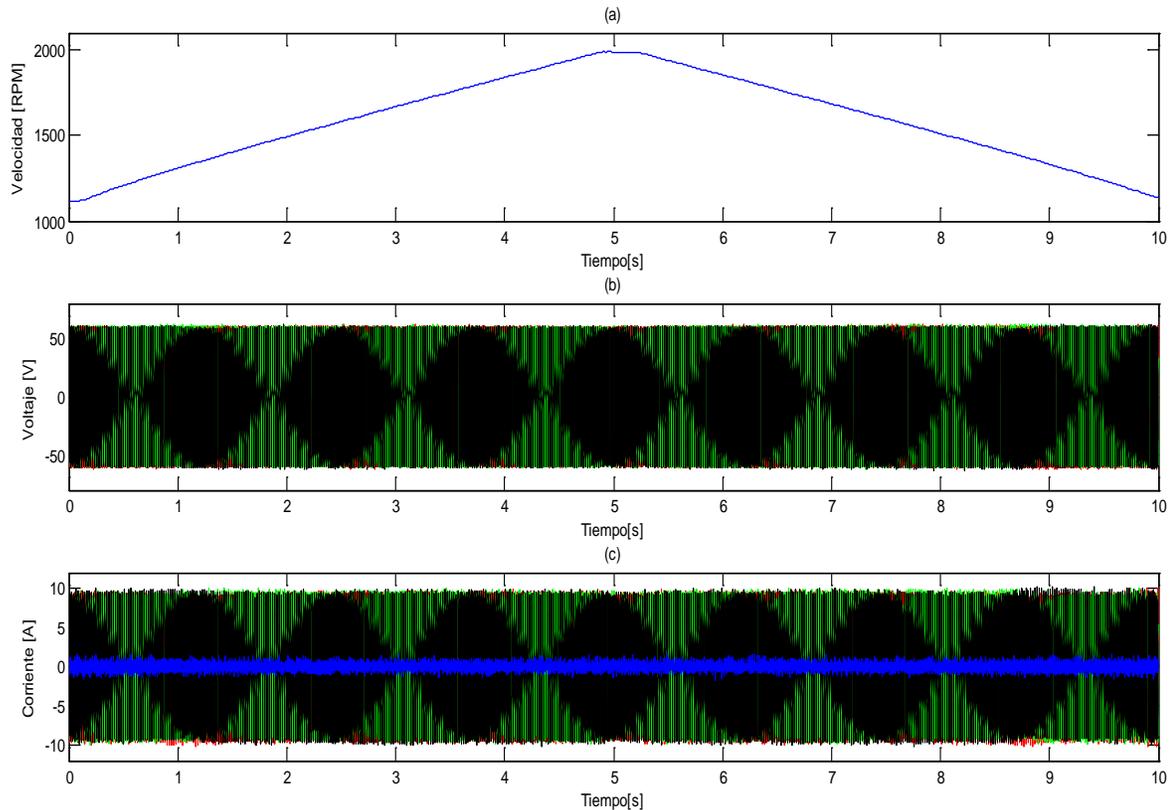


Figura 4.16: Velocidad de giro de generador y niveles en carga

(a) Velocidad en RPM de sistema de generación

(b) Voltaje fase-neutro en carga

(c) Corrientes de línea en carga y corriente de neutro (azul)

La figura anterior permite apreciar en forma panorámica el comportamiento que presentan los niveles en carga durante la realización de esta prueba. De todas las gráficas, la que presenta mayor relevancia es la referida a los voltajes. Sin embargo, no es suficiente saber que el valor *peak* de los voltajes permanece invariante en forma independiente a las variaciones de velocidad en generación. También es muy importante verificar que la forma de los voltajes en las tres fases, así como la frecuencia y la distorsión armónica de la señal se comportan de manera adecuada.

La figura 4.17 establece una comparación gráfica entre el voltaje fase-neutro de entrada al convertidor matricial versus los voltajes de salida en el mismo instante. Dicha comparación se hace para giros de 1200[rpm], 1600[rpm] y 2000[rpm] en el generador de imanes permanentes, lo que establece frecuencias de entrada aproximadas de 80[Hz], 106,6[Hz] y 133,3[Hz] respectivamente.

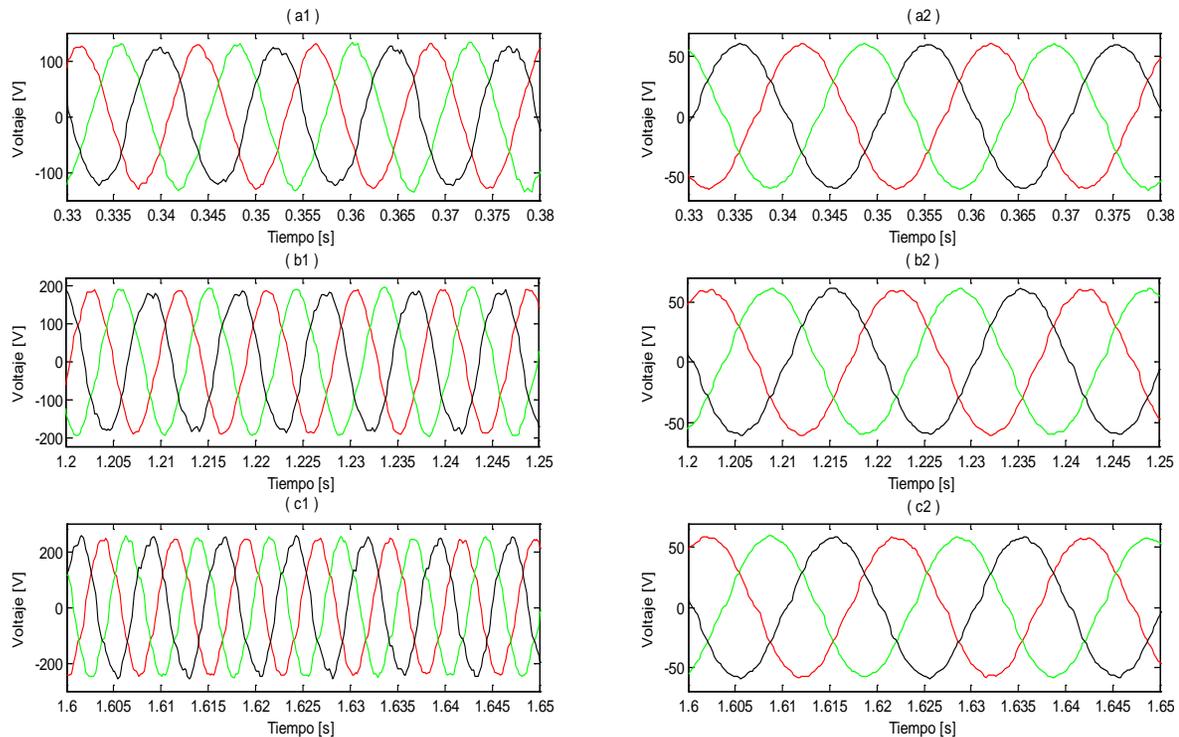


Figura 4.17: Comparación entre voltajes de entrada y voltajes en carga

(a) Sistema de generación a 1200 rpm (~80[Hz])

(b) Sistema de generación a 1600 rpm (~106,6[Hz])

(c) Sistema de generación a 2000 rpm (~133,3[Hz])

En la figura 4.17 es posible verificar que tanto la forma, como la amplitud y la frecuencia de las tensiones en carga permanecen inalterables, independiente de la variación que experimenten las tensiones a la entrada del dispositivo conversor, por lo que el sistema de control es capaz de responder a tensiones de entrada de amplitud/frecuencia variable en un rango suficiente para la simulación diesel que se pretende llevar a cabo.

Más aún, si se interpola este experimento junto con el de entrada fija a 50[Hz] (estudiado en el punto 4.1.2), el sistema supone una respuesta satisfactoria con entradas que van desde los 50[Hz] a los 130[Hz], lo que sumado a la disponibilidad del generador de imanes permanentes de 8 polos, permite contar con una operación en un rango de velocidad que, al menos, va desde las 750[rpm] a las 2000[rpm]. Dicho rango sobrepasa por mucho al rango en que será operado el sistema diesel a emular (1300[rpm] a 1800[rpm]), y sirve para asegurar que la capacidad de control frente a entrada variable va mucho más allá del rango en el cual se simulará la generación diesel variable.

Además, se somete el sistema a una prueba análoga, cuya diferencia es que la rampa desciende y luego asciende. En este caso, es posible concluir que el sistema responde de forma idéntica a como lo hace para la prueba anterior.

En la figura 4.18 se muestran las curvas obtenidas para la carga. Para los resultados de esta prueba, el análisis y las conclusiones que se pueden desprender mantienen las premisas del análisis e interpretación anteriores.

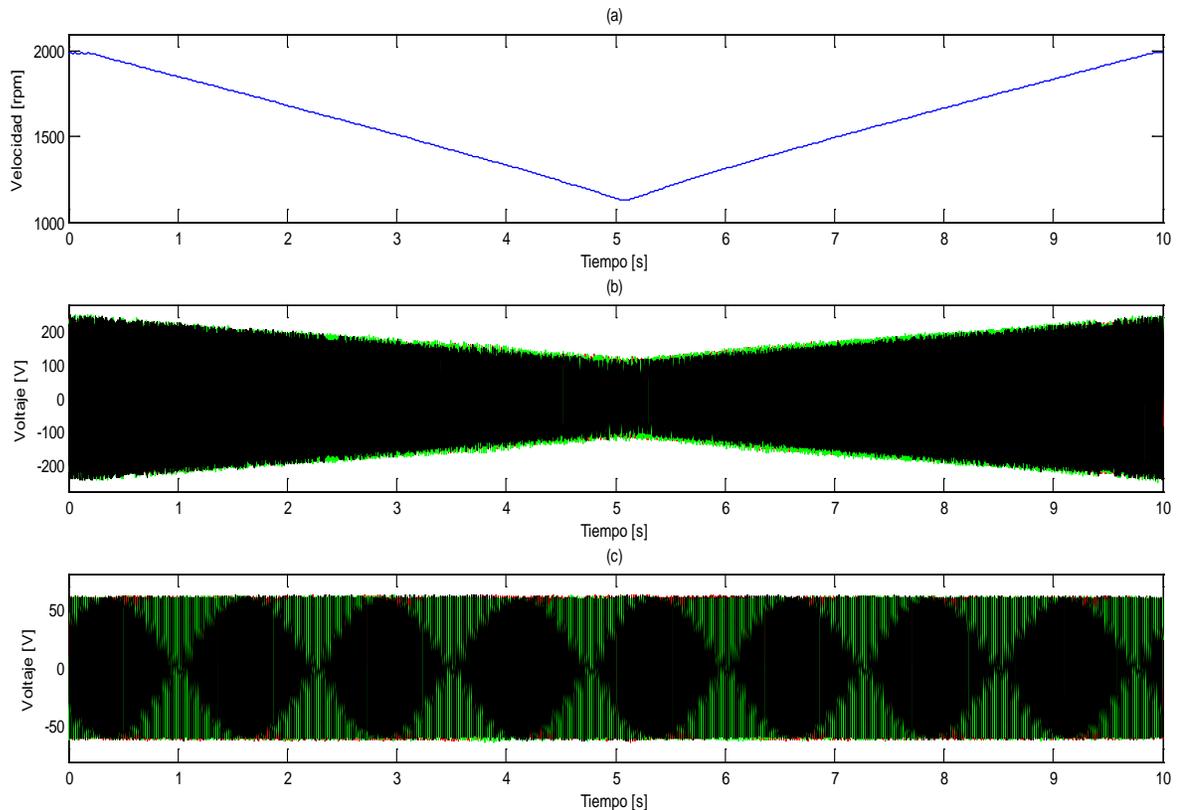


Figura 4.18: Prueba con rampa de velocidad descendente-ascendente

(a)Velocidad en RPM de sistema de generación

(b)Voltajes fase-neutro en entrada de conversor matricial

(c)Voltajes fase-neutro en carga

4.1.5 Sistema con variaciones en amplitud y frecuencia de voltaje de entrada, sometido a perturbaciones en la carga.

En esta sección, el estudio se basa en probar la forma en que responde la rutina de control cuando el sistema de generación opera en un rango variable de velocidades y además la carga es sometida a perturbaciones.

Se estudian cambios en carga de 2 tipos: el primero de ellos se basa en el cambio del nivel demandado de tensión, mientras el sistema de generación varía a lo largo de una rampa ascendente-descendente de velocidad. El segundo cambio utiliza la misma rampa en generación, y se basa en impactos resistivos balanceados en carga: conexión de carga resistiva y desconexión total de carga.

4.1.5.1 Cambio de referencia de voltaje en carga.

La idea central de esta prueba es verificar un funcionamiento correcto del sistema de control de voltajes cuando súbitamente se pide un cambio en el nivel de tensión que va desde los 50[V] a 70[V], manteniendo una frecuencia constante de 50[Hz], mientras que el lado de la generación sigue una rampa de velocidad que asciende y desciende entre 1200[rpm] y 2000[rpm].

En este caso, la topología utilizada es la misma que se ocupa para la prueba descrita en 4.1.3, (figura 4.14). Las variaciones en velocidad, voltajes y corrientes de entrada pueden observarse en la figura 4.19. En este caso, el tiempo de realización de la prueba es de 5[s].

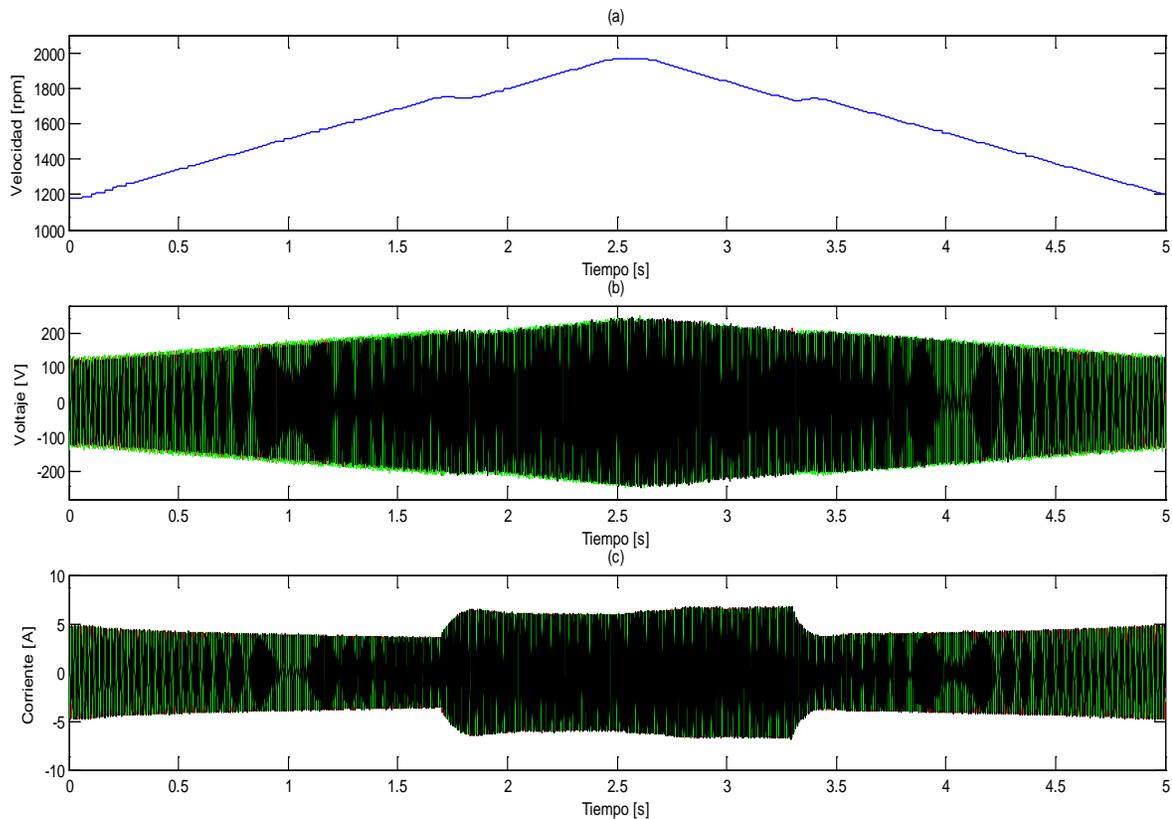


Figura 4.19: Niveles de entrada al conversor matricial, para cambio de referencia de voltaje con velocidad variable

(a)Velocidad en RPM de sistema de generación

(b)Voltaje fase-neutro de entrada al conversor matricial

(c)Corrientes de entrada al sistema de conversión

En la figura 4.19, conforme la velocidad del sistema de generación varía, también lo hacen los voltajes de entrada, tanto en amplitud como en frecuencia. De esta forma, a mayor velocidad, se tiene un mayor nivel de tensión en la entrada del conversor matricial, junto con una frecuencia de alimentación mayor. En este caso, la amplitud de los voltajes va desde los 120[V] hasta los 240[V] fase-neutro en forma aproximada, y la frecuencia abarca un rango que va desde los 80[Hz] hasta los 130[Hz].

La frecuencia de las corrientes varía conforme al voltaje. Las corrientes alcanzan valores desde los 3,5[A] a los 6,5[A] *peak*.

En cuanto a la velocidad del sistema, es posible visualizar la rampa en la cual la velocidad asciende y luego desciende en el rango de las 1200[rpm] a 2000[rpm]. Se aprecia que en el momento en que se realiza el aumento de referencia, la velocidad manifiesta una leve atenuación dado que la máquina no es inmune al aumento del nivel de potencia a suministrar, además de que

el control de velocidad opera a lazo abierto. Sin embargo, y para los fines perseguidos en esta prueba, este comportamiento no supone mayor problema.

A continuación, en la figura 4.20, se muestran los niveles obtenidos en el lado de la carga. Se efectúa una comparación entre la velocidad de giro del sistema de generación con respecto a los niveles de voltaje y corrientes en carga, para todo el periodo de realización de la prueba.

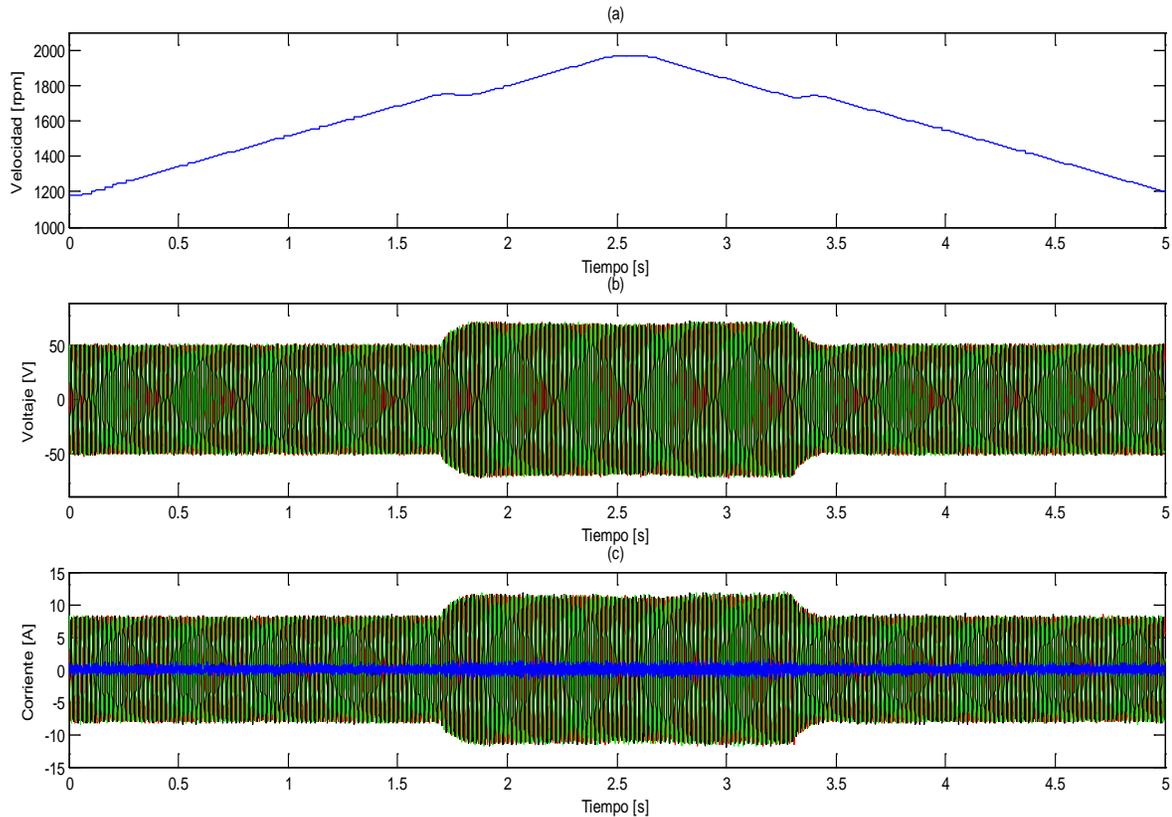


Figura 4.20: Velocidad de giro de generador y niveles en carga

(a) Velocidad en RPM de sistema de generación

(b) Voltaje fase-neutro en carga, cambio de referencia de 50[V] a 70[V]

(c) Corrientes de línea en carga y corriente de neutro (azul)

Al observar los niveles de voltaje en carga (figura 4.20(b)), se aprecia que independiente del nivel de frecuencia y/o amplitud en la entrada, el controlador es capaz de mantener el voltaje fase-neutro de acuerdo a las referencias establecidas, una vez lograda la estabilización, tal como ya fue comprobado en la prueba de la sección 4.1.4. La frecuencia permanece estable en todo instante.

En esta prueba, lo más importante es verificar la forma en que responde el sistema de control ante el cambio en el nivel de referencia de voltaje, en lo que se refiere a formas de onda y tiempos de estabilización. En la figura 4.21 se observa la forma de los voltajes en las tres fases en los momentos precisos en los cuales se realiza el cambio desde los 50[V] a los 70[V] y viceversa.

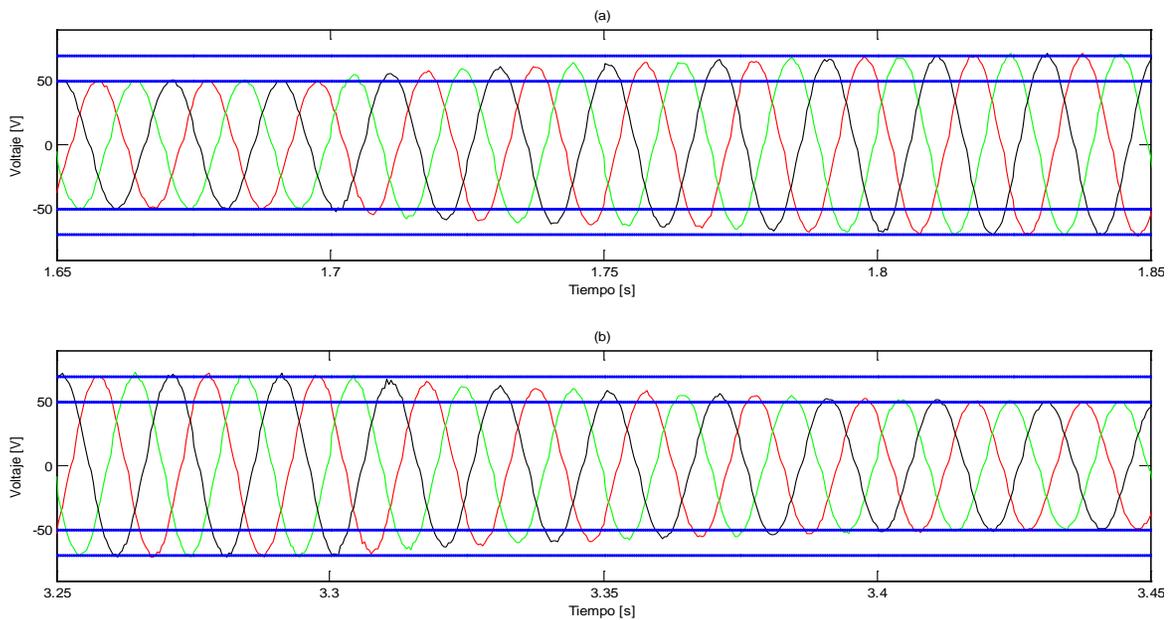


Figura 4.21: Formas de onda ante cambio de voltaje de referencia en carga

(a) Voltaje en carga para cambio de referencia de 50[V] a 70[V]

(b) Voltaje de carga para cambio de referencia de 70[V] a 50[V]

Es posible ver que el comportamiento es análogo para ambos casos, independientemente si el cambio apunta a aumentar o a disminuir la amplitud del voltaje en carga. La frecuencia de los voltajes permanece invariante, incluso en la transición entre un nivel de referencia y otro.

Las ondas presentan distorsiones apenas visibles en el momento en que se cambia la referencia, y logran alcanzar sin sobreoscilación el nivel deseado en un tiempo que no excede los 100[ms]. Este tiempo de estabilización es un tanto alto si se compara con sistemas análogos de entrada de amplitud/frecuencia fijas (40[ms] a 60[ms] de estabilización), y está en el límite de lo que se puede esperar para el controlador en cuestión. Sin embargo, este tiempo es aceptable para el desarrollo del esquema de generación diesel que se desea lograr, por lo cual no se hace forzoso mejorar la respuesta en este aspecto.

La principal diferencia entre este sistema y el sistema de entrada fija radica en la estimación del ángulo de la tensión de entrada que debe hacerse. En el caso de alimentación estacionaria, para efectos de la modulación llevada a cabo en el convertidor matricial, se asume que la frecuencia de la red es de 50[Hz] (o la que se disponga), y dicho valor se incluye en la programación, mientras que en el caso de generación variable, este valor debe calcularse de acuerdo a parámetros de medición, con los tiempos de procesamiento e imprecisiones que puedan asociarse a ello. Son estos factores los que conllevan a obtener una respuesta más lenta al momento de estabilizar.

Si estudios posteriores requiriesen de tiempos de estabilización más exigentes, la mejora en estimación de ángulo de entrada o la realización de pruebas sucesivas de cambio en el valor de la ganancia de compensador “ K ” (en este caso, $K=0,78$) podrían conducir a encontrar en forma empírica condiciones que permitan responder de mejor manera a las necesidades.

Volviendo a lo obtenido para la prueba, es posible concluir que la respuesta en este caso es satisfactoria, a pesar de bordear el tiempo límite de estabilización. Es posible ver que las formas de onda, la frecuencia de las mismas y los niveles de tensión demandados se comportan acorde a las exigencias, lo que verifica el correcto desempeño del conjunto ante el escalón de referencia aplicado.

4.1.5.2 Impactos trifásicos balanceados.

4.1.5.2.1 Conexión de carga resistiva.

El fin de esta prueba apunta a verificar el buen comportamiento del sistema cuando se aplica un impacto de conexión de carga trifásica cercano al 30% de la carga nominal, mientras la unidad generadora entrega voltajes de amplitud y frecuencia variables a la entrada del convertor matricial. La configuración utilizada puede observarse en la figura 4.22.

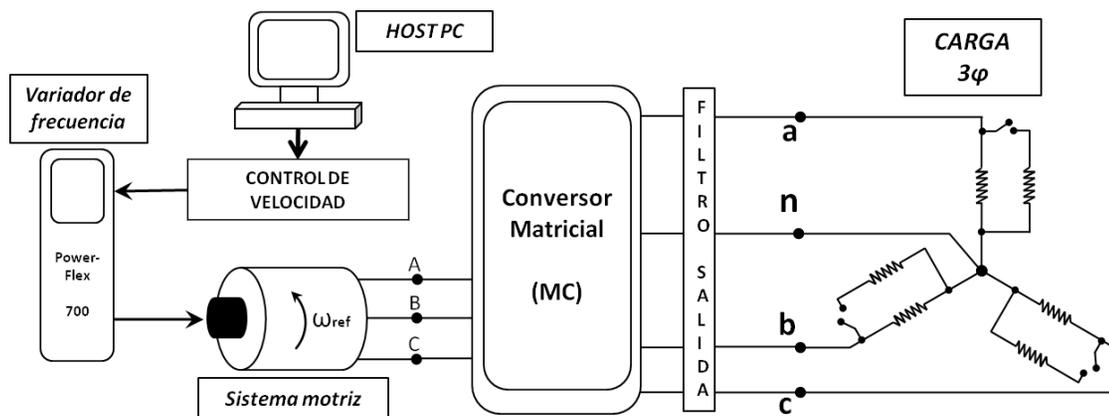


Figura 4.22: Esquema utilizado para prueba de impacto resistivo balanceado.

En este caso, la rampa de velocidad es la misma llevada a cabo en pruebas anteriores (1200[rpm] a 2000[rpm]), por lo que los voltajes a la entrada van desde los 120[V] a los 240[V] fase-neutro aproximadamente. En el caso de las corrientes, varían en un rango que va de los 4,8[A] a los 8[A]. La frecuencia, conforme a la velocidad de giro, va desde los 80[Hz] a los 133[Hz].

Estos niveles de entrada son bastante similares a los de la prueba realizada en 4.1.5.1. Por esto mismo, el comportamiento en la entrada puede considerarse prácticamente igual al que se observa en la figura 4.19.

Los niveles de salida obtenidos son comparados con la velocidad de giro de la unidad generadora, y pueden ser vistos en la figura 4.23.

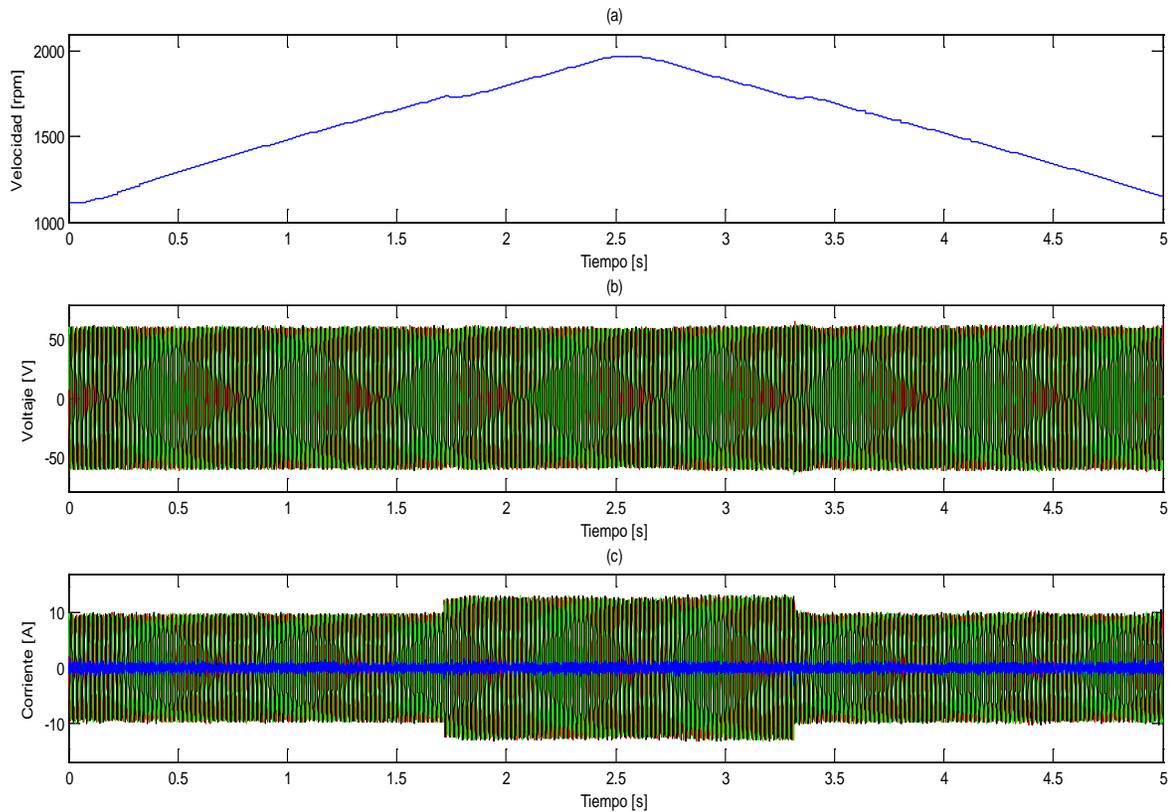


Figura 4.23: Velocidad de giro de generador y niveles en carga

(a)Velocidad en RPM de sistema de generación

(b)Voltaje fase-neutro en carga, impacto de carga de 7,4[Ω] a 5,4[Ω] por fase

(c)Corrientes de línea en carga y corriente de neutro (azul)

Se aprecia que en el momento de la conexión, la velocidad de giro tiende a disminuir levemente, dado el nivel de aumento de la potencia a suministrar (el que afecta al torque del generador).

En cuanto a los voltajes de salida, la vista panorámica de los mismos permite apreciar que las tensiones no se ven mayormente afectadas una vez ocurrida la conexión o desconexión de carga. El aumento de las corrientes en carga desde 9,5[A] a 12,5[A] da cuenta del aumento de potencia cercano al 30% del nominal, mientras que el nivel de corriente de neutro en torno a cero confirma que en todo momento el sistema se encuentra balanceado.

Es importante visualizar cómo se comportan las señales de voltaje al momento de la conexión y desconexión del banco resistivo, pues es finalmente esto lo que permite determinar un buen o mal funcionamiento del control de voltajes. A continuación, en la figura 4.24, se muestran las tensiones en las tres fases al momento preciso de conexión y desconexión de carga.

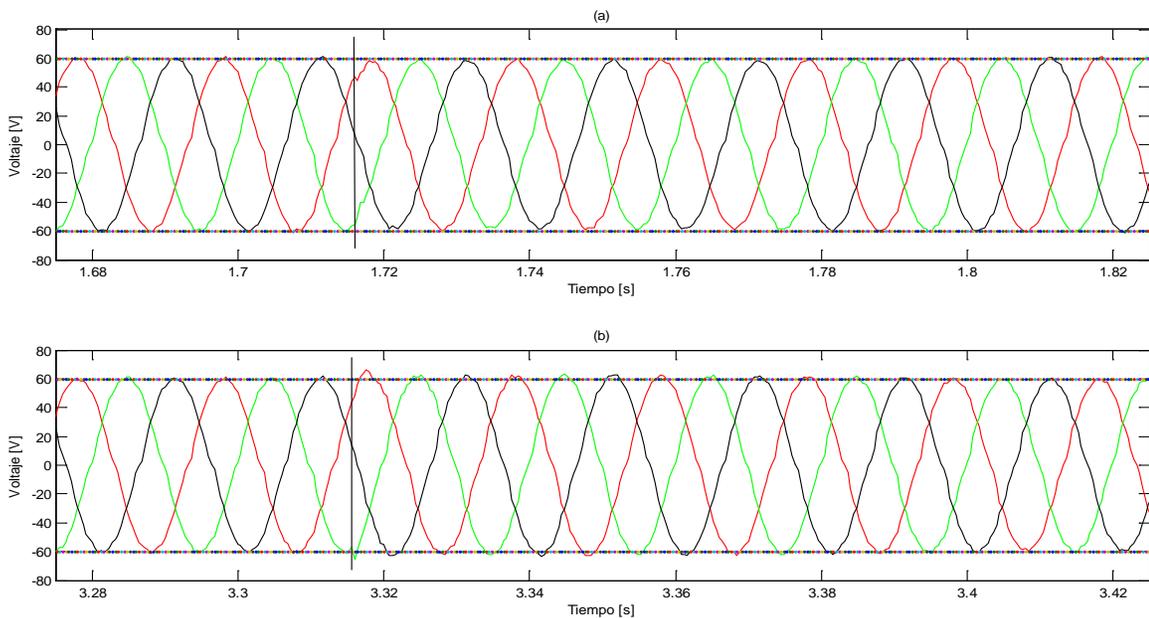


Figura 4.24: Formas de onda ante conexión/desconexión de carga resistiva trifásica

(a) Conexión de carga, $7,4[\Omega]$ a $5,4[\Omega]$ por fase

(b) Desconexión de carga, $5,4[\Omega]$ a $7,4[\Omega]$ por fase.

De acuerdo a la figura 4.24, en ambos casos, se observan leves deformaciones de la señal sólo al momento de ocurrida la perturbación, sin que dicha anomalía se extienda más allá. La frecuencia no se ve afectada en ningún momento.

Cuando ocurre la conexión de carga, se observa que los voltajes tienden a ser levemente menores que el voltaje de referencia, lo que sin embargo logra ser restablecido por el sistema de control en un tiempo no superior a los 3 ciclos de la señal (60[ms]). Al desconectar la carga, ocurre el fenómeno de forma simétrica, en donde los voltajes sobrepasan el valor referencial (8,8% de sobrepaso máximo a los 3,318[s]), proceso que nuevamente se restringe a un periodo de estabilización de 60[ms].

Así, a pesar de un impacto de carga considerable, las ondas de voltaje se ven levemente afectadas, en forma muy momentánea, y el controlador logra estabilizar en un tiempo bastante aceptable, por lo cual el sistema responde de manera satisfactoria.

4.1.5.2.2 Desconexión total de carga resistiva (impacto crítico).

En base al resultado de la prueba del punto 4.1.5.2.1 (prueba anterior), ahora resulta importante ver de qué manera se ve afectado el sistema de control cuando es sometido a un impacto crítico en carga.

Para esto, se establece el sistema operando a velocidad variable en generación, bajo las mismas premisas de pruebas anteriores. Esta vez, la perturbación llevada a cabo se basa en la desconexión total de la carga, con lo cual lo único que queda a la salida del convertidor matricial es el filtro de salida LC, lo que representa una carga mínima, prácticamente despreciable.

La velocidad de giro del generador y los niveles a la entrada del convertor matricial, obtenidos en esta prueba, pueden ser vistos en la figura 4.25.

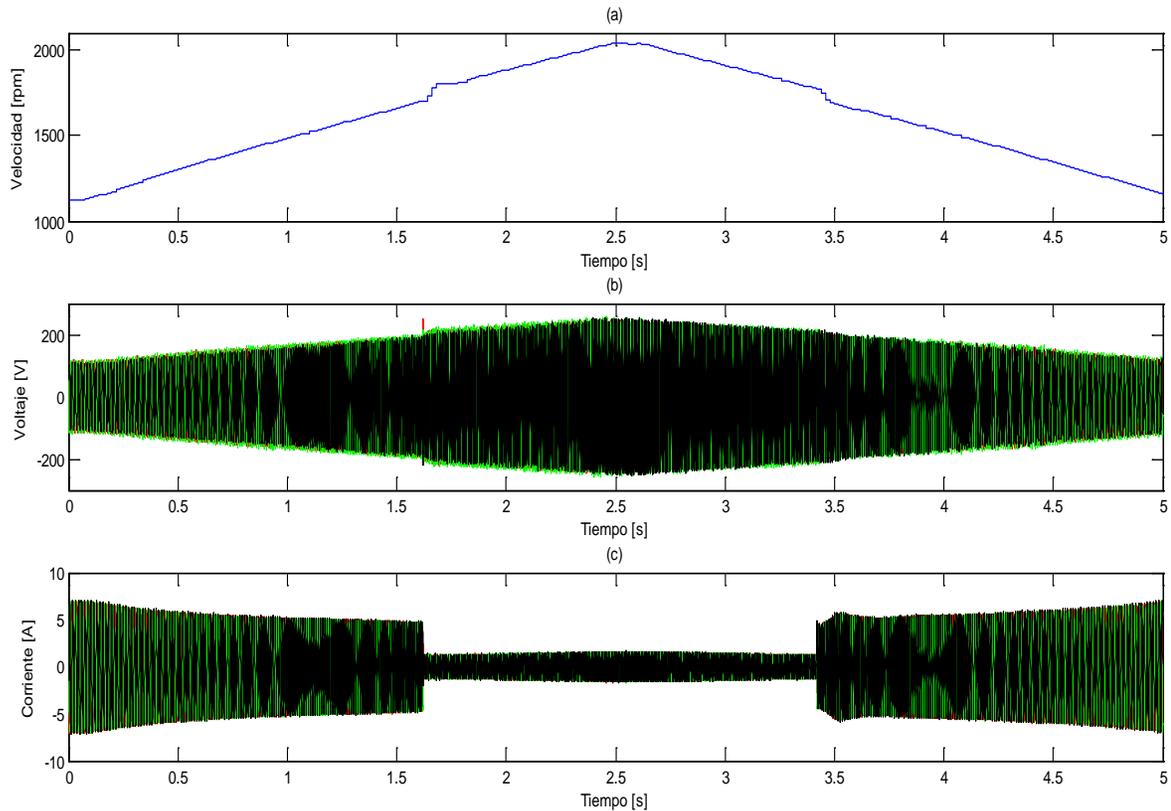


Figura 4.25: Niveles de entrada al convertor matricial, para desconexión total de carga con velocidad variable

(a) Velocidad en RPM de sistema de generación

(b) Voltaje fase-neutro de entrada al convertor matricial

(c) Corrientes de entrada al sistema de conversión

Es posible apreciar que la velocidad de giro tiende a aumentar levemente una vez ocurrida la desconexión, fenómeno opuesto al ocurrido al momento de conexión de carga, y que atiende en analogía a las explicaciones detalladas en 4.1.5.2.1.

Los voltajes y frecuencia aumentan consecuentemente con el aumento de velocidad de giro del generador, mientras que la amplitud de corrientes se comporta en tendencia opuesta. Al momento de la desconexión de carga, las corrientes disminuyen notablemente, no llegando a ser cero debido a las pérdidas existentes en la etapa convertora y filtros de entrada/salida.

Los niveles obtenidos en carga pueden ser observados en la figura 4.26.

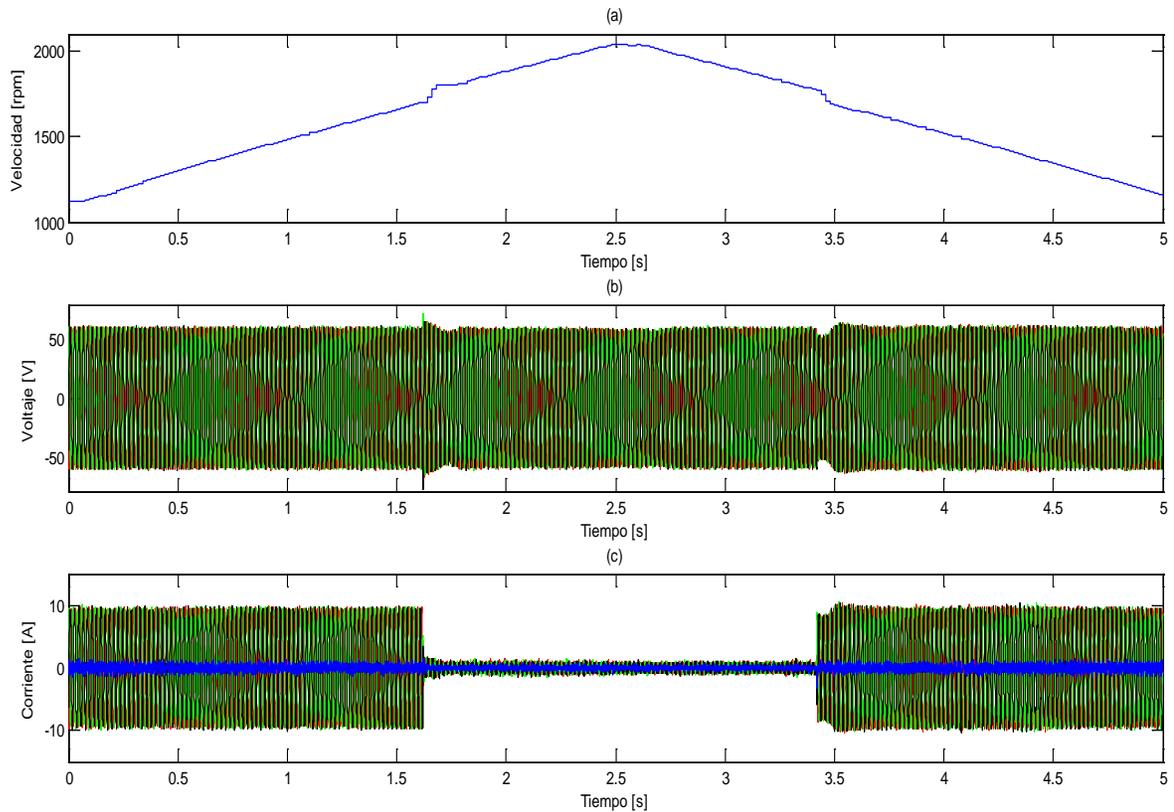


Figura 4.26: Velocidad de giro de generador y niveles en carga

(a) Velocidad en RPM de sistema de generación

(b) Voltaje fase-neutro en carga, impacto de carga de $7.4[\Omega]$ a $8.6[K\Omega]$ por fase

(c) Corrientes de línea en carga y corriente de neutro (azul)

En la figura 4.26(b), la amplitud de los voltajes en carga varía apreciablemente en el momento en que ocurre la desconexión, produciéndose *peaks* considerables. Incluso es posible apreciar que el sistema de control presenta sobreoscilación durante el proceso de estabilización, fenómeno que no había sido observado en pruebas anteriores.

Cuando se realiza la reconexión, el control de voltajes responde de manera similar a lo descrito recién, produciéndose una disminución apreciable de la amplitud de las señales, sobreoscilación y tiempo de estabilización considerable.

Para cuantificar este comportamiento, un acercamiento de los voltajes en carga, al momento de la desconexión y reconexión, puede ser visto en la figura 4.27.

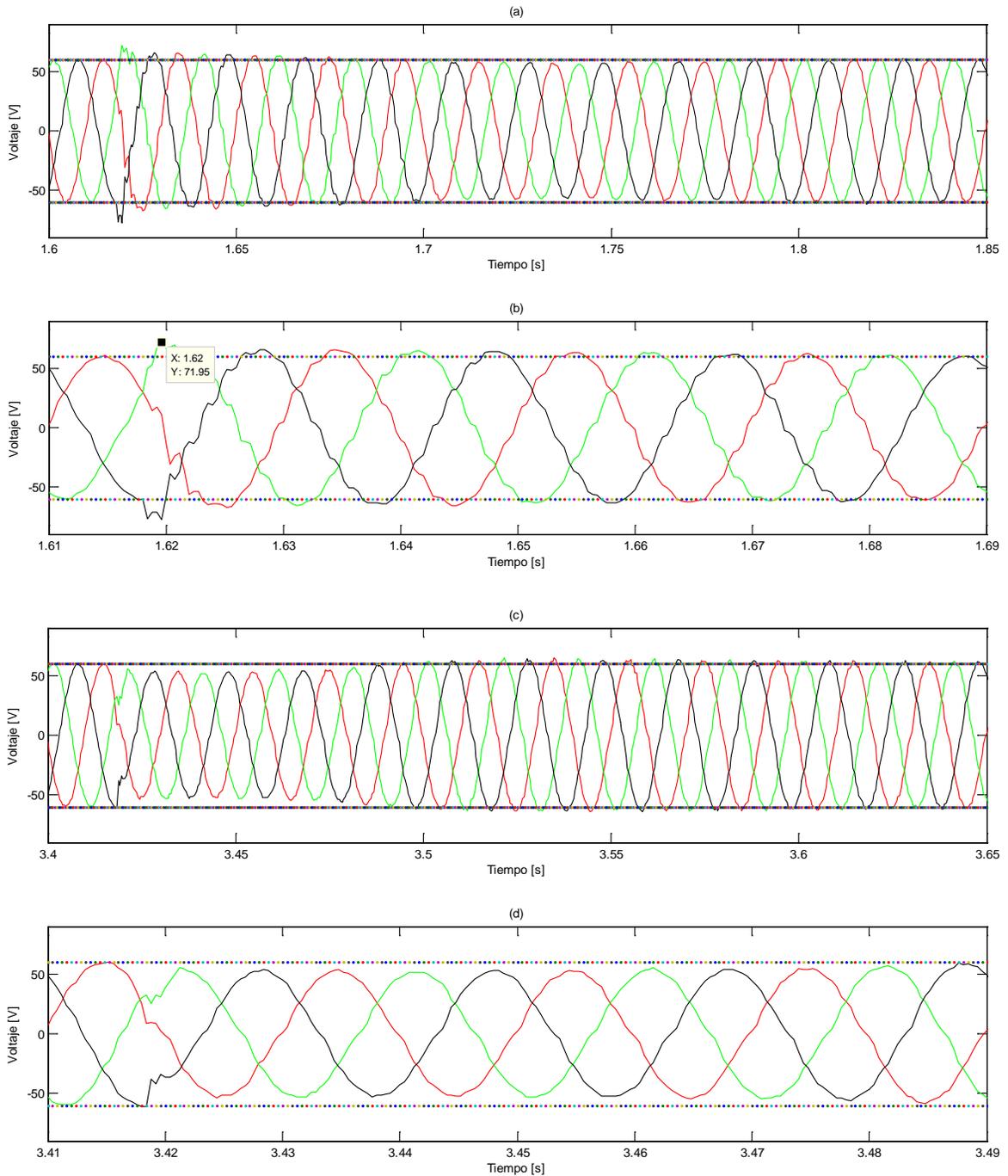


Figura 4.27: Formas de onda de tensiones en carga ante desconexión/conexión total.

(a) Desconexión total de carga, $7.4[\Omega]$ a $8.6[k\Omega]$ por fase

(b) Ampliación de voltajes al momento de desconexión total de carga.

(c) Reconexión de carga, $8.6[k\Omega]$ a $7.4[\Omega]$ por fase

(d) Ampliación de voltajes al momento de reconexión de carga.

En las figuras 4.27(a) y 4.27(b), se muestra el comportamiento de los voltajes al momento de ocurrida la desconexión total. Aquí es posible observar que la frecuencia se mantiene inalterable.

En cuanto a la forma de las ondas, las señales se deforman visiblemente una vez ocurrida la perturbación, y superan en forma considerable el valor del voltaje referencial establecido (60[V]), alcanzando un nivel de 71,95[V] *peak* (~20% por sobre el valor de referencia). Una vez pasada la etapa en que se supera la referencia, viene aquella en la cual las señales van por debajo de dicho valor, y que luego logran estabilizarse. El tiempo transcurrido entre que ocurre el impacto y que el sistema de control estabiliza el nivel de tensión (figura 4.27(a)), es de 200[ms].

Resulta interesante destacar el hecho de que la frecuencia en carga permanece invariable en todo momento, a pesar de la operación “en vacío” que se aplica al sistema. Esquemas de generación tradicionales no son capaces de responder de esta forma al producirse una caída total de la carga.

El proceso es análogo en las figuras 4.27(c) y 4.27(d), cuando se vuelve a conectar la carga: se tiene una disminución apreciable de los niveles de tensión, los que luego de 4 ciclos sobrepasan el valor de referencia. Finalmente se logran estabilizar las señales en un tiempo total de 200[ms]. De esta forma, el controlador se comporta de manera simétrica, para los casos de desconexión y de reconexión de carga.

Si bien el comportamiento detallado está bastante lejos de alcanzar niveles tan buenos como los de otras pruebas realizadas, es sabido que un cambio desde el estado estacionario a operación en vacío supone una perturbación crítica a todo sistema de generación, la cual es muy difícil de sobrellevar. En este caso, a pesar de que el controlador no responde tal como se desea, de todas formas la unidad es capaz de resistir el impacto crítico sin dejar de funcionar, lo que al menos permite verificar el grado de confiabilidad del sistema.

4.1.6 SISTEMA FINAL: entrada de amplitud y frecuencia variables conforme a comportamiento de sistema diesel de velocidad óptima.

El objetivo de esta sección apunta a verificar el correcto funcionamiento del sistema una vez implementados todos los elementos necesarios para simular el comportamiento del generador diesel eficiente.

El hecho de haber llevado a buen término las pruebas anteriores de verificación de control de voltajes en carga, independiente de los niveles de entrada a la etapa de conversión, de las perturbaciones en carga o de ambos eventos simultáneos, permiten asegurar que la velocidad óptima de giro del generador podrá establecerse sólo siguiendo criterios asociados a las características de la máquina que se emule y al nivel de potencia que ella deba suministrar.

Una vez verificada esta independencia entre generación y carga, se procede a habilitar la rutina de emulación diesel con el control de velocidad respectivo, la que envía una señal de referencia de velocidad al variador de frecuencia, con lo que la unidad motriz opera a la velocidad de giro que se determine. El esquema que aplica para todas las pruebas realizadas al sistema final es el siguiente:

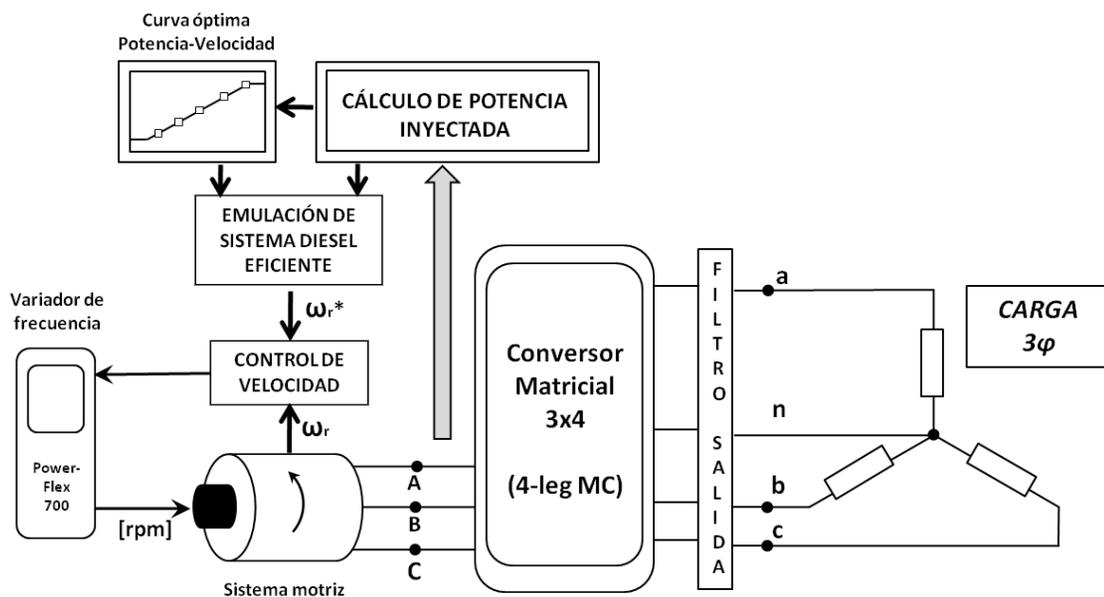


Figura 4.28: Esquema utilizado en pruebas de sistema final.

El sistema es sometido a variadas pruebas de funcionamiento, que involucran impactos de carga de diferente índole: impactos resistivos (R), resistivo-capacitivos (RC), resistivo-inductivos (RL) y no lineales (NL). Estas pruebas suponen distinta naturaleza de cargas y distintas variaciones de los niveles de potencia a suministrar, con lo que presentan diferentes escenarios al sistema de generación.

Ya que este trabajo contempla la primera versión del montaje generador-convertor-carga para pruebas de laboratorio, y por razones de seguridad, el valor típico de voltaje de referencia en carga que se utiliza es de 60[V] fase-neutro, lo que permite operar en forma holgada respecto a

niveles peligrosos, resguardando así los componentes presentes en el sistema, sobre todo aquellos asociados a la interfaz de conversión AC/AC.

A pesar que este valor de voltaje es bajo, lo que limita bastante los niveles de potencia a los que se puede aspirar (dada la corriente máxima que es posible obtener en forma segura a la salida del convertidor), de todas formas en las pruebas se puede superar el umbral de 1[kW], llegando a bordear los 2[kW] en el caso límite. Es así como, para el trabajo llevado a cabo en laboratorio, estos niveles de potencia resultan satisfactorios.

El rango de velocidad en el lado de la generación se establece entre 1300[rpm] y 1800[rpm]. El límite inferior busca alimentar al convertidor con un voltaje mínimo que permita que la razón de transformación de voltajes “ q ” no sobrepase el límite de 0,75 y así evitar que las protecciones se activen y deshabiliten el funcionamiento del matricial. La velocidad máxima de 1800[rpm] se establece a fin de proteger el sistema de vibraciones que puedan desalinearlo o acortar la vida útil de las partes móviles.

Por lo tanto, y de acuerdo a la emulación, si la potencia a suministrar por el generador es igual a cero, el sistema debiese girar a 1300[rpm]. Esto aplica en forma lineal para potencias que lleguen hasta 1,75[kW] en donde la velocidad de giro debiese ser de 1800[rpm]. Para potencias superiores, el sistema igualmente responde, aunque la velocidad en este escenario permanece en el límite máximo establecido de 1800[rpm].

Es muy importante destacar que, en **todos los experimentos a continuación**, se considera la realización de 3 pruebas idénticas, en las cuales sólo se varía el tiempo de duración de ellas, y comprenden tiempos de adquisición de datos de **30[s]**, **5[s]** y **2,5[s]**.

La explicación radica en que, con un **tiempo de 30[s]**, las curvas permiten observar de forma adecuada la dinámica con la cual varía la velocidad del sistema diesel, conforme con los cambios en potencia. Tiempos menores no permiten observar este comportamiento de manera tan precisa, dada la inercia, fricción y retrasos de actuadores establecidos en la rutina de la máquina que se emula (valores reales de una máquina de 3 [kW]).

Con el muestreo asociado al **tiempo de 5[s]**, se puede tener una mejor gráfica del comportamiento global de los niveles de salida, por lo que permite observar la forma en que responden dichos niveles a lo largo de todo el tiempo de realización de la prueba.

Finalmente, el **tiempo de 2,5[s]** es el mejor tiempo de muestreo al que se puede aspirar con la emulación del diesel encendida, y se utiliza para un análisis más detallado de las señales durante los transientes.

En todas las pruebas, el objetivo es verificar que la dinámica de la unidad de generación sigue el comportamiento óptimo esperado, en función del nivel de potencia que suministra, al mismo tiempo que las variaciones de velocidad de generación son imperceptibles desde el punto de vista de los niveles en carga. Sumado a todo esto, esta carga debe ser inmune a las perturbaciones (conexiones y/o desconexiones) a las que pueda ser sometida.

4.1.6.1 Impactos de carga trifásica balanceada.

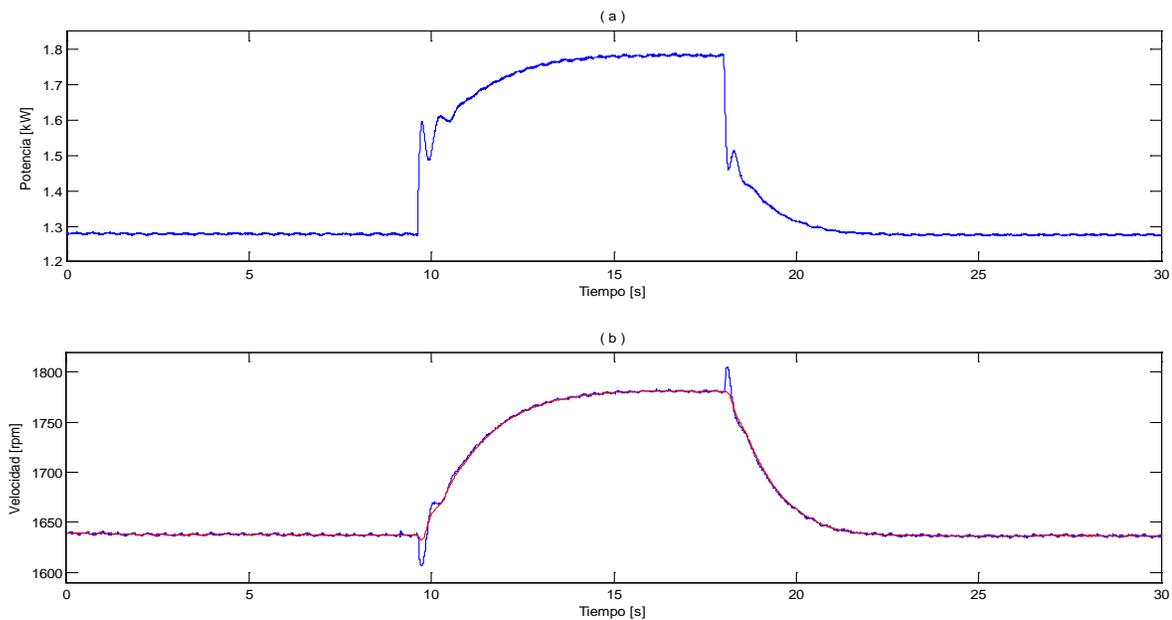
En esta sección, los impactos a los que se somete el sistema son del tipo balanceado. Debido a esto, los voltajes de entrada no se ven afectados por intrusión de componentes armónicas (esto ocurre cuando la carga a la salida del convertidor es desbalanceada), y además el uso de la cuarta pierna a la salida del matricial no es del todo necesaria, pues la corriente de neutro es prácticamente nula. Se consideran 3 escenarios diferentes:

4.1.6.1.1 Impacto de carga resistiva

De todas las pruebas, este es el caso que permite alcanzar el máximo valor de potencia a suministrar por parte del generador, cercano a los 1,8[kW]. En este caso, se aplica la conexión súbita de un banco trifásico resistivo en paralelo a la carga de estado estacionario, lo que hace variar la impedancia de carga desde los 7,4[Ω] a los 5,4[Ω] por fase. La topología en carga utilizada se describe en la sección 4.1.3.2, y puede ser vista en la figura 4.7

Estos valores son típicos a lo largo de la realización de casi todas las pruebas de índole resistiva, y se deben a la disponibilidad de cargas en laboratorio y a un nivel de corriente adecuado a la salida del convertidor matricial.

Así, en la figura 4.29 es posible observar los valores obtenidos en cuanto a potencia, velocidad de giro del generador y niveles en carga durante la realización de esta prueba.



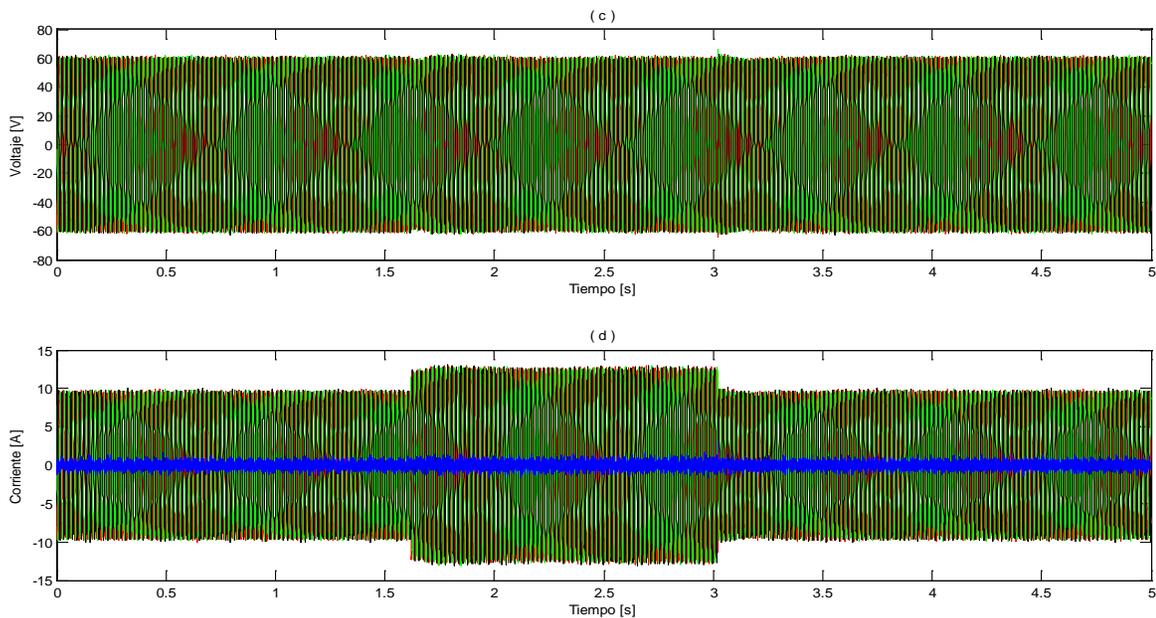


Figura 4.29: Niveles obtenidos en prueba de impacto resistivo trifásico.

(a)Potencia entregada por generador, $t=30[s]$.

(b)Velocidad de giro del generador (azul) y referencia de velocidad de emulación diesel (rojo), $t=30[s]$.

(c)Voltajes fase-neutro en carga, $t=5[s]$.

(d)Corrientes de línea en carga y corriente de neutro (azul), $t=5[s]$.

En la figura 4.29(a), se aprecia el nivel de potencia leído por el sistema durante esta prueba. Se observan ciertas oscilaciones anómalas en los momentos sucesivos a la conexión o desconexión de la carga, y que se explican debido a la proporcionalidad que existe entre el nivel de voltaje a la entrada del convertidor matricial y las pérdidas de potencia en la etapa de conversión.

Las variaciones de tensiones de entrada son proporcionales a la velocidad de giro del sistema, por lo cual una disminución en giro conllevará a una atenuación de dichos voltajes, lo que finalmente se expresa en un nivel de pérdidas menor en el convertidor matricial. El fenómeno es inverso cuando la velocidad de giro aumenta. Más aún, es posible ver que la variación de velocidad real del sistema (figura 4.29(b)) es solidaria con respecto a la variación en lectura de potencia, salvo un leve retardo, lo cual sirve para confirmar aún más lo expuesto, pues la amplitud del voltaje está ligada directamente a la velocidad de giro.

En la prueba, las potencias asociadas a la etapa de régimen estacionario y de impacto de carga permanecen fijas y estables (0,9[kW] y 1,25[kW], respectivamente), por lo que las fluctuaciones en la lectura se atribuyen exclusivamente a las variaciones en pérdidas en el convertidor matricial. Es importante destacar que este fenómeno aplica, en mayor o menor grado, a todas las lecturas de potencia obtenidas en las pruebas que puedan realizarse en forma posterior a ésta.

Si bien estos argumentos pueden resultar poco convincentes, cuando es posible establecer que el voltaje en bornes del generador efectivamente tiene incidencia sobre las pérdidas de potencia en la etapa de conversión, dichos argumentos adquieren validez. Es posible observar lo mencionado en la figura a continuación (figura 4.30), en donde se realiza una prueba a modo de

verificar la hipótesis, en donde se varia linealmente la velocidad de generación entre los 1300[rpm] a los 1800[rpm], mientras se alimenta una carga fija.

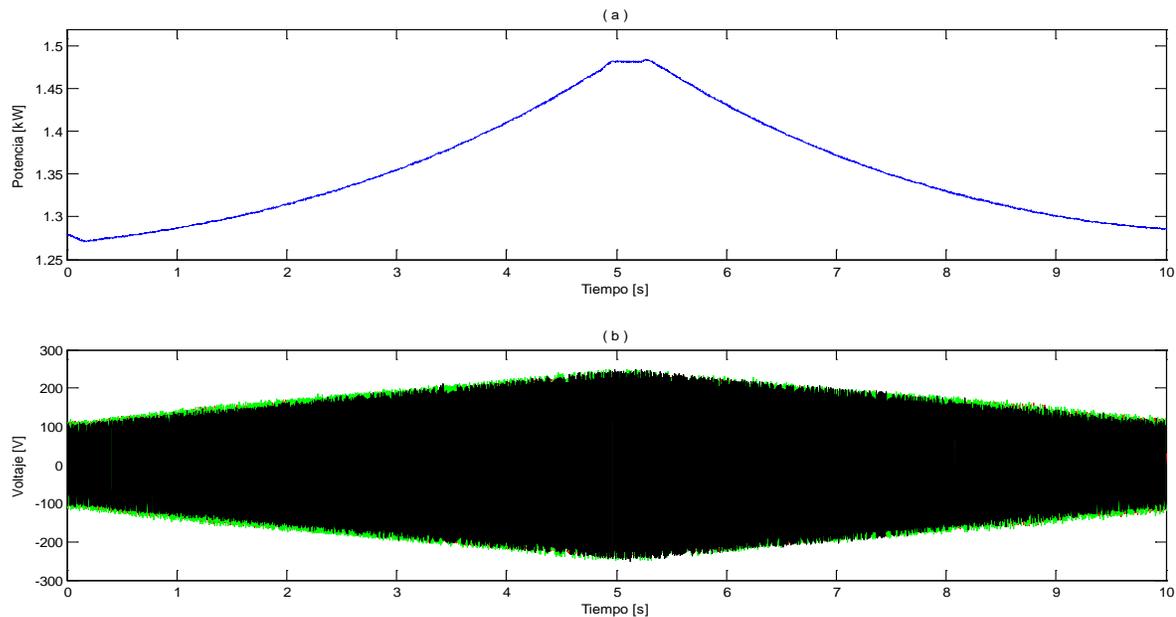


Figura 4.30: Variación de potencia al variar voltajes de entrada, carga fija.

(a)Potencia entregada por generador.

(b)Voltajes fase-neutro de entrada al conversor matricial.

Tal como se puede apreciar, el nivel de potencia leído por el sistema varía conforme al nivel de voltaje a la entrada del conversor, a pesar de que se alimenta una carga sin variación alguna que consume cerca de 0,9[kW] (filtro de salida incluido). En base a esto, es posible corroborar que las explicaciones asociadas a las fluctuaciones de lectura de potencia son efectivamente ciertas.

Por otro lado, cuando se observa la figura 4.29(b), al comparar la velocidad de giro real del sistema de generación (azul) con la referencia que determina la emulación del sistema diesel (rojo), es posible apreciar que el seguimiento o “tracking” que establece el sistema de control de velocidad se ajusta de manera óptima a la señal de referencia desprendida desde la emulación del generador eficiente, con excepciones sólo en instantes ligados a la aplicación o desconexión de la carga.

Se ve que al momento de la conexión, la velocidad real cae visiblemente por debajo del nivel de referencia (referencia que también tiende a descender en forma leve, en función de que esa es la respuesta real de la máquina diesel que se emula). Dicha diferencia entre velocidad real y de referencia radica principalmente en la mayor inercia del generador emulado con respecto al generador presente en laboratorio, lo que explica por qué esta última es más susceptible a las variaciones de torque eléctrico al momento de las perturbaciones.

Un fenómeno análogo ocurre cuando se desconecta la carga, en donde la velocidad real se eleva por sobre la referencial, hecho justificado nuevamente por la diferencia entre inercias. En ambos casos, no se presentan mayores inconvenientes debido a la discrepancia entre

comportamiento real y comportamiento emulado, ya que el control de velocidad es capaz de estabilizar de manera ágil y apropiada dichas variaciones.

Cuando en la figura 4.29(c) se pone atención a lo que pasa con el nivel de voltajes en carga durante el experimento, se observa que éstos presentan leves variaciones en los momentos precisos de conexión y desconexión del banco resistivo.

Para observar de mejor manera el comportamiento de las tensiones en carga al momento de la conexión del banco resistivo, la figura 4.31 muestra un acercamiento de las tensiones y corrientes de línea en el instante en que ocurre dicho impacto. Las señales presentan un comportamiento similar cuando se realiza el proceso inverso de desconexión.

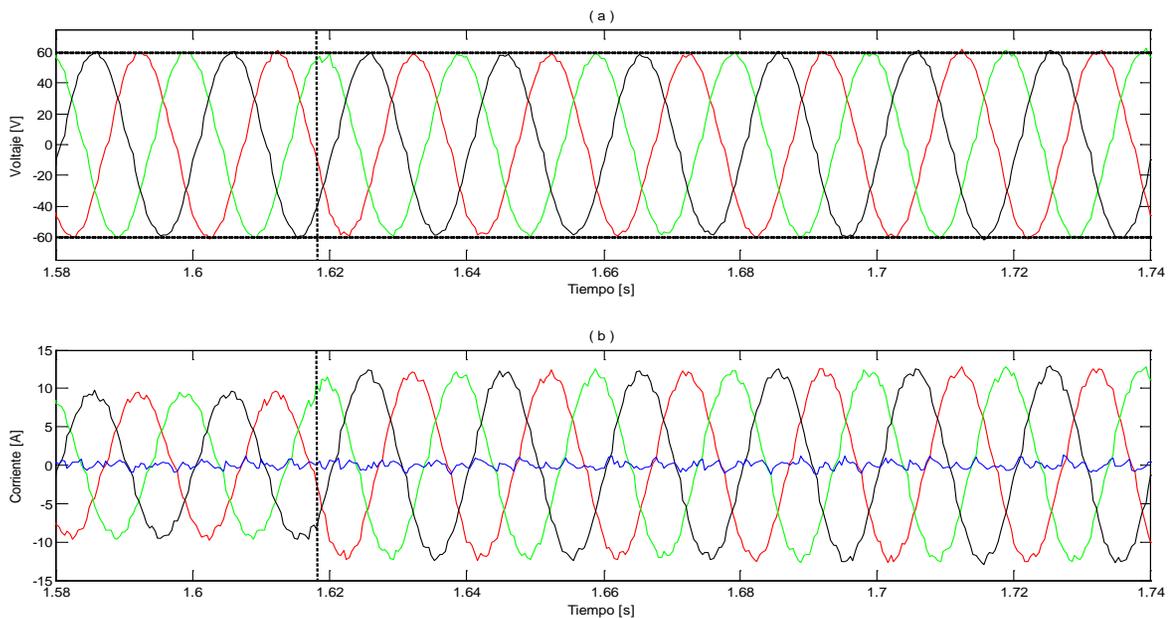


Figura 4.31: Niveles en carga al momento de impacto resistivo trifásico.

(a) Voltajes fase-neutro en carga.

(b) Corrientes de línea en carga y corriente de neutro (azul).

En la figura 4.31, se observan leves deformaciones de las tensiones sólo al momento de ocurrida la perturbación ($t=1,618[s]$), sin que dichas anomalías se manifiesten en forma posterior. La frecuencia no se ve afectada en ningún momento.

Cuando ocurre la conexión de carga, se observa que los voltajes tienden a ser levemente menores que el voltaje de referencia, lo que sin embargo logra ser restablecido por el sistema de control en un tiempo cercano a 60[ms].

Las corrientes en carga aumentan conforme a la disminución de la impedancia en fases, desde 9,8[A] a 13[A] *peak*, lo que permite ver que el aumento de potencia llega a un valor cercano al 133% del nominal. El nivel de corriente de neutro en torno a cero en todo momento confirma que el sistema se encuentra balanceado.

Así, es posible establecer un funcionamiento del sistema que responde apropiadamente a la conexión y desconexión de carga resistiva balanceada (concordante con resultados anteriores),

mientras que la velocidad de giro en generación varía siguiendo el comportamiento óptimo esperado.

4.1.6.1.2 Conexión de banco capacitivo balanceado.

En esta prueba, el objetivo es verificar el correcto funcionamiento del sistema cuando el impacto de carga que se realiza es del tipo capacitivo. En estado estacionario se tiene un banco resistivo de $7,4[\Omega]$ por fase, y se conecta súbitamente en paralelo un banco trifásico balanceado, compuesto por condensadores de $56,8[\mu\text{F}]$. El banco RC en carga utilizado en este caso posee la topología presentada en la figura 4.32.

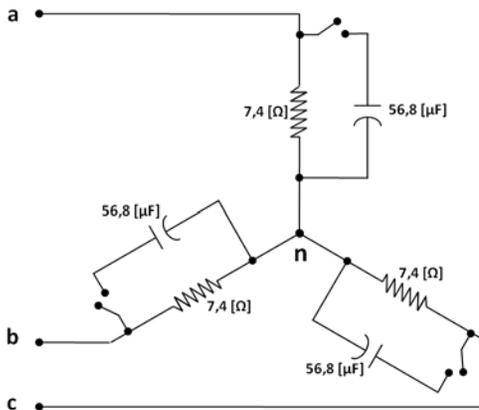
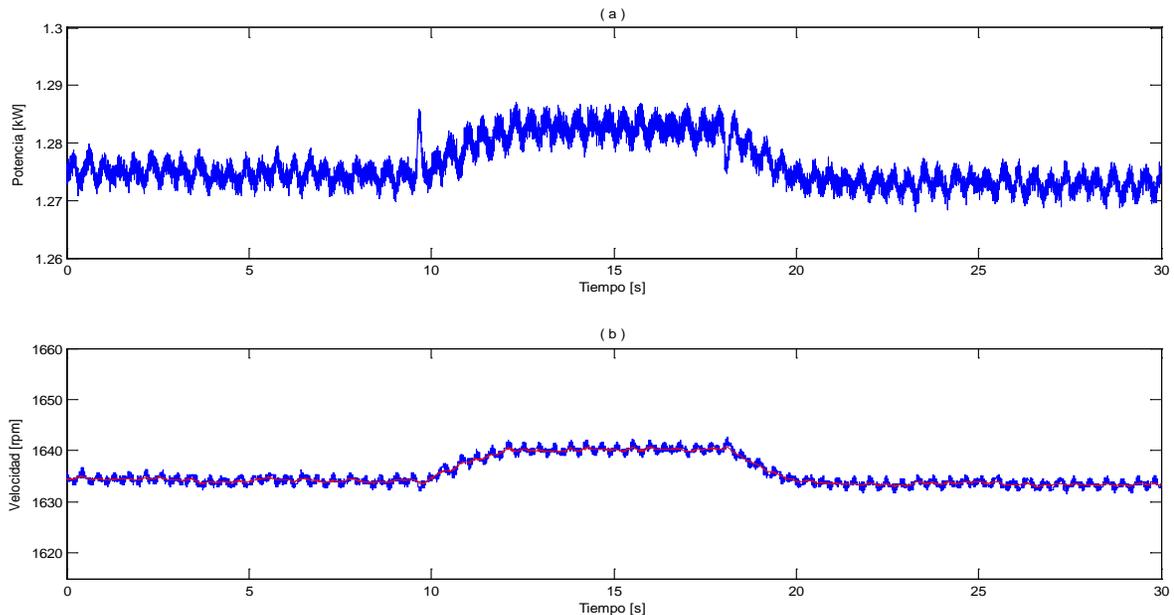


Figura 4.32: Topología en carga utilizada para la prueba de conexión de banco capacitivo.

La potencia inyectada, la velocidad del sistema de generación y los niveles en carga (tensiones y corrientes) pueden ser vistas en la figura 4.33.



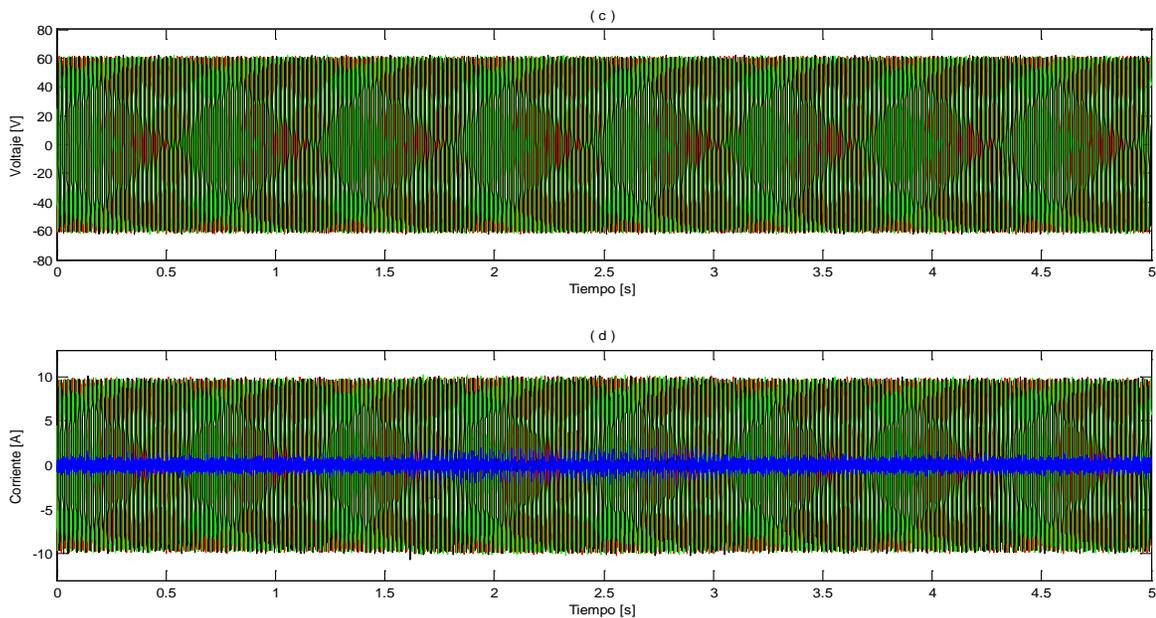


Figura 4.33: Niveles obtenidos en prueba de impacto RC trifásico.

(a)Potencia entregada por generador, $t=30[s]$.

(b)Velocidad de giro del generador (azul) y referencia de velocidad de emulación diesel (rojo), $t=30[s]$.

(c)Voltajes fase-neutro en carga, $t=5[s]$.

(d)Corrientes de línea en carga y corriente de neutro (azul), $t=5[s]$.

En la figura 4.33, la potencia inyectada y la velocidad de giro del sistema presentan sólo leves variaciones, conforme a que la conexión del banco capacitivo no involucra un aumento de potencia activa. En este caso, la leve variación en la lectura de potencia (figura 4.33(a)) se debe al aumento de inyección de corriente, y a que las pérdidas aumentan debido a dicho aumento.

El seguimiento del control de velocidad en función de la señal referencial es bastante preciso, y no evidencia anomalías a lo largo de la prueba. Se observa que tanto la potencia obtenida como la velocidad pareciesen ser un tanto más ruidosas que las obtenidas en otras pruebas, pero esto ocurre sólo porque en la escala utilizada para ambos gráficos es menor. Por esto, los ruidos de medición se evidencian ya que las señales están graficadas para un rango reducido en el eje de las ordenadas ($\Delta P=40[W]$ y $\Delta \eta=50[rpm]$).

En cuanto a la tensiones, la figura 4.33(c) muestra que éstas permanecen sin alteraciones visibles en su amplitud durante toda la prueba. Ni siquiera se observa algún tipo de anomalía al momento de la conexión capacitiva, y es de esperar que la frecuencia se mantenga inalterable de acuerdo a la experiencia de pruebas realizadas anteriormente. Las corrientes presentan un comportamiento similar al observado para las tensiones, con la excepción de que la presencia del banco capacitivo en carga eleva la corriente de neutro de manera moderada, lo que se explica debido a que las señales se vuelven un tanto más ruidosas, con lo que la corriente de neutro aumenta en pos de compensar dichas distorsiones y mantener el balance de corrientes.

A continuación (figura 4.34) es posible apreciar las tensiones en carga y las corrientes de línea y neutro en el momento preciso en que se conecta el banco resistivo.

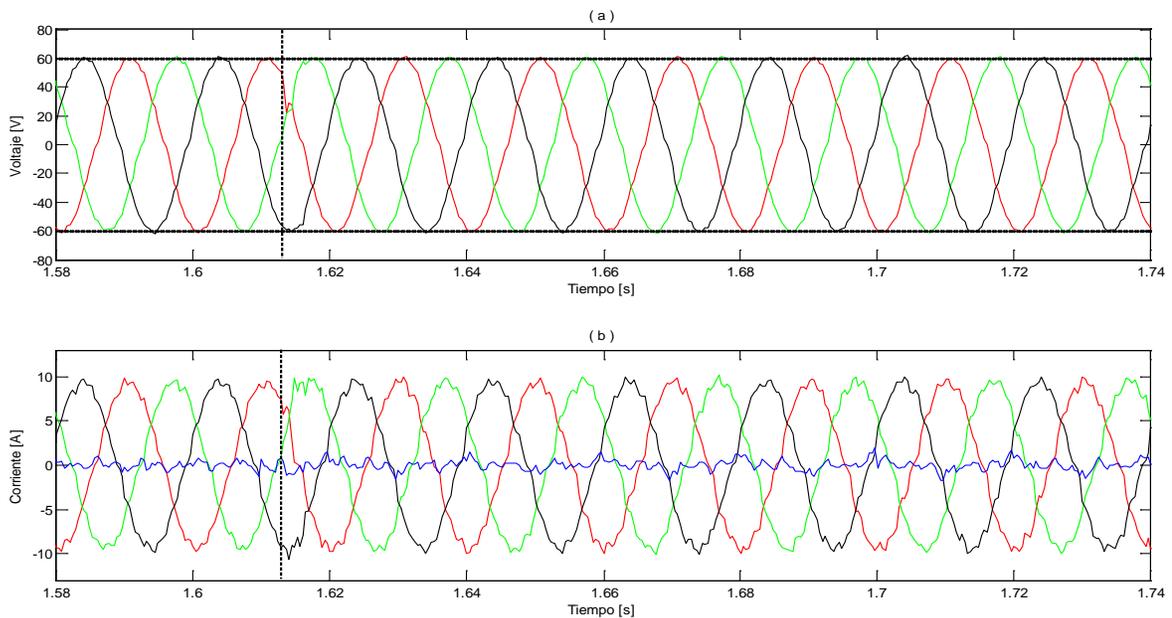


Figura 4.34: Niveles en carga al momento de impacto RC trifásico.

(a) Voltajes fase-neutro en carga.

(b) Corrientes de línea en carga y corriente de neutro (azul).

Se observa que las tensiones presentan apenas una leve deformación de las señales justo en el momento del impacto, mientras la frecuencia y el nivel de tensión de referencia logran mantenerse inalterables. En cuanto a las corrientes, éstas no evidencian alzas significativas de sus niveles (que podrían darse debido a la corriente “*in-rush*” al momento de la conexión), y lo único que se observa es que las corrientes de línea se vuelven un tanto más ruidosas luego de la aplicación de los capacitores. La corriente de neutro figura en torno a cero tanto antes como después de la perturbación, por lo que se evidencia que en ambos casos la carga es balanceada.

De acuerdo a estos resultados, la conexión del banco capacitivo balanceado no somete al sistema a mayores exigencias, pues prácticamente no afecta en nada la calidad de las señales en carga. El sistema responde apropiadamente para la emulación diesel, el control de velocidad y para el control de tensiones de salida del convertidor.

4.1.6.1.3 Desconexión total de carga.

En este experimento, se somete el sistema a una desconexión total de carga, donde el convertidor queda alimentando sólo al filtro de salida LC. Esta prueba es idéntica a la realizada en la sección 4.1.5.2.2, sólo que esta vez se pretende verificar que el sistema de emulación diesel y el control de velocidad responden en forma consecuente con las variaciones en carga, mientras el sistema de control de voltajes mantiene estables dichas tensiones en todas las fases.

En este caso el sistema opera a 60[V] fase-neutro como voltaje referencial, alimentando una carga resistiva balanceada de 7,4[Ω] por fase, la que repentinamente se desconecta y se vuelve a conectar, una vez transcurrido un tiempo conveniente.

La potencia inyectada, la velocidad real del sistema de generación y referencia de velocidad, además de las tensiones y corrientes en carga obtenidas para la realización de esta prueba, pueden ser vistas en la figura 4.35.

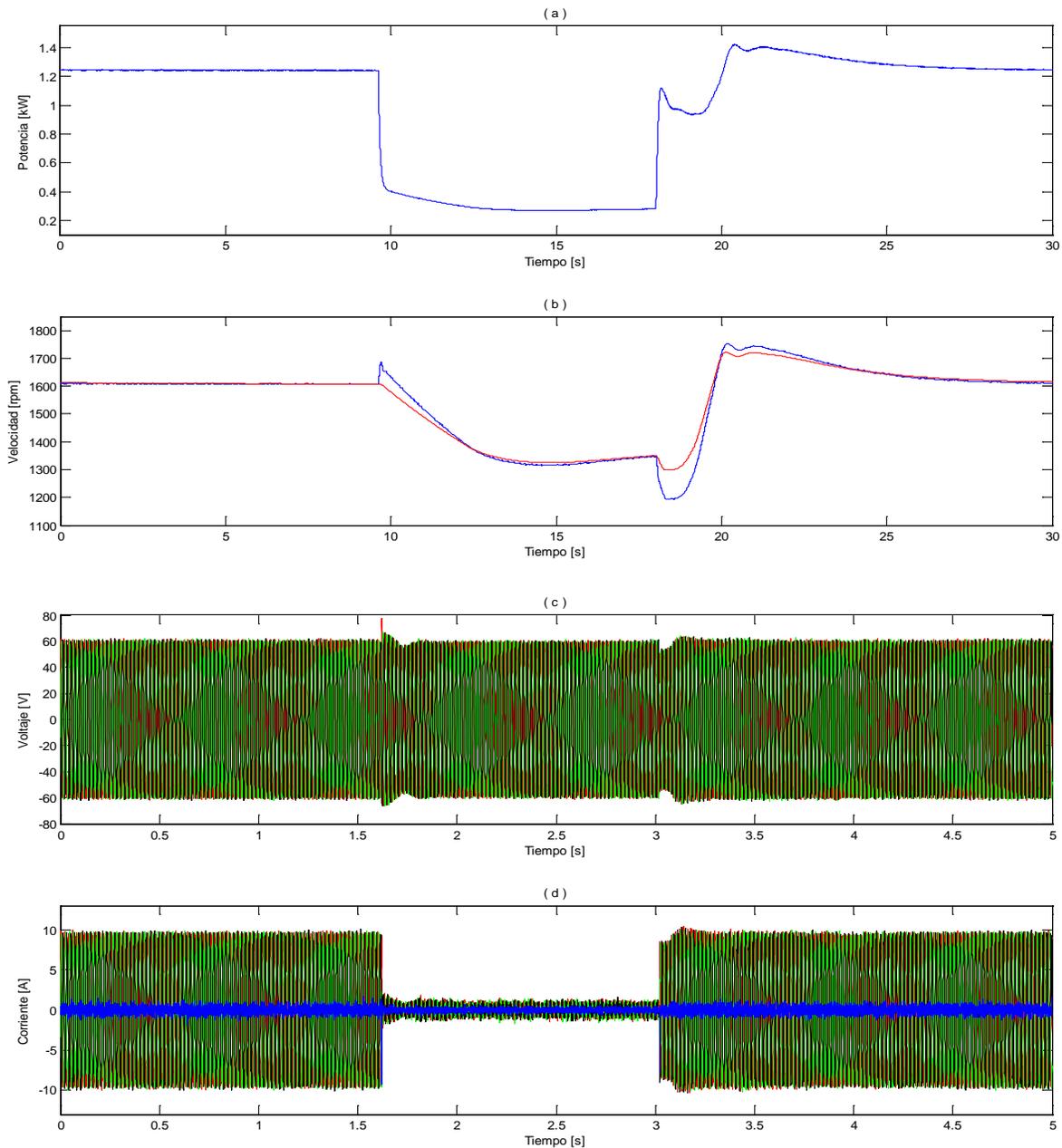


Figura 4.35: Niveles obtenidos en prueba de desconexión total trifásica.

(a) Potencia entregada por generador, $t=30[s]$.

(b) Velocidad de giro del generador (azul) y referencia de velocidad de emulación diesel (rojo), $t=30[s]$.

(c) Voltajes fase-neutro en carga, $t=5[s]$.

(d) Corrientes de línea en carga y corriente de neutro (azul), $t=5[s]$.

De acuerdo a la figura 4.35, los niveles en carga presentan un comportamiento idéntico a lo ocurrido durante la prueba de desconexión total realizada en 4.1.5.2.2, por lo cual las justificaciones se basan en los mismos principios detallados en dicha prueba.

Entonces, para este caso lo que resulta de mayor relevancia radica en la respuesta del sistema de emulación diesel y de control de velocidad, conforme varía drásticamente la potencia a suministrar por parte del generador (opera a un nivel de 15% de potencia con respecto al estado estacionario).

La potencia captada por la rutina presenta un comportamiento anómalo una vez ocurrida la reconexión de carga (entre los 18[s] y 23[s] aproximadamente), en donde inicialmente decae en forma visible para luego aumentar de forma tal que incluso sobrepasa el nivel de potencia leído antes de la desconexión. Nuevamente, y tal como se explicó en la prueba de la sección 4.1.6.1.1, dichas anomalías están directamente relacionadas con las variaciones en pérdidas asociadas al convertidor matricial, las cuales aumentan o disminuyen conforme la velocidad de giro del generador aumente o disminuya. En este caso, la velocidad al momento de la reconexión de carga cae bastante, lo que explica por qué el nivel de potencia leído disminuye en dicho instante.

Se aprecia que el sistema de control de velocidad es capaz de establecer un seguimiento de referencia aceptablemente bueno. Como ya se ha visto en otras pruebas, cuando ocurren las perturbaciones, dicho seguimiento no responde de manera tan adecuada, dadas las diferencias de inercia que existen entre el generador de laboratorio y la máquina emulada, lo que hace que la máquina motriz de pruebas sea más susceptible a variaciones del torque eléctrico.

Este comportamiento ya fue observado 4.1.6.1.1, por lo cual las razones señaladas en dicha sección sirven para explicar las anomalías observadas.

Cuando se realiza un acercamiento de las tensiones y corrientes en el momento en que se desconectan las tres fases, se aprecia que la respuesta del control de tensiones es concordante con lo ocurrido en la prueba descrita en la sección 4.1.5.2.2. La figura 4.36 muestra las señales en el instante indicado.

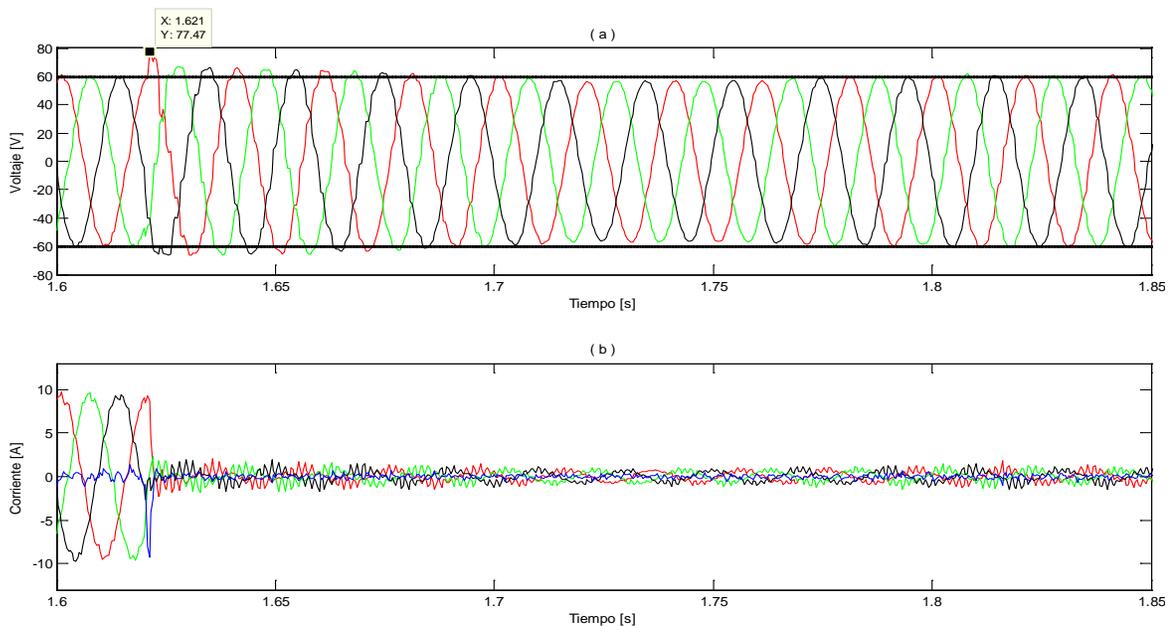


Figura 4.36: Niveles en carga al momento de desconexión total trifásica.

(a) Voltajes fase-neutro en carga.

(b) Corrientes de línea en carga y corriente de neutro (azul).

Las corrientes dan cuenta clara de la desconexión de fases. De acuerdo a la figura 4.36(a), las tensiones sobrepasan el nivel de referencia establecido inmediatamente luego de la desconexión, con un error máximo del orden del 27% (punto indicado en la figura), el cual es apreciablemente alto. Luego de esta alza, las señales oscilan, y operan por debajo de la referencia durante 4 ciclos. Después de ocurrido el impacto, el control de tensiones logra establecer el nivel referencial en un tiempo cercano a los 200[ms].

De esta forma, este comportamiento es similar al observado en la prueba 4.1.5.2.2, en donde incluso el tiempo que demora el sistema de control en estabilizar las tensiones en carga es el mismo. Las explicaciones detalladas en dicha sección aplican para justificar el comportamiento obtenido en este caso.

En base a todo lo anterior, se puede decir que en este experimento, a pesar de que el control de voltajes en carga no es tan ágil ni preciso como se desearía, el sistema es capaz de seguir en funcionamiento, estabilizar los voltajes en carga (aunque en un tiempo bastante considerable) y responder a las exigencias asociadas a la rutina de velocidad de giro óptima.

4.1.6.2 Impactos de carga trifásica desbalanceada.

Las pruebas llevadas a cabo en esta sección apuntan a verificar el comportamiento adecuado del control de tensiones en carga y del sistema diesel eficiente, cuando se aplican perturbaciones de forma desbalanceada (en una o dos fases). Esta verificación no se ha realizado anteriormente, para ningún tipo de prueba, por lo que resultará interesante ver la forma en que responde el sistema cuando simultáneamente debe mantener los niveles de tensión en carga y establecer la velocidad de generación óptima.

En este tipo de experimentos, es posible ver la importancia de la utilización de un convertidor matricial de 4 piernas, ya que la cuarta pierna (corriente de neutro) permitirá conducir las corrientes de secuencia cero que surgirán producto del desbalance.

Resultará importante ver de qué forma serán afectadas las tensiones en carga cuando el impacto desbalanceado introduzca componentes armónicas a las señales de entrada al convertidor matricial. Este fenómeno se debe a características propias de la conversión AC/AC directa que se utiliza.

Así, se realizan pruebas de impacto monofásico o bifásico según convenga, con la mayor variedad posible de tipos de carga: carga resistiva (R), carga resistiva-capacitiva (RC), carga resistiva-inductiva (RL) y carga no lineal (NL). Conforme a los elementos que estén disponibles en el laboratorio, la configuración utilizada en cada prueba buscará maximizar las exigencias a las cuales el sistema se verá sometido.

4.1.6.2.1 Conexión resistiva monofásica

En esta prueba, el sistema se encuentra alimentando una carga balanceada de $7,4[\Omega]$ por fase, cuando repentinamente se conecta una carga de $20[\Omega]$ en paralelo a una de sus fases (fase “a”), de manera que la impedancia total de dicha fase disminuye a $5,4[\Omega]$. La topología de la carga utilizada en este caso se observa en la figura 4.37.

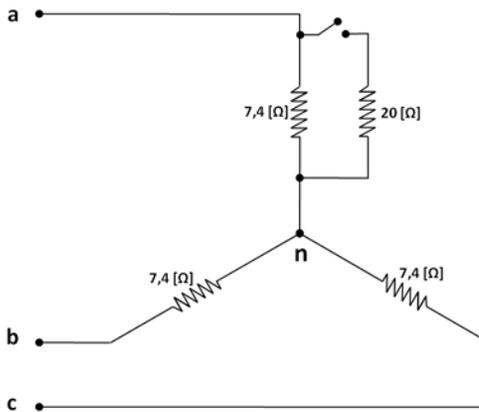
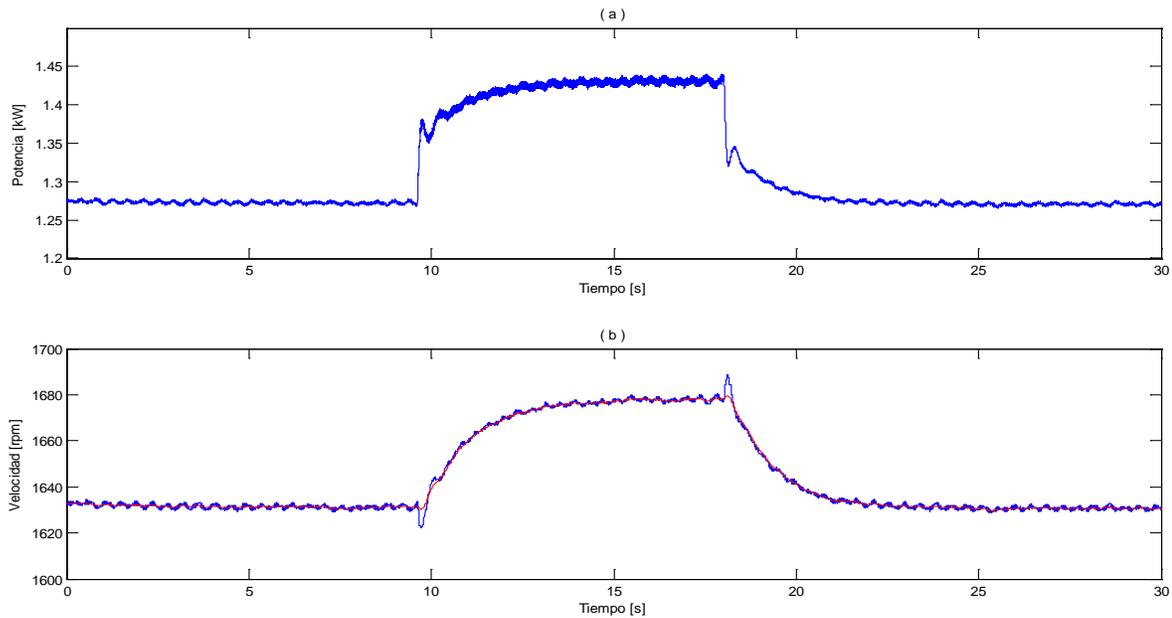


Figura 4.37: Topología en carga utilizada para prueba de impacto resistivo monofásico.

De las pruebas de impacto desbalanceado, ésta es la que presenta menores exigencias al sistema. A continuación, en la figura 4.38, se muestran la potencia obtenida, la velocidad de giro en generación, los voltajes en carga y las corrientes de línea y de neutro.



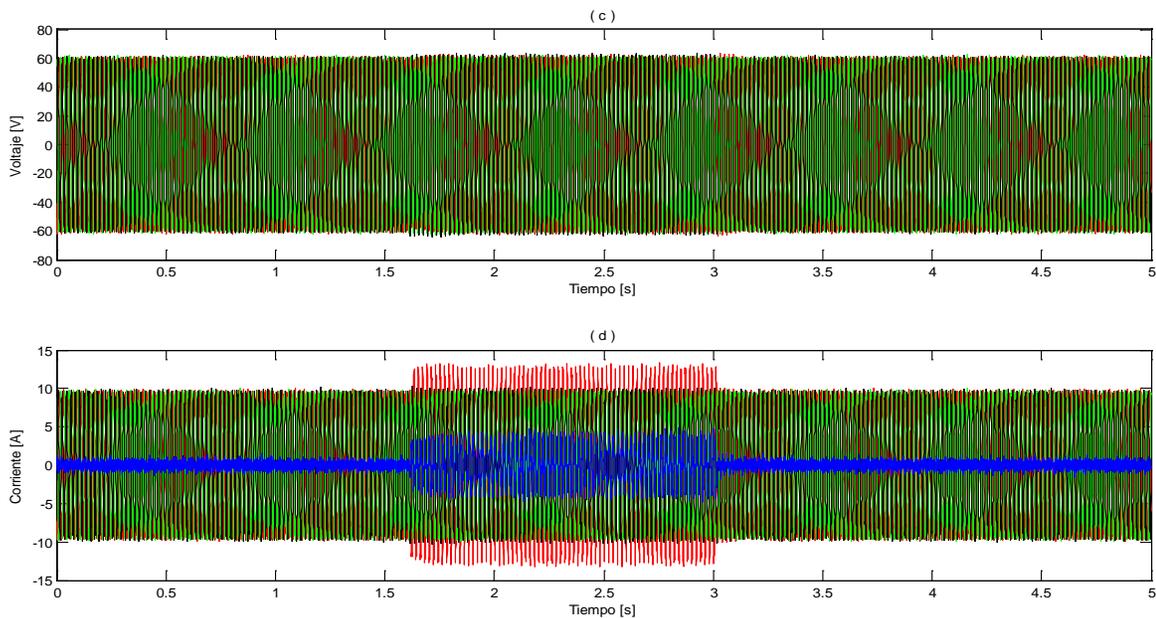


Figura 4.38: Niveles obtenidos en prueba de impacto resistivo monofásico

(a)Potencia entregada por generador, $t=30[s]$.

(b)Velocidad de giro del generador (azul) y referencia de velocidad de emulación diesel (rojo), $t=30[s]$.

(c)Voltajes fase-neutro en carga, $t=5[s]$.

(d)Corrientes de línea en carga y corriente de neutro (azul), $t=5[s]$.

En la figura 4.38, cuando se conecta la carga, la potencia inyectada por el generador aumenta en aproximadamente 150[W], con anomalías en la lectura atribuibles a la variación en pérdidas en el convertidor, conforme cambia la velocidad. En la prueba desarrollada en 4.1.6.1.1 se dan a conocer a justificación y la comprobación empírica de la razón por la cual ocurre este fenómeno.

De igual manera, el seguimiento de la referencia para el sistema control de velocidad es apropiado, con la excepción de los momentos de conexión y desconexión, donde el error entre la velocidad real y la de referencia se hacen apreciables, aunque durante un periodo de tiempo muy acotado. Nuevamente, este comportamiento sigue la tendencia de lo ocurrido en pruebas anteriores, y debe su explicación a lo expuesto en la sección 4.1.6.1.1.

Los voltajes en carga a lo largo de la prueba permanecen ceñidos al nivel referencial de 60[V] fase-neutro, y a simple vista no manifiestan variaciones durante las perturbaciones. En lo que respecta a corrientes (figura 4.38(d)), la corriente de la fase “a” (color rojo) aumenta su nivel al momento de la conexión, lo cual es acorde a la disminución de impedancia en dicha fase. Consecuentemente se observa un aumento de la corriente de neutro, originado por el desbalance al que se somete la carga.

Para ver de mejor manera el comportamiento en el transiente, la figura 4.39 muestra las tensiones fase-neutro en carga y las corrientes de línea y neutro al momento justo en que se modifica la resistencia en una fase (fase “a”, de color rojo en ambos gráficos).

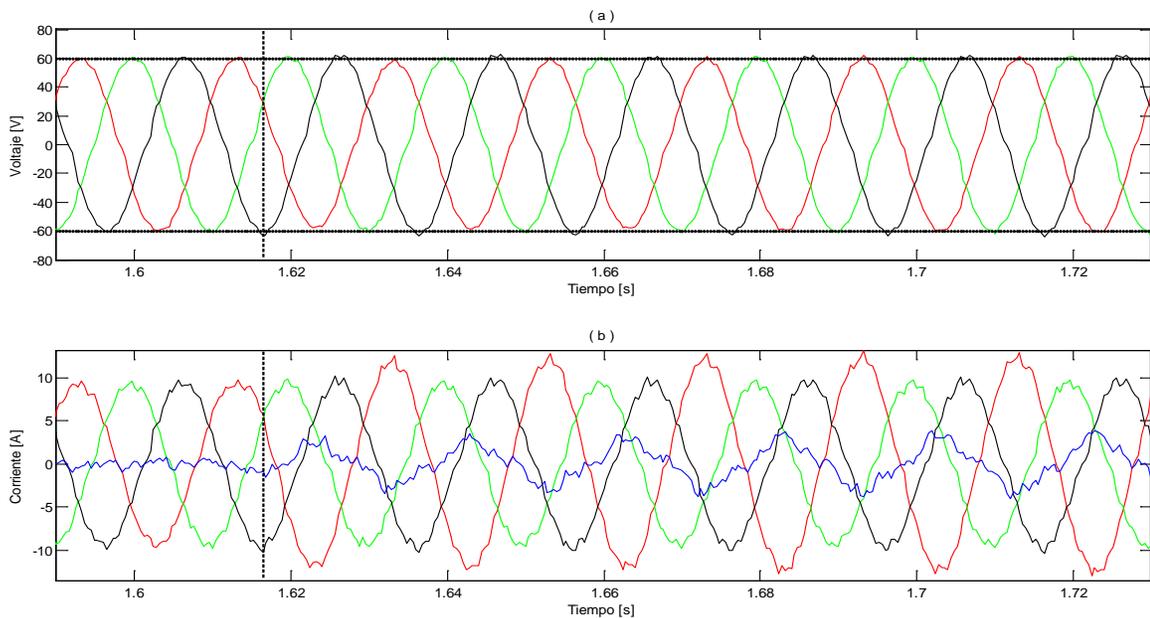


Figura 4.39: Niveles en carga al momento de impacto resistivo monofásico.

(a) Voltajes fase-neutro en carga.

(b) Corrientes de línea en carga y corriente de neutro (azul).

En la figura 4.39(a), justo después de ocurrida la conexión, el voltaje en la fase involucrada tiende a disminuir, mientras que se observa un leve aumento del nivel de tensión en la fase “c” (color negro). Dicha inestabilidad no se extiende más allá de los 40[ms] (2 ciclos de señal).

Por otra parte, una vez realizada la conexión de desbalance, no se observa la existencia de componentes armónicas significativas en las tensiones en carga. Entonces, las posibles distorsiones que el desbalance en carga pueda producir a las tensiones de entrada, no se manifiestan en los voltajes obtenidos luego del proceso de conversión. La distorsión armónica total presente en las tensiones de carga es de 3,15% (promedio de 3 fases).

En lo que respecta a corrientes (figura 4.39(b)), el aumento cercano al 30% de la corriente en la fase “a” (color rojo) permite cuantificar la magnitud del impacto de carga aplicado en dicha fase. Las otras corrientes de línea (fases “b” y “c”) no evidencian variación, mientras que la corriente de neutro aumenta conforme al desbalance y logra alcanzar un valor *peak* cercano a los 2[A].

4.1.6.2.2 Impacto monofásico capacitivo.

En esta sección, se tiene un banco trifásico balanceado con $7,4[\Omega]$ por fase. Repentinamente se conecta un condensador de $56,8[\mu\text{F}]$ en paralelo a una de sus fases (fase “a”), de modo que dicha fase se convierte en una carga de tipo RC. El objetivo de la prueba es verificar que el sistema de control de velocidad y el sistema de control de tensiones en carga responden de manera apropiada ante este desbalance.

La topología en carga utilizada para esta prueba se observa en la figura 4.40.

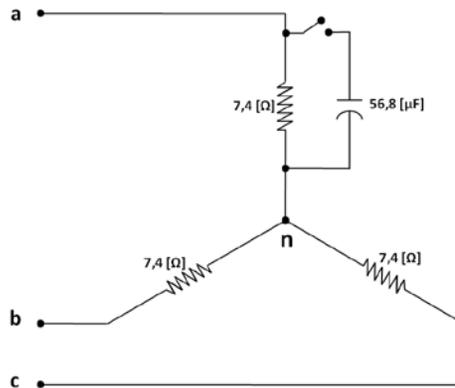


Figura 4.40: Topología en carga utilizada para prueba de impacto resistivo monofásico.

De acuerdo al comportamiento observado anteriormente para la prueba de impacto RC balanceado (sección 4.1.6.1.2), en esta prueba se espera que el control de voltajes no se vea realmente exigido, y la variación en potencia (y giro en generación) sea apenas apreciable. La figura 4.41 muestra los niveles obtenidos para este caso.

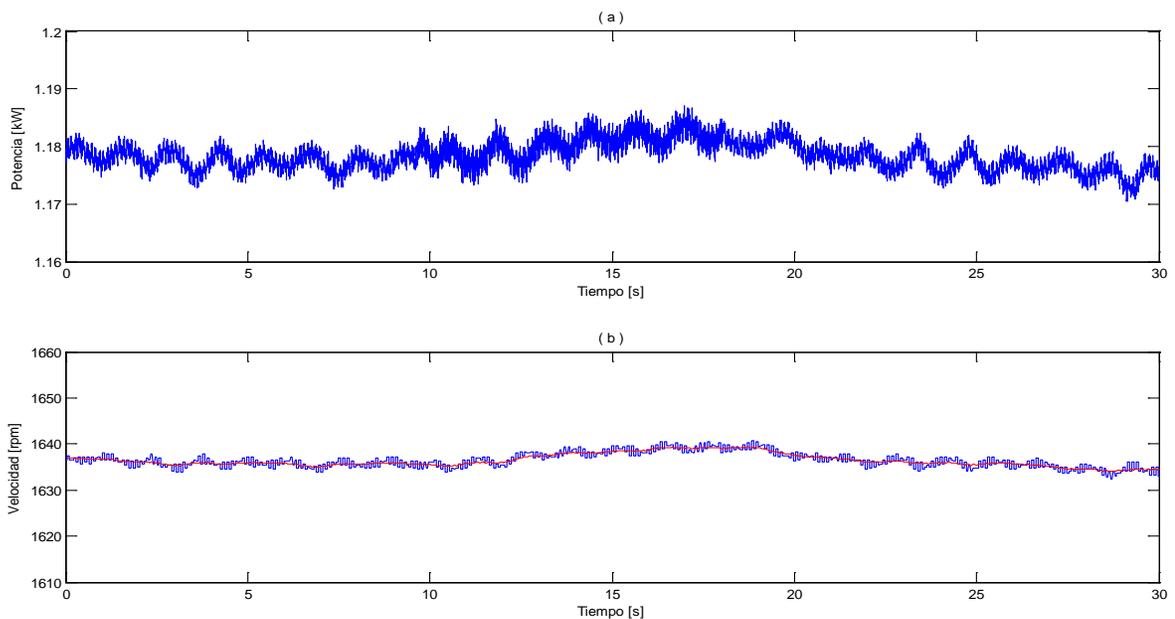


Figura 4.41: Niveles obtenidos en prueba de impacto RC monofásico

(a)Potencia entregada por generador, $t=30[s]$.

(b)Velocidad de giro del generador (azul) y referencia de velocidad de emulación diesel (rojo), $t=30[s]$.

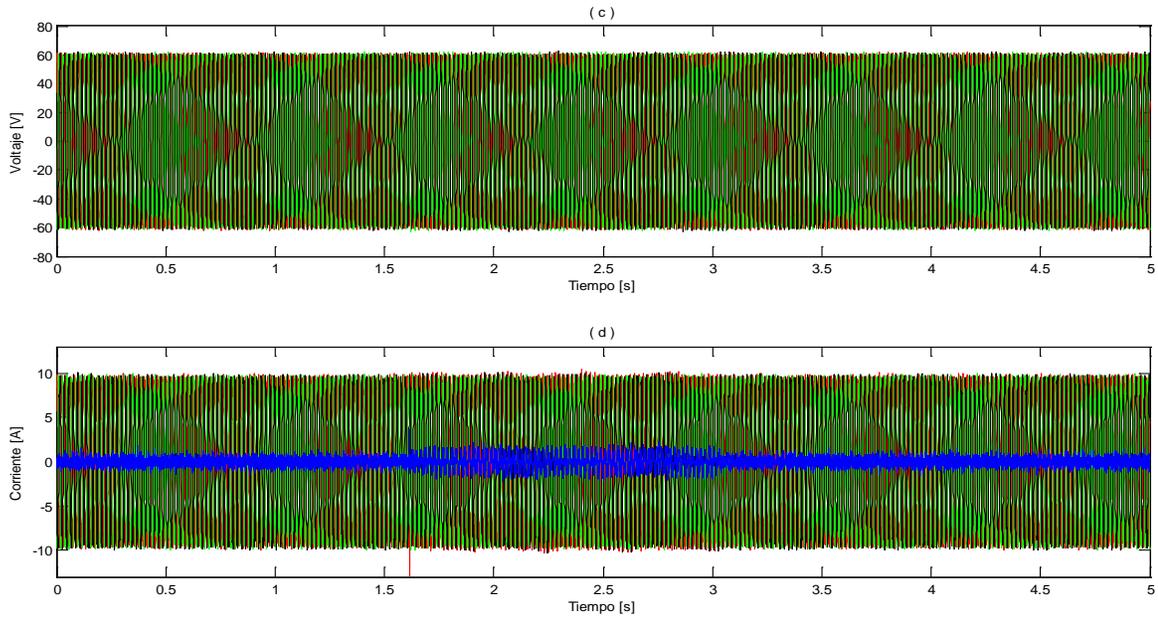


Figura 4.41: Niveles obtenidos en prueba de impacto RC monofásico

(c) Voltajes fase-neutro en carga, $t=5[s]$.

(d) Corrientes de línea en carga y corriente de neutro (azul), $t=5[s]$.

Acorde a lo esperado, en la figura 4.41 se aprecia una variación muy pequeña del nivel de potencia entregada por el generador. Consecuentemente, la velocidad de giro del generador muestra una leve variación, del orden de las 5[rpm]. Tal como también ocurre para el caso descrito en la sección 4.1.6.1.2, el ruido en ambos casos es visible debido a que se grafican las señales en un intervalo pequeño en el eje de ordenadas.

Para ver lo ocurrido en el momento en que la fase “a” se convierte en una carga del tipo RC, la figura 4.42 muestra las tensiones y las corrientes al momento en que se aplica el cambio ($t= 1,615 [s]$).

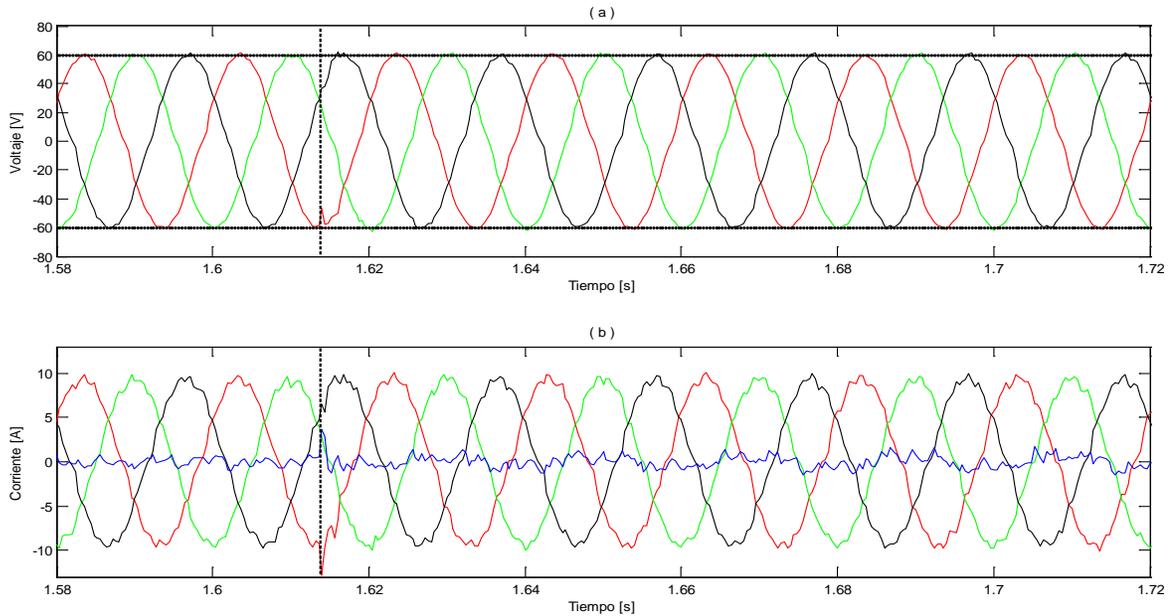


Figura 4.42: Niveles en carga al momento de impacto RC monofásico.

(a) Voltajes fase-neutro en carga.

(b) Corrientes de línea en carga y corriente de neutro (azul).

En la figura 4.42, al conectar el capacitor, la fase afectada experimenta un alza instantánea de corriente, la que logra alcanzar un valor crítico igual a $-12,88[\text{A}]$ ($t=1,614[\text{s}]$). Esta corriente corresponde a 1,36 veces el valor *peak* de corriente en el estado estacionario.

Se aprecia que las señales se deforman sólo en el momento preciso de la conexión, y posteriormente mantienen el comportamiento mostrado en forma previa al impacto. Los voltajes presentan pequeñas distorsiones en la forma de onda, especialmente en la fase “a” (debido al alza instantánea de corriente en dicha fase, que provoca una disminución fugaz del voltaje), mientras que la frecuencia y la amplitud no presentan anomalías. Las deformaciones se manifiestan en un intervalo muy acotado, menor a $20[\text{ms}]$ (un ciclo de señal). Por otra parte, en forma posterior al impacto capacitivo, no se aprecia la existencia de componentes armónicas significativas en las tensiones en carga, lo que hace suponer una baja influencia del desbalance sobre las señales de entrada al convertidor. El THD (distorsión armónica total) calculado para todas las fases y ambas condiciones de carga bordea el 3,0% (en las 6 mediciones).

De esta manera, y acorde a lo esperado, el impacto monofásico capacitivo no presenta mayores exigencias al control de voltajes, y las variaciones en velocidad de giro son apenas apreciables. El sistema responde en forma satisfactoria.

4.1.6.2.3 Conexión RL monofásica.

Para esta prueba, en carga se tiene un banco balanceado compuesto por resistencias de $10[\Omega]$ por fase, y se establece un voltaje referencial de $60[V]$ fase-neutro.

El impacto consiste en conectar en paralelo a una de las fases (fase “a”) una carga compuesta por una inductancia de $16,5[mH]$ en serie con una resistencia de $10[\Omega]$. En este caso, el impacto resulta bastante exigente, debido a la naturaleza del mismo como así del valor de resistencias utilizadas (50%-50%). El factor de potencia calculado en este experimento es cercano a 0,7.

La topología de la carga de prueba utilizada en esta ocasión se muestra en la figura 4.43.

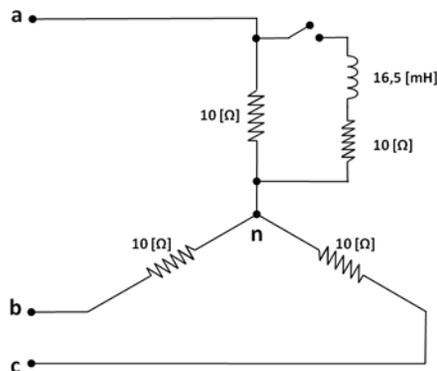


Figura 4.43: Topología en carga utilizada en prueba de impacto RL monofásico.

En esta prueba se persigue verificar la forma en que el control de voltajes en carga responde ante el desbalance mencionado, considerando la alta exigencia para el sistema, pues el impacto produce desfases, distorsión y desbalances que originarán componentes armónicas en las señales de entrada, lo que potencialmente podría afectar la calidad de las señales obtenidas en carga y el comportamiento que experimente el sistema motriz.

También se busca establecer una respuesta apropiada del control de velocidad de generación y observar de qué manera se ve afectada la lectura de potencia al momento cuando ocurre el desbalance.

Los niveles de potencia, velocidad de giro, tensiones en carga y corrientes en la misma, pueden observarse en la figura 4.44.

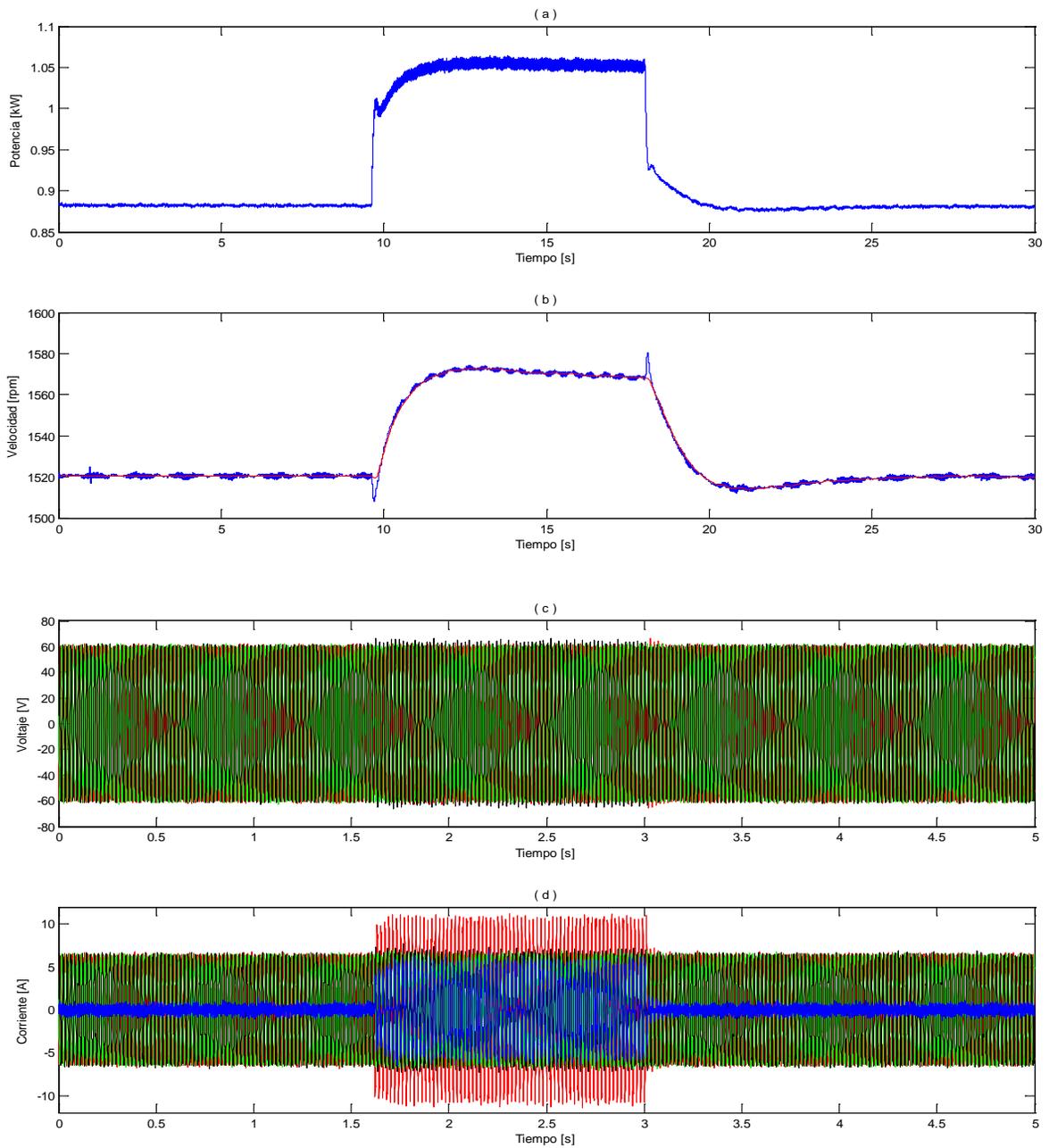


Figura 4.44: Niveles obtenidos en prueba de impacto RL monofásico

(a)Potencia entregada por generador, $t=30[s]$.

(b)Velocidad de giro del generador (azul) y referencia de velocidad de emulación diesel (rojo), $t=30[s]$.

(c)Voltajes fase-neutro en carga, $t=5[s]$.

(d)Corrientes de línea en carga y corriente de neutro (azul), $t=5[s]$.

En la figura 4.44, se aprecia un aumento de la potencia de alrededor de 175[W] al momento del impacto, en donde además es posible ver que la lectura de dicho nivel se vuelve un tanto más ruidosa, debido a que el desbalance en carga se expresa en intrusión de componentes armónicas a las señales del lado de generación [26], que es donde se mide la potencia inyectada al sistema.

El aumento de la velocidad de giro del generador es consecuente con el comportamiento esperado y no presenta anomalías significativas, con excepción de los momentos precisos de conexión y desconexión. Este fenómeno ya ha sido observado y explicado en pruebas precedentes (sección 4.1.6.1.1, por ejemplo).

Como el sistema está configurado de modo tal que el rango de velocidad varía linealmente en un rango de 500[rpm], con potencias que van de los 0[W] a 1750[W], al modificarse la potencia en 175[W] con respecto al estado estacionario se presume una variación en velocidad de 50[rpm]. Efectivamente, en la figura 4.44(b), se tiene dicho nivel de variación.

En lo referente al voltaje en carga (figura 4.44(c)), al momento de conexión de la rama RL, se observa que las tensiones se vuelven más ruidosas, y algunas señales manifiestan un leve sobrepaso más allá del voltaje referencial después del impacto. Dicho sobrepaso no puede ser evitado durante todo el periodo de conexión de la carga resistiva-inductiva.

Las corrientes igualmente se vuelven más ruidosas, con un claro aumento de la corriente de línea de la fase “a”, concordante con la adición de carga en dicha fase.

El acercamiento de las señales en carga, al momento de la conexión, pueden observarse en la figura a continuación (figura 4.45).

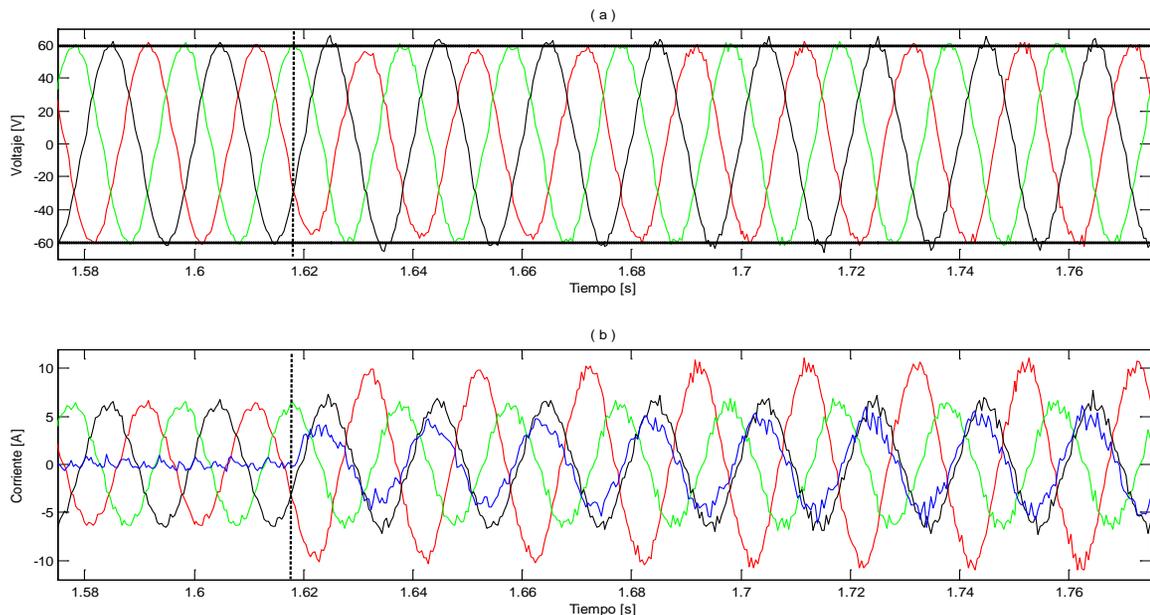


Figura 4.45: Niveles en carga al momento de impacto RL monofásico.

(a) Voltajes fase-neutro en carga.

(b) Corrientes de línea en carga y corriente de neutro (azul).

En la figura 4.45, luego de la adición de carga, los voltajes tienden a desbalancearse y a tornarse más distorsionados. Dicha distorsión es visible en forma más clara al fijarse en la parte superior e inferior de las ondas.

Por otro lado, la fase “c” (en negro) se eleva por sobre el voltaje referencial, llegando a diferir de ésta por 4,85[V] promedio (8,08% de la referencia). Las otras fases se mantienen igual

que antes del impacto, cumpliendo con la tensión fase-neutro establecida. Este comportamiento levemente desbalanceado en tensiones se presenta durante todo el tiempo en el cual se aplica el desbalance, por lo que el controlador de tensiones en carga no es capaz de responder en forma adecuada a los requerimientos en este caso.

Las corrientes de línea hacen evidente el cambio de impedancia en la fase “a”. Dicha fase aumenta un 70,8% con respecto a la corriente de estado estacionario, al mismo tiempo que las otras fases no manifiestan cambios significativos. Producto del desbalance considerable presente en la carga, la corriente de neutro aumenta desde los 0,4[A] hasta los 5,9[A] máximos.

Como la distorsión de las tensiones luego del impacto es apreciable, se hace necesario el estudio de un análisis espectral de las señales, en donde se logra determinar que la distorsión armónica total de estado estacionario es de 3,03%, mientras que dicho valor asciende a 4,35% una vez introducido el desbalance.

La figura 4.46 muestra los resultados del análisis espectral mencionado, donde se establece la contribución de cada una de las frecuencias significativas (hasta el 15° orden), en forma porcentual con respecto a la fundamental.

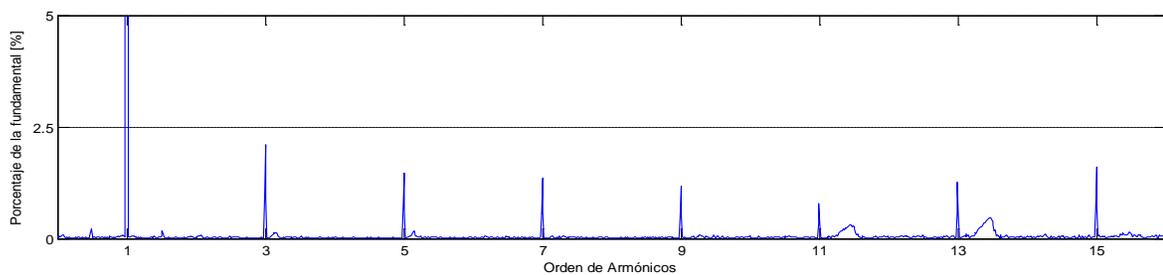


Figura 4.46: Análisis espectral para el caso de impacto monofásico resistivo-inductivo.

Vale mencionar que, aunque no se aprecia en el gráfico, la frecuencia fundamental (orden 1) llega hasta el valor 100%. El valor exacto de dicha fundamental es de 50,01[Hz], lo cual muestra que el control de frecuencia en carga es bastante preciso, con un error del 0,02% con respecto a los 50[Hz] que se espera obtener.

Con todo lo estudiado anteriormente, se observa que el desbalance RL supone bastantes complicaciones al control de voltajes en carga, en la medida que éste no es capaz de responder eficientemente y se produce un desbalance de aproximadamente 8% en una de sus fases. De todas formas, el control es muy eficaz cuando se trata de mantener la frecuencia que entrega a las fases en carga.

Finalmente, a pesar de las dificultades, el sistema opera de manera continua y con anomalías que podrían ser aceptables o no, dependiendo de la calidad de suministro que se requiera. El sistema de establecimiento de velocidad óptima responde de buena manera, independiente de las distorsiones asociadas a las señales de cálculo de potencia, y se adapta de manera adecuada en función de la variación de potencia, al mismo tiempo que logra un seguimiento de la velocidad de giro acorde a la referencia dictada por la emulación del diesel eficiente.

4.1.6.2.4 Desconexión total de 2 fases

En esta prueba, el objetivo es ver la forma en que responden el sistema de control de velocidad de giro en generación y el sistema de control de voltajes en carga, cuando se alimenta una carga balanceada (con $7,4[\Omega]$ por fase), y se desconectan súbitamente las fases correspondientes a “a” y “b”, por lo que el sistema queda alimentando sólo una carga monofásica conectada en la fase “c”. El voltaje referencial utilizado en esta ocasión es de $60[V]$ fase-neutro.

La topología en carga usada para esta prueba se puede ver en la figura 4.47.

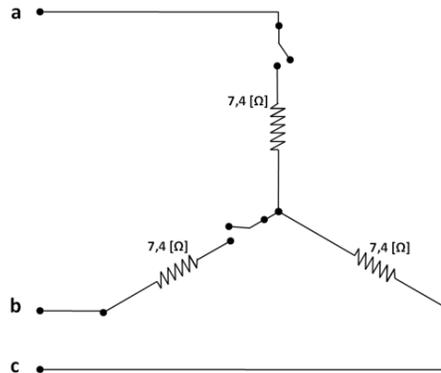
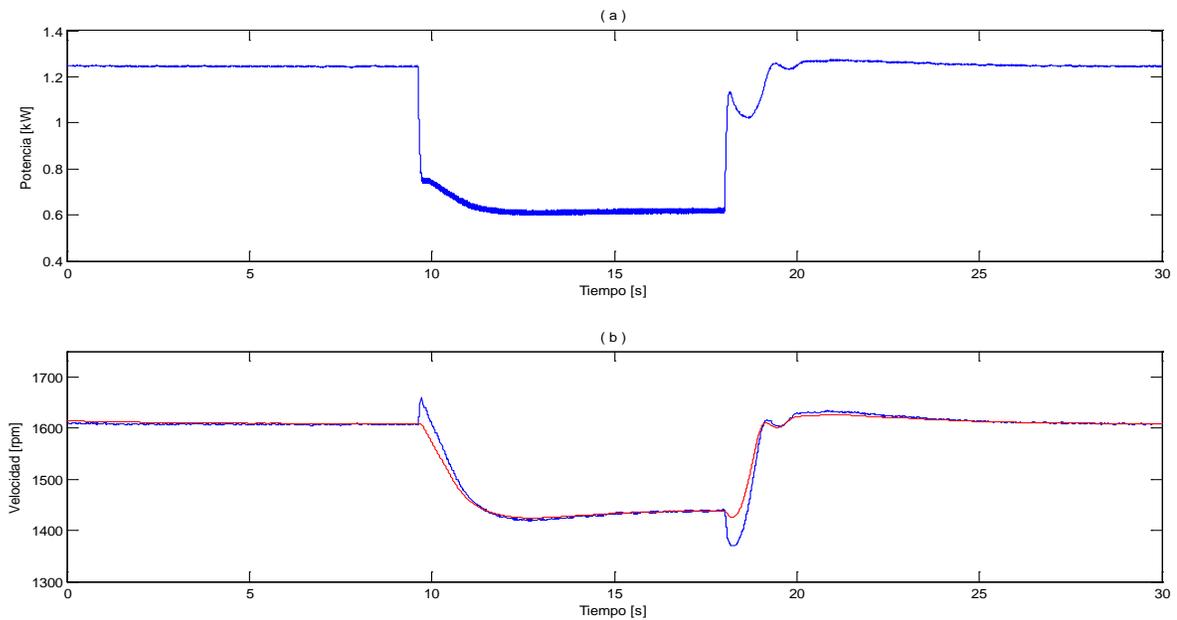


Figura 4.47: Esquema utilizado en prueba de desconexión de dos fases (fases a y b).

En este caso, en la figura 4.48, se pueden observar los gráficos derivados de la realización de esta prueba: potencia inyectada, velocidad real del sistema versus referencia, voltajes en carga y corrientes de línea y neutro.



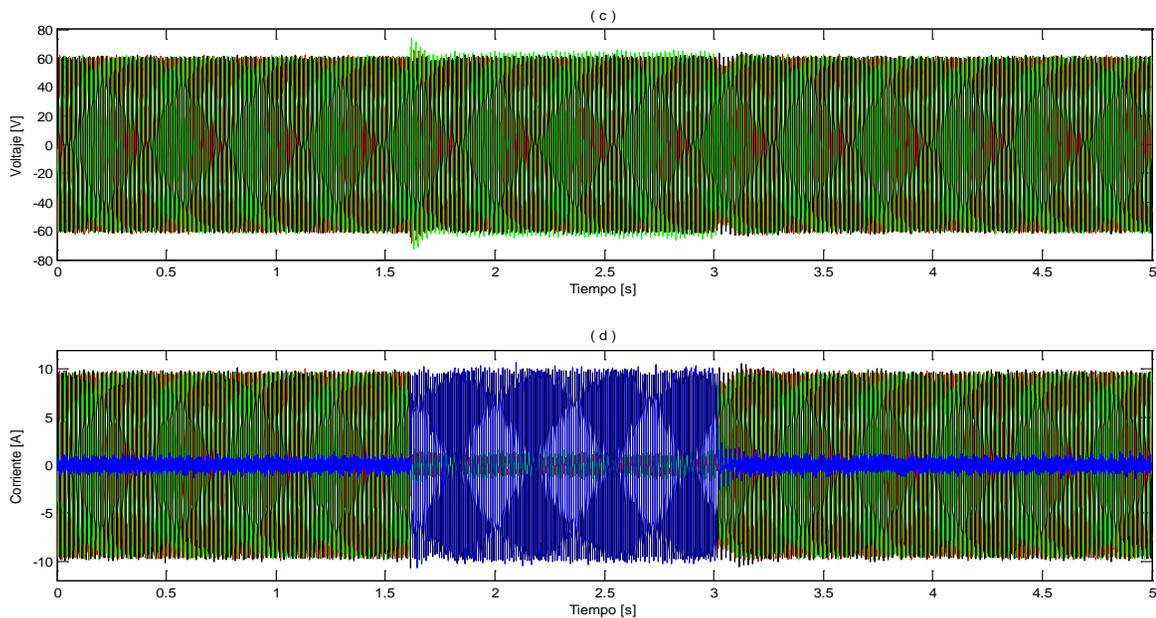


Figura 4.48: Niveles obtenidos en prueba desconexión/conexión de 2 fases

(a)Potencia entregada por generador, $t=30[s]$.

(b)Velocidad de giro del generador (azul) y referencia de velocidad de emulación diesel (rojo), $t=30[s]$.

(c)Voltajes fase-neutro en carga, $t=5[s]$.

(d)Corrientes de línea en carga y corriente de neutro (azul), $t=5[s]$.

En la figuras 4.48(a),(b) se observa que tanto la potencia inyectada como la velocidad de giro en generación se comportan de la misma forma que en el caso de desconexión total de las tres fases, analizado en la sección 4.1.6.1.3. Además, la diferencia entre la velocidad real de giro y la velocidad referencial en el momento de desconexión y reconexión de carga responde en manera análoga a lo ocurrido en la sección antes citada.

En general, el sistema de seguimiento de velocidad referencial presenta problemas en los momentos justos de aplicación de impactos, lo que sin embargo es compensado por el sistema de control de velocidad en un tiempo aceptable, por lo que no se presentan mayores complicaciones. Esta anomalía es posible de explicar en base a los mismos argumentos ya discutidos en la sección 4.1.6.1.3.

Los voltajes presentan variaciones apreciables al momento de la conexión/desconexión, de manera tal que siguen en analogía a la forma observada en pruebas precedentes de desconexión de carga, con comportamiento, tiempo de estabilización y variación de niveles en transientes similares a los de dichos experimentos (sección 4.1.5.2.2 y sección 4.1.6.1.3). La única excepción es que en este caso los voltajes manifiestan cierto nivel de desbalance: la tensión fase neutro de la fase “b” (color verde) se eleva por sobre 3,2 [V] (promedio) con respecto al nivel referencial, mientras que las otras fases siguen estando en el nivel referencial. De acuerdo a estos valores, dicho desbalance en tensiones es de 5,33%.

Del gráfico de corrientes (figura 4.48(d)) se aprecia un gran aumento de la corriente de neutro, lo que es esperable de acuerdo al gran desbalance en el que opera el sistema. No es posible observar en esta imagen la forma cierta en la cual varían las corrientes de cada línea, por lo que se hace necesario ver lo ocurrido en un acercamiento de dichos niveles.

Los gráficos a continuación (figura 4.49) establecen una comparación entre el comportamiento de los voltajes al momento de la desconexión de ambas fases y al momento de la reconexión de las mismas, con los niveles de corriente asociados a cada situación.

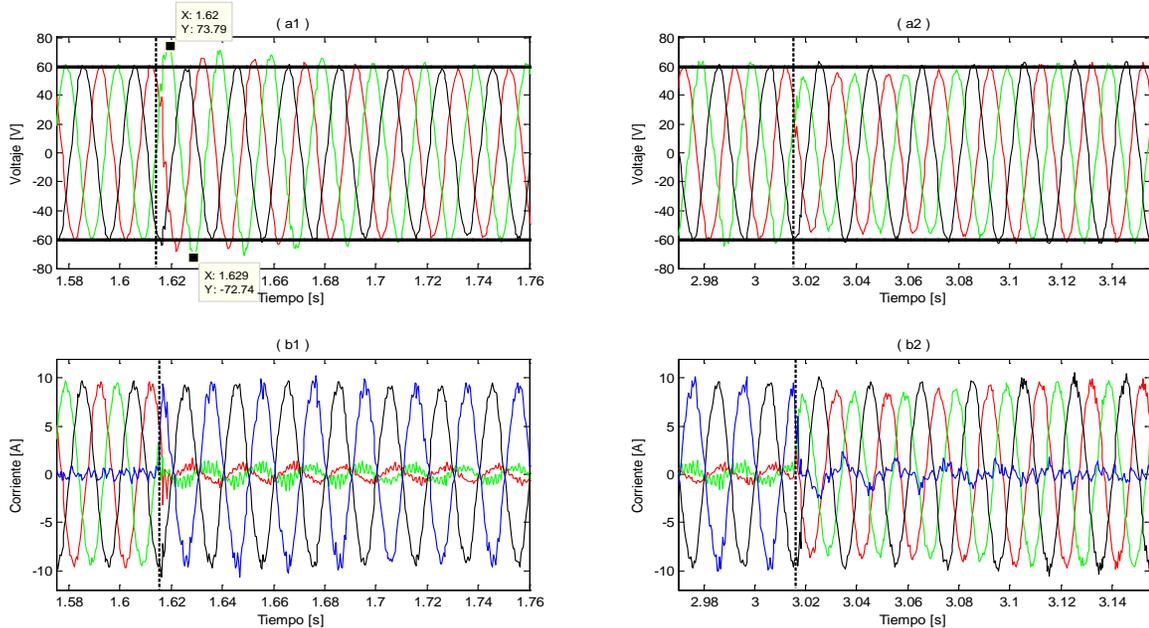


Figura 4.49: Niveles en carga al momento de desconexión/conexión de 2 fases.

(a1,a2) Voltajes fase-neutro en carga.

(b1,b2) Corrientes de línea en carga y corriente de neutro (azul).

En la figura 4.49(a1) y (a2), se observa la tendencia de que el voltaje en la fase “b” (verde) se eleva por sobre el nivel de la tensión de las otras fases, las que siguen la referencia de 60[V]. El tiempo de estabilización asociado es cercano a los 200[ms], tiempo consecuente con pruebas de desconexión total realizadas anteriormente. Sin embargo, en este caso, dicha estabilización se logra sólo para las fases “a” y “c”, manifestándose en forma permanente el desbalance del 5,33% antes mencionado con respecto a la fase “b”.

La distorsión armónica total durante el régimen permanente alcanza un valor de 2,97% (promedio de las 3 fases), con una leve desviación respecto a este valor para cada una de ellas. Una vez ocurrida la perturbación, la mayor distorsión se consigue en la fase “b”, y llega al 5,91%, al mismo tiempo que la fase “c” aumenta su distorsión armónica total, alcanzando el 4,21% (análisis espectral con tiempo de muestreo de 400[μs]). El valor de la fundamental para todos los escenarios vistos es $50 \pm 0,01$ [Hz] (error = 0,02%).

Las corrientes en la figura 4.49 dan cuenta de los momentos precisos en que se deja de alimentar o se retoma la alimentación de las fases involucradas, y se muestra que la corriente de neutro (color azul) compensa el desbalance de modo tal que se convierte en la corriente inversa (o negada) a la corriente de la línea C (color negro). De este modo, la suma total de todas las corrientes, en cualquier instante, es igual a cero.

Esta prueba justifica de total manera la necesidad de contar con la cuarta pierna del convertidor matricial, necesaria para la corriente de secuencia cero desprendida de los desbalances.

De esta manera, en base a todo lo anterior, se establece una respuesta adecuada del sistema de emulación del generador diesel eficiente, con niveles y calidad de seguimiento de velocidad referencial satisfactorios.

En el lado de salida de la etapa de conversión, ya se ha observado que las tensiones en carga se desbalancean apreciablemente. A pesar de esto, dicho desbalance no afecta a la fase que permanece conectada (la que se ciñe a la referencia de 60[V]), por lo que de todas formas se considera que el control respondería apropiadamente ante las necesidades de un sistema real (con la excepción de que la estabilización toma un tiempo considerablemente mayor al requerido en pruebas menos exigentes).

La distorsión armónica atribuible al desbalance afecta en forma leve a la fase que permanece alimentada (aumento de 1,18%), por lo que se considera razonable en función del impacto crítico al que se somete a la unidad (operación en vacío en 2 fases). Finalmente, la frecuencia fundamental de los voltajes en la salida del conversor permanece invariable, independiente de las exigencias requeridas.

4.1.6.2.5 Carga no lineal

Esta es la última prueba a la que se somete el sistema, en donde se busca establecer la respuesta adecuada de los controladores (velocidad de generación y tensiones en carga), cuando se conecta una carga de características no lineales en una de las fases.

Mientras el sistema alimenta una carga balanceada con 10[Ω] por fase, se conecta de manera repentina, en paralelo a la fase “a”, una carga compuesta por un diodo de potencia en serie con una resistencia de 10[Ω]. La figura 4.50 muestra la topología en carga para la prueba realizada.

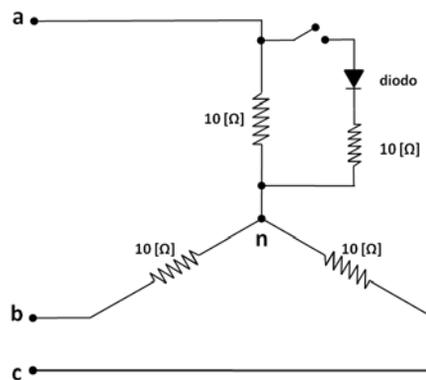


Figura 4.50: Topología en carga utilizada en prueba de impacto no lineal.

La configuración descrita anteriormente maximiza el impacto de carga asociado a la naturaleza de la prueba, de acuerdo a lo disponible en laboratorio. Impactos no lineales en dos o tres fases no suponen un desbalance tan abrupto, puesto que en dichos esquemas los desbalances ocurridos en cada una de las fases tienden a compensarse mutuamente.

A continuación, en la figura 4.51, se muestran los niveles de potencia, velocidad de giro, tensiones en carga y corrientes obtenidos para la prueba en cuestión.

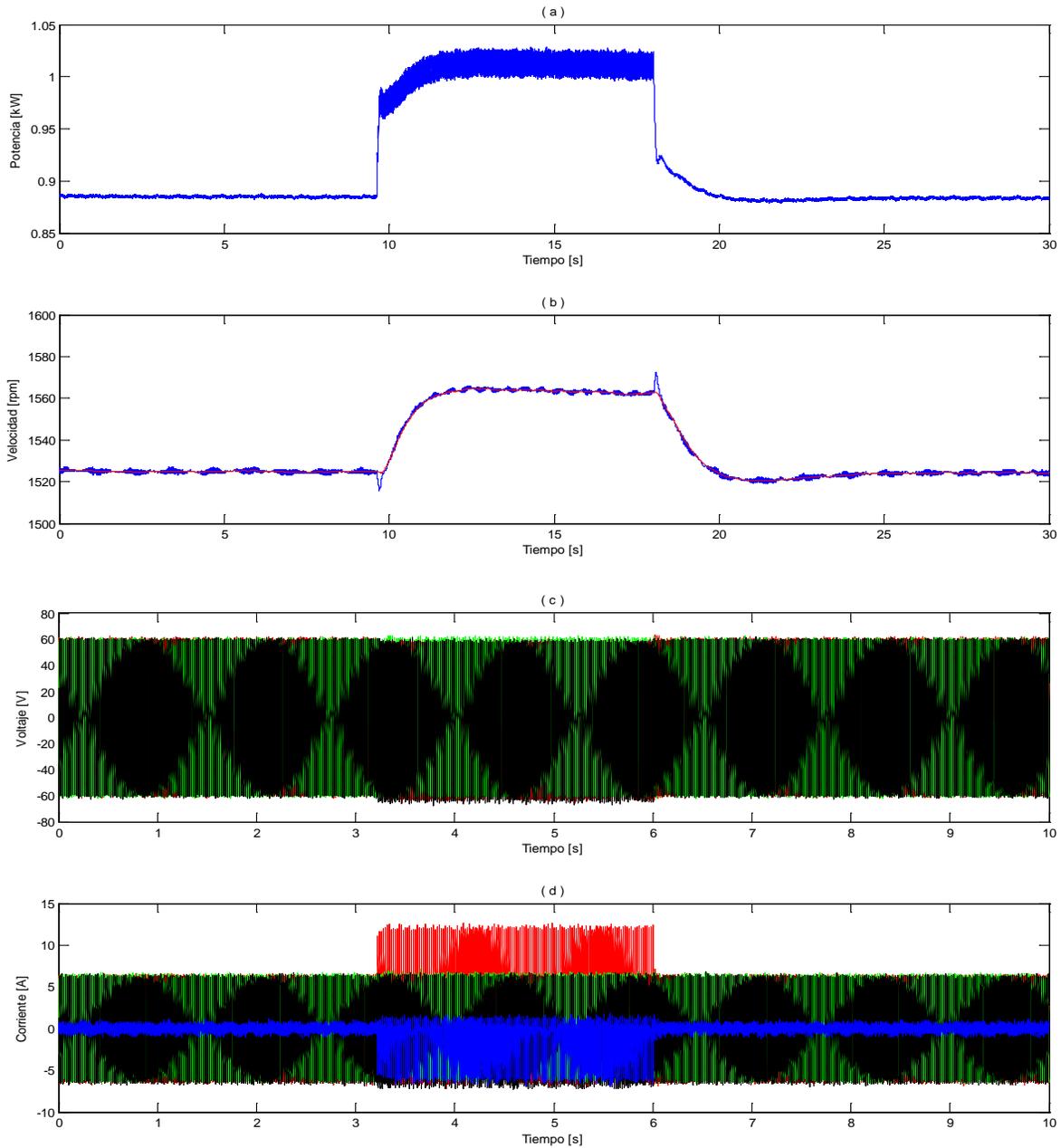


Figura 4.51: Niveles obtenidos en prueba de impacto no lineal monofásico

(a) Potencia entregada por generador, $t=30[s]$.

(b) Velocidad de giro del generador (azul) y referencia de velocidad de emulación diesel (rojo), $t=30[s]$.

(c) Voltajes fase-neutro en carga, $t=10[s]$.

(d) Corrientes de línea en carga y corriente de neutro (azul), $t=10[s]$.

De acuerdo a la figura 4.51, se aprecia un aumento de la potencia cercano a los 140[W] al momento del impacto, lo que establece una variación teórica en velocidad de 40[rpm], hecho que efectivamente se manifiesta al observar la forma en que se modifica la velocidad de giro.

Nuevamente existen discrepancias entre la referencia y la velocidad real al momento de ocurridos los cambios en carga, pero no deriva en mayores complicaciones.

Se observa que la potencia se torna apreciablemente ruidosa (oscila en un rango de 30[W]) una vez ocurrida la conexión no lineal, por lo que se deduce que las tensiones y corrientes de entrada al conversor matricial realmente se ven afectadas por el desbalance en carga, pues la medición de potencia inyectada por el generador está basada en dichas variables. Posteriormente resultará interesante estudiar de qué manera se verán afectadas las señales en carga debido a la existencia de dichas componentes armónicas a la entrada.

Ahora bien, al fijarse en los voltajes obtenidos para la carga, se ve que durante el tiempo que la carga no lineal permanece conectada, las tensiones se ponen ruidosas y dejan de oscilar en torno a cero (se desplazan en el eje de las ordenadas), lo que da cuenta de la existencia de una componente continua dentro de la distorsión producto del desbalance de impedancias.

Para asegurar que efectivamente la topología en carga utilizada (descrita en figura 4.50) cumple con la “no linealidad” deseada, se mide con dos sondas diferenciales de tensión: una en la rama puramente resistiva, y otra en la resistencia luego del diodo. También se mide la corriente de línea en cuestión, a modo de observar que ésta realmente deja de tener un comportamiento sinusoidal. Las curvas obtenidas en el osciloscopio de laboratorio se pueden observar a continuación, en la figura 4.52.

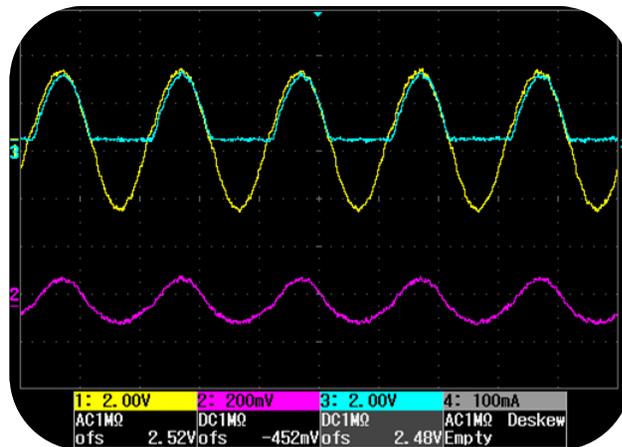


Figura 4.52: Voltajes (canales 1 y 3) y corriente (canal 2) en fase con carga no lineal.

Es posible ver que el voltaje se recorta de acuerdo a lo esperado, mientras que la caída en el voltaje observada a continuación del diodo (canal 3, color turquesa) respecto al voltaje de la rama puramente resistiva (color amarillo) se explica debido a la caída de tensión asociada al diodo, siendo de muy poca relevancia. Al ver la forma de la corriente de línea (color magenta), se corrobora que la corriente deja de ser una senoide.

Una vez verificada la premisa de que efectivamente se está alimentando un sistema críticamente no lineal, se procede con el estudio de las señales a la salida de la etapa de conversión. La figura 4.53 muestra un acercamiento de las tensiones y corrientes al momento de la perturbación.

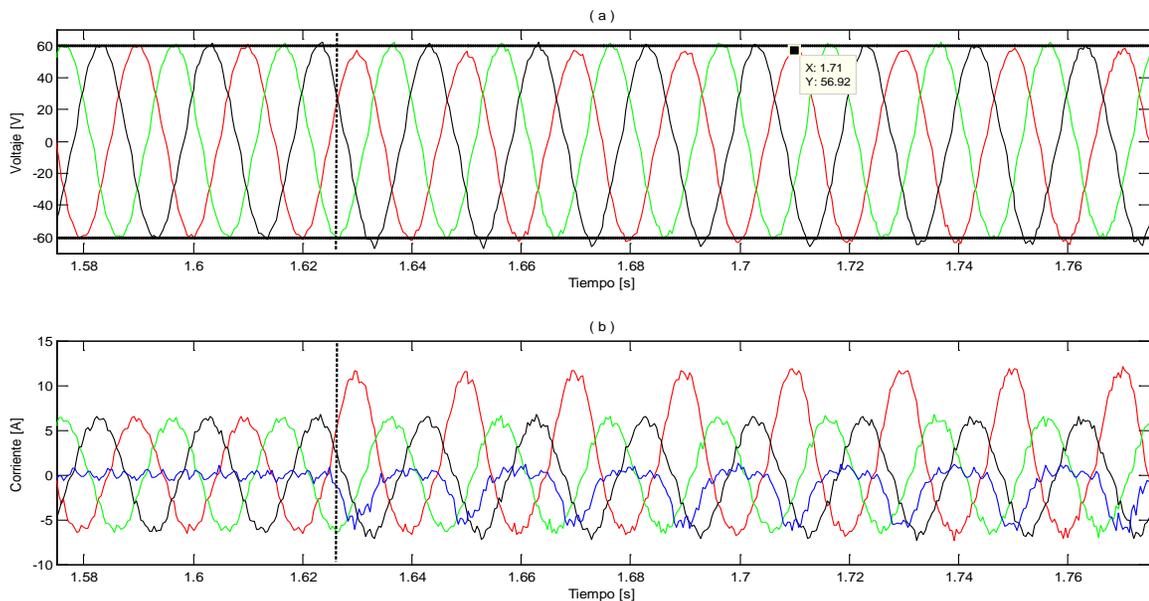


Figura 4.53: Niveles en carga al momento de impacto no lineal monofásico.

(a) Voltajes fase-neutro en carga.

(b) Corrientes de línea en carga y corriente de neutro (azul).

Las señales obtenidas luego de la conexión desbalanceada muestran que la corriente de neutro se torna oscilatoria y significativa (color azul), las corrientes en las fases no perturbadas permanecen invariantes y la corriente de la fase modificada presenta un aumento que sólo se manifiesta en la zona positiva, por lo que pierde la simetría respecto al nivel cero y deja de ser una onda sinusoidal.

En la figura 4.53(a), se tiene que el desplazamiento de las señales de tensión con respecto a cero ocurre en forma prácticamente instantánea una vez aplicado el desbalance, en donde se aprecia que en la parte superior el voltaje máximo deja de estar en 60[V] y se establece en un valor de 56,9[V]. Esto representa una variación del 5,1%.

La distorsión armónica total (THD) medida durante el régimen balanceado entrega un valor de 3,08%, mientras que durante la perturbación alcanza un valor promedio de 5,66%. La máxima distorsión se obtiene en la fase fase “a”, donde logra llegar a un valor de 7,33%.

El análisis espectral de la fase en cuestión, durante el régimen no lineal, se realiza con una rutina programada en MATLAB. La contribución de cada una de las frecuencias en niveles porcentuales con respecto a la fundamental, se observa en la figura 4.54.

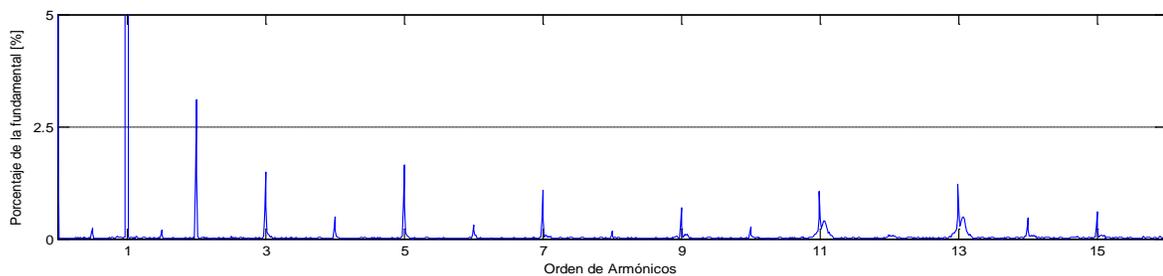


Figura 4.54: Análisis espectral para el caso de impacto monofásico no lineal.

Se realiza la cuantificación de cada uno de estos aportes, y se identifica el valor exacto de la frecuencia fundamental. La tabla a continuación (tabla 4.1) resume los valores obtenidos tras este análisis.

Frecuencia fundamental = 50,01[Hz]		
THD total = 7,33%		
Orden	Frecuencia [Hz]	%
0	0	5,88
1	50	100
2	100	3,1
3	150	1,5
5	250	1,65
7	350	1,08
9	450	0,68
11	550	1,05
13	650	1,23
15	750	0,61

Tabla 4.1: Contribución de cada frecuencia en la distorsión armónica total.

Se tiene que la frecuencia fundamental es de 50,01[Hz], con lo que el error referido a la frecuencia referencial es igual a 0,02% (prácticamente despreciable). Se observa que el valor de la componente continua (frecuencia=0[Hz]) es de 5,88%, y se acerca bastante al valor de 5,1% calculado anteriormente, en base a lo observado en la figura 4.53(a).

Por debajo de la contribución de la fundamental, se encuentra el 3,1% aportado por la frecuencia de 2° orden (100[Hz]). De todos los casos en que se ha analizado el espectro de las señales, éste es el único que ha evidenciado el aporte de componentes pares.

Se ve que para el sistema en cuestión, la existencia de distorsión armónica significativa es un fenómeno que no se puede evitar, y que se debe a que el controlador resonante no es capaz de responder de forma inmutable ante este tipo de situaciones. Sin embargo, el esquema de controlador utilizado ha demostrado ser bastante robusto y ágil al momento de ser sometido a otras perturbaciones, de naturaleza bastante diversa.

Finalmente, y desprendido del análisis de esta prueba, la opción de disponer de este esquema de generación cuando se le someta a condiciones tan exigentes como la recién detallada, va a depender del grado de calidad de alimentación que se desee. La confiabilidad es un hecho, por cuanto el sistema es capaz de seguir en funcionamiento, y efectivamente se logra operar de modo que el giro en generación se adapta al nivel de potencia, con lo que se satisface el criterio de optimalidad con respecto al uso de combustible.

CAPÍTULO V.
CONCLUSIONES

CONCLUSIONES

En el trabajo realizado, se logró implementar en laboratorio un sistema de generación de velocidad variable que utiliza un convertor matricial de cuatro piernas. La aplicación específica a la cual se orientó dicho montaje, es la emulación de un motor diesel de comportamiento óptimo, cuyo principal énfasis radica en alcanzar la máxima eficiencia en uso de combustible, a fin de reducir considerablemente los costos de generación.

Para lograr dicho cometido, primero debió resolverse el problema considerable que significó el montaje del sistema completo operando de forma adecuada, donde fue necesario dar solución a fallas de componentes y realizar mejoras afines al sistema requerido.

Una vez solucionada dicha etapa, se hizo posible la implementación de un algoritmo de emulación de un sistema de generación diesel de inercia programable, el cual sigue referencias de velocidad que fijan un consumo mínimo de combustible en función de la potencia requerida en carga. Cuando surgieron discrepancias entre la velocidad requerida por la emulación y la velocidad real medida desde el sistema, se propuso una estrategia de compensación de deslizamiento, la que permitió resolver el problema y establecer un seguimiento óptimo del giro real con respecto al referencial.

El convertor matricial fue elemento clave en el estudio del presente trabajo. En él se implementó una estrategia de modulación por vectores espaciales (SVM), la que junto con el controlador resonante encargado del control de voltajes en carga, permitieron alimentar con tensiones y frecuencias estables la salida del convertor, a pesar de las variaciones en amplitud y frecuencia de las señales de entrada, y de los dinamismos en carga.

Se estableció la metodología necesaria a fin de que la interfaz de conversión lograra operar con niveles de entrada variables. Para ello se implementó un algoritmo que incluye rutinas de compensación de retardos de medición, filtro sincrónico de frecuencia variable y sistema de filtraje dual, tanto para ángulo como para tensiones de entrada. Igualmente, y a modo de controlar el voltaje referencial en carga, se implementó un algoritmo de control basado en un controlador resonante sintonizado a 50 [Hz].

Al someter al sistema a la aplicación de rampas de velocidad en el lado de generación, fue posible verificar el funcionamiento de las rutinas para entrada variable, en un rango de frecuencias desde 50[Hz] hasta 130 [Hz]. Se comprobó que, a pesar de que el giro en generación varíe en un amplio rango, el control de tensiones de salida puede responder con una muy buena regulación durante estado estacionario en carga, cambios aplicados en el voltaje de referencia a la salida del convertor matricial, e impactos de carga, tanto balanceados como desbalanceados.

Cuando se habilita la rutina de emulación diesel, en una primera instancia se realizan pruebas de impactos trifásicos, de los que se obtienen respuestas aceptables para la calidad de las tensiones en carga. La excepción aparece cuando se aplica la desconexión completa de las tres fases, impacto que deriva en un tiempo de estabilización considerable de 200[ms].

Al realizar impactos desbalanceados con emulación diesel, el esquema de control de tensiones en carga logra soportar de forma satisfactoria dichas perturbaciones, a pesar de que algunas de ellas son bastante agresivas (operación en vacío de fases, impactos de 30% de carga, carga no lineal). Los casos que presentan un peor comportamiento son los impactos monofásicos LC y no lineal (NL), siendo este último el caso menos favorable. Para este caso, se observa la intrusión de componentes armónicas significativas en las tensiones en carga, con una distorsión armónica total cercana al 7,5%, en la fase donde se aplica la perturbación. También es posible distinguir la presencia de componentes armónicas en el estator del generador de imanes permanentes.

Si bien se suscitaron ciertas falencias en tensiones de salida ante las cargas recién mencionadas, dichas falencias no fueron excesivas, y la unidad pudo mantenerse en operación, con lo cual se vió asegurada la confiabilidad del sistema. Como los resultados no fueron aceptablemente buenos, pero tampoco extremadamente malos, el criterio que permita aceptar o rechazar la respuesta obtenida deberá basarse en la calidad de las señales que se requiera.

En general, el establecimiento de la velocidad óptima de giro se realizó sin mayores complicaciones en todo el rango de variaciones de potencia estudiados, e independientemente de la naturaleza de las cargas asociadas a dichas variaciones, por lo que el sistema de control de velocidad demostró ser robusto, ágil y preciso.

Considerando todo lo precedente, puede concluirse que los objetivos planteados pudieron ser satisfechos, de modo que el sistema finalmente logró operar de manera satisfactoria. La emulación diesel permite simular el comportamiento de motores de diferentes características mecánicas y tamaño, mientras que el sistema de control de tensiones es capaz de regular los niveles en carga, para un rango bastante amplio de velocidades de generación.

En base a los aspectos considerados en el trabajo, estudios futuros podrían plantear el aumento de los niveles de potencia en carga y buscar alternativas para mejorar el desempeño para casos en que, ante cierto tipo de impactos en carga, el control no es tan preciso. También podría resultar interesante estudiar esquemas diferentes al control resonante, a fin de regular las tensiones de salida.

Debido a lo típico de los esquemas eólico-diesel, se hace interesante la implementación de un sistema de emulación eólico que se integre al esquema del diesel desarrollado, a fin de verificar la respuesta del motor de combustión cuando éste se encargue del balance de potencia.

Desde el punto de vista económico, podría ser un buen aporte llevar a cabo un análisis en que se cuantifique la disminución en costos al operar sistemas eficientes de diferentes envergaduras, con la finalidad de hacerlos comercialmente más atractivos.

REFERENCIAS
BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R. Peña, R. Cárdenas, J. Proboste, J. Clare, G. Asher, “Wind-Diesel Generation Using Doubly fed Induction Machines”, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.23, n°1, pp 202-214, Mar. 2008
- [2] L.Tolbert, M.Tolbert, W.Peterson, T.Theiss. M.Scudiere, “Gen-Sets”, IEEE Industry Applications Magazine, pp 48-54, Mar-Abr. 2003.
- [3] L.Tolbert, W.Peterson, M.Scudiere, C.White, T.Theiss, J.Andriulli, C.Ayers, G.Farquharson, G.Ott, L.Seiber, “Electronic power conversion system for an advanced mobile generator set” Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, vol.3, pp.1763–1768, Sep-Oct. 2001
- [4] M.Kimura, H.Koharagi, S.Dodo, H.Arita, K.Tsubouchi, “A Permanent Magnet Synchronous Generator with Variable Speed Input for Co-Generation System”, in Proc. 2001 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, pp. 1419–1424, 2001.
- [5] J. B. Andriulli, A. E. Gates, H. D. Haynes, L. B. Klett, S. N. Matthews, E. A. Nawrocki, P. J. Otaduy, M. B. Scudiere, T. J. Theiss, J. F. Thomas, L. M. Tolbert, M. L. Yaus, and C. A. Voltz, “Advanced power generation systems for the 21st century: Market survey and recommendations for a design philosophy,” Oak Ridge National Laboratory, Tech. Rep., Nov. 1999.
- [6] Fan Yue, Patrick W. Wheeler, Nick Mason, Lee Empringham and Jon C. Clare, “Indirect Space Vector Modulation for a 4-Leg Matrix Converter”, Proceedings of PESC07, Orlando, Florida, Jun. 2007.
- [7] D.Chерup, “Modelling, Simulation and Performance Analysis of a Hybrid Power System for Mobile Medical Clinic”, Ph.D. Thesis University of Kassel, ISBN 3-89958-079-6, 2004.
- [8] R.Cárdenas, R.Peña, "Sensorless Vector Control of Induction Machines for Variable Speed Wind Energy Applications", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 19, n° 1, pp. 196-205, Mar. 2004.
- [9] R.Cárdenas, R.Peña, G.Asher, J.Clare, "Emulation of wind turbines and flywheels for experimental purposes", Proceeding of the European Power Electronics Conference, EPE 2001, Graz Austria, Ago. 2001.
- [10] Juri M., Carlos, “Estudio e implementación de estrategias de control para cargas desbalanceadas utilizando convertidores matriciales de cuatro piernas (Four-Leg Matrix Converters)”. Memoria de título para optar al grado de Ingeniero Civil Eléctrico. Universidad de Chile, Nov. 2010
- [11] Wang Jun, Zhao Zhengming, Sun Xiaoying “Comparisons of electric machines used for the electro-mechanical actuation systems in all-electric airplane”, Proceedings of IElectrical Machines and Systems, ICEMS 2003, Vol. 2, pp. 665-668, 9-11 Nov. 2003.
- [12] Cortés E, Patricio, “Esquema de control de un generador diesel de velocidad variable para sistemas eólico-diesel”. Tesis de grado para optar a título de Ingeniero Civil Electrónico. Universidad Técnica Federico Santa María, pp 14, Mar. 2003.
- [13] J. Jiang, “Optimal gain scheduling controller for a diesel engine”, IEEE Control Systems, Vol 14 N°4, pp 42-48, Ago. 1994

- [14] S. Roy, O. Malik, and G. Hope, "A k-step predictive scheme for speed control of diesel driven power plants," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.29, no. 2, pp. 389–396, Mar-Apr. 1993.
- [15] P.Wheeler, J.Clare, L.Empringham, A.Weinstein, "Matrix Converters: A technology review", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol.49, n°2, pp 276-288, Abr. 2002
- [16] P.Wheeler, J.Clare, L.Empringham, M.Bland, K.Kerris, "Matrix Converters", *IEEE Industry Applications Magazine*, vol.10, n°1, pp 59-65, Ene-Feb. 2004
- [17] A. Alesina, M. Venturini, "Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM AC-AC converters", in 19th Power electronics specialist conf. Rec. , vol.2., pp 1284-1291, 1988.
- [18] P.Wheeler, J.Clare, L.Empringham, "Enhancement of Matrix Converters Output Waveform Quality using minimized commutation times", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol.51, n°1, pp 240-244, Feb. 2004
- [19] P. Wheeler, D. Grant, "Optimised input filter design and low-loss switching technique for a practical matrix converter", *IEEE Proceedings of Electric Power Applications*, vol.144, n°1, pp 59-60, Ene. 1997
- [20] P.Nielsen, F.Blaabjerg, J.Pedersen, "New protection issues of a matrix converter design consideration for adjustable-speed drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.35, n°5, pp 1150-1161, Sep-Oct. 1999
- [21] A.Alesina, M.Venturini, "Analysis and design of optimum amplitude nine-switch direct AC-AC converters", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol.4, pp 101-112, Ene. 1989.
- [22] P.Nielsen, F.Blaabjerg, J.Pedersen, "Novel solutions for protection of matrix converter to three phase induction machine", *IEEE Industry application conference 32th IAS Annual Meeting*, vol.2, pp 1447-1454, Oct. 1997
- [23] D.Casadei, G.Serra, A.Trentin, L.Zarri, M.Calvini, "Experimental analysis of a matrix converter prototype base don new IGBT modules", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE*, vol.2, pp 559-564, Jun. 2005
- [24] P.Wheeler, P. Zanchetta, J. Clare, L. Empringham, M. Bland, D. Katsis, "Utility Power Supply Based on a Four-Output Leg Matrix Converter", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 44, N° 1, pp 174-186, Feb. 2008.
- [25] P.Wheeler, J.Clare, N.Mason, "Space Vector Modulation for a 4-Leg Matrix Converter", *Proceedings of the Power Electronics Specialist, PESC05*, pp 31-38, June 2005.
- [26] R.Cárdenas, R.Peña, P.Wheeler, J.Clare, "Experimental validation of a Space Vector Modulation method for a 4-leg Matrix Converter," *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010)*, 5th IET International Conference, pp 1-6, Abr. 2010.
- [27] M. Ryan, R. D. Lorenz, R. de Doncker, "Modelling of Multileg Sine-Wave Inverters a Geometric Approach", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, Nr. 6, pp. 1183-1191, Dec. 1999.

APÉNDICE A.
RUTINA DE EMULACIÓN DIESEL

CONTROL DE VELOCIDAD DIESEL

```
P_lectura=0.92*(Vai*Iain+Vbi*Ibin+Vci*Icin); //potencia entregada desde generador
P_lecturaf=(0.001883180179062*P_lectura+0.998116819820938*P_lecturaf); // filtro 3 Hz
```

```
//adaptación de niveles de laboratorio a valores de modelo utilizado
```

```
Px= P_lectura*2.1; //escalamiento de 1750 W (3phi) disponibles a 3700 W (3phi) del modelo
wx=2*speed-2100; //velocidad 1300-1800 RPM emulando rango de 500-1500 RPM del modelo
Wr=wx*0.1047197551; //transformación a [rad/s]
```

```
if (Wr>5) T_e=Px/Wr;
else T_e=Px*0.2; //limita torque elect
```

```
if (Diesel_enable==1) //Rutina diesel se ejecuta sólo si se habilita
{
    if(paso==50){ //rutina se realiza cada 50*100[us]
```

```
//Lazo de Control del Diesel, controlador PI
```

```
w_error= ref_f - Wr;
u1= u_last + (dw2*w_error);
u = u1 + (dw1*w_error);
if ((u>T_min) & (u<T_max)) u_last=u1;
```

```
//Actuador    u_last2= u;
              y= ((0.951229*y_last) + (0.048771*u_last2));
              y_last= y;
```

```
//CALCULO GANANCIA Kp
```

```
//Limitar wx y Px
```

```
if (wx<W[1])          wx= W[1];
else if (wx>W[3])     wx= W[3];

if (Px<P[1])         Px= P[1];
else if (Px>P[5])    Px= P[5];
```

```
//Lugar en la tabla por velocidad
```

```
if (wx>= W[1] & (wx<W[2]))    f= 2;
else if (wx>= W[2] & (wx<=W[3])) f= 3;
```

```
//Lugar en la tabla por potencia
```

```
if (Px>=P[1] & (Px<P[2]))    c= 2;
else if (Px>=P[2] & (Px< P[3])) c= 3;
else if (Px>=P[3] & (Px< P[4])) c= 4;
else if (Px>=P[4] & (Px<=P[5])) c= 5;
```

```
//Interpolación lineal para datos
```

```
Kx1= (((K[f][c-1] - K[f-1][c-1])/(W[f] - W[f-1]))*(wx - W[f-1])) + K[f-1][c-1];
Kx2= (((K[f][c] - K[f-1][c])/(W[f] - W[f-1]))*(wx - W[f-1])) + K[f-1][c];
K_p= (((Kx2 - Kx1)/(P[c] - P[c-1]))*(Px - P[c-1])) + Kx1;
```

```
//Actualizar la tabla de retardos
```

```
for (iii=0; iii<17; iii++)
{
    jj= 18 - iii;
    Y[jj]= Y[jj-1];
    //lista de 18 últimos valores de actuador guardados
}
}
```

```

//Combustión (n es el valor que determina de cuántos ciclos atrás se rescata el valor de y)
Y[1]= y;
n= (int)(9000/wx); //45*(1/0.00001 seg)*(1/50)= 9000 , (Nt=(Tau1/Ts))
if (n>18) n= 18; //limita n a un máximo de 18 (delay max)

//Torque del Diesel
T_mec= K_p*Y[n];
if (T_mec>T_max) T_mec= T_max;
else if (T_mec<T_min) T_mec= T_min;

//Calcula Potencia
Px= (T_mec*(wx*0.104719755)); //en rad/seg

//Referencia de velocidad según Potencia y Consumo de combustible
Pot_mec = (T_mec*Wr);
Pot_elec=(T_e*Wr);

//Relacion lineal entre P y w para velocidad de giro óptima
Referencia= ((0.27027027*Pot_elec) + 500.0)*0.104719755;
//ajustada para Pmax=3700W a 1500 RPM
ref_f=(0.99*ref_f_last)+(0.01*Referencia); //Filtro de 0.1Hz para Referencia
ref_f_last= ref_f;

if (ref_f>157.08) ref_f= 157.08; //en rad/seg
else if (ref_f<52.3598) ref_f= 52.3598;

//EMULACIÓN DE INERCIA
delta_torque= T_mec - T_e;
A= B + 400*J; // (2/(paso*100e-6)) = 400, paso=50
h= delta_torque/A;
w_ref= h + h_last - w_ref_last*((2*B) - A)/A;
if (w_ref>w_ref_max) w_ref= w_ref_max;
else if (w_ref<(52.35)) w_ref= 52.35;
w_ref_last=w_ref;
h_last=h;

//obtención de velocidad
rpm_final= (w_ref*9.549296586);
dato_w=(int)(4.09*rpm_final-2045); // envia rpm escalado a DAC para manejar variador

//COMPENSACION DESLIZAMIENTO
error_RPM=(rpm_final-wx);
O_w1=Ki_O*error_RPM+O_w0;
salida=Kp_O*error_RPM+O_w1;
salida_max=250;
if (salida>salida_max) salida=salida_max;
else if (salida<-salida_max) salida=-salida_max;
else O_w0=O_w1;

dato_compensf=(4.09*(rpm_final+salida)-2045);
if (dato_compensf>4090) dato_compensf=4090;
else if (dato_compensf<0) dato_compensf=0;

dato_compens=(int)dato_compensf;
dac(0,dato_compens); //escribe dato en DAC

```

```

    paso= 0; //resetea valor de paso
//bajar velocidad de motor al saltar protecciones
if((*(unsigned int *)DPR8 & 0xFFFFFFFF)!=0) dato_w=0;
    }
}
paso++;

if(Diesel_enable==0) // cuando la rutina no se realiza
{
    paso= 10;
    u= 0.0;
    u1= 0.0;
    u_last= 35.0;
    rpm_final= rpm_ref_pi;

    dato_w=0; //RPM min
    dac(0,dato_w); //escribe dato en DAC
}
*led_port |= 0x00000001; //led de fin de interrupciones
}

```

VECTORES UTILIZADOS

// Definición de valores para la matriz de ganancias Kp a usar para interpolación

```

K[1][1]= 0.60465116279072; K[1][2]= 1.35658914728660;
K[1][3]= 1.07792207792211; K[1][4]= 0.67295597484275;
K[1][5]= 0.85815217391304; K[2][1]= 1.50819672131146;
K[2][2]= 2.99999999999975; K[2][3]= 5.11627906976765;
K[2][4]= 4.51063829787121; K[2][5]= 4.56521739130439;
K[3][1]= 1.08536585365864; K[3][2]= 2.90163934426240;
K[3][3]= 4.03448275862088; K[3][4]= 3.53086419753067;
K[3][5]= 4.47499999999973;

```

```

P[1]= 0.0;          P[2]= 1000.0;
P[3]= 2500.0;     P[4]= 3000.0;
P[5]= 3700.0;

```

```

W[1]= 500.0;
W[2]= 1000.0;
W[3]= 1500.0;

```

APÉNDICE B.
CÓDIGO DEL PROGRAMA.

PROGRAMA PRINCIPAL

```
//inclusión de librerías necesarias
#include <stdio.h>
#include <c6x.h>...
//definición de los registros de la tarjeta de interfaz/control
unsigned int *led_port = (unsigned int *) 0x90080000;
unsigned int *dpr0 = (unsigned int *) 0xA0000000;    /* 1st external memory address */
unsigned int *dpr1 = (unsigned int *) 0xA0000001;
...
//definición de funciones (OMITIDO)
//definición de variables (OMITIDO)

//programa MAIN
void main()
{
*((volatile unsigned int *)0x90080004) = *((volatile unsigned int *)0x90080004) | 0x030000;
DSK6713_init();

Wf=2*3.14159265358979*30;
k1fs=exp(-Wf*100e-6);//valores fitro sincronico tensiones entrada
k0fs=1-k1fs;        //valores fitro sincronico tensiones entrada
Wf=2*3.14159265358979*10;
k1fa=exp(-Wf*100e-6); //valores fitro sincronico angulo entrada
k0fa=1-k1fa; //valores fitro sincronico angulo entrada
*led_port &= 0xffff0000;
errordlf=0;
errordllf=0;
errordlllf=0;
errorglf=0;
errorgllf=0;
errorglllf=0;
ii=0;
kk=0;
ll=0;
//Habilita al McBSP0 para salir por el conector de Periféricos
recibeV_abg();
ii=0;
kk=0;
ll=0;
recibeABC_abg();
ii=0;
kk=0;
ll=0;
recibeTetra_vector();
ii=0;
kk=0;
ll=0;
recibeSectores();
ii=0;
kk=0;
ll=0;
recibeVector3D();
ii=0;
kk=0;
ll=0;
nn=0;
recibe_controlador();
init_vectors();
Tseq=100e-6; //frecuencia de muestreo
CSR = 0x100; //global disable maskable interrupts
```

```

IER = 2; //disable all interrupts except NMI
*(unsigned volatile int *)EMIF_GCR = 0x3320; /* EMIF global control */
*(unsigned volatile int *)EMIF_CEO = 0x30; /* EMIF CEOcontrol */
*(unsigned volatile int *)EMIF_CE1 = 0x02208802; /* EMIF CE1 control, 8bit async */
*(unsigned volatile int *)EMIF_CE2 = 0x30D3C321; /* FPGA memory space */
*(unsigned volatile int *)EMIF_SDCTRL = 0x57116000; /* EMIF SDRAM control ZZ */
*(unsigned volatile int *)EMIF_SDRP = 0x61a; /* EMIF SDRM refresh period */
reset_FPGA_mem();
timer0_init();
timer1_init();
init_FPGA();
p_reset();
set_pwm_period(100);
pwm_reset();
init_ADC();
read_ADC();
init_ADC2();
read_ADC2();
init_McBSP0(); // Inicializa configuracion puerto serie
while (*dpr0&0x00000010)
*dpr0|=0x0000000F; // enable state machines
*dpr1=0x00000000;
*dpr1=0x00000000;
*dpr0|=0x00004000; // enable PWM

*dpr0|=0x00000800; // Enable interrupt driven conversion.
save=0;
*dpr0|=0x0000000F;
*(unsigned int *)DPR12 = 0xFFFFFFFF;
*(unsigned int *)DPR12 &= 0xFFFFE3FF;
ii=0;
ICR=0xFFFF; //clear all pending interrupts
IER|=0x0010; //Enable ext int 4
CSR|=0x1; //global interrupt enable

while (1)
{
    if (*dpr0&0x00000010)
    {
        {
            *dpr0&=0xFFFFFFFF0;
            *led_port &= 0xfffffff7;
        }
    }
    else
    {
        {
            *dpr0 |=0x0000000F;
            *led_port |= 0x00000008;
        }
    }
}
}
// COMIENZO DE RUTINA DE INTERRUPCIONES
interrupt void pwm_isr()
{
    *led_port &= 0xffffffe;
    *dpr0n |= 0x40;
    while (*dpr1 & 0x80000000);
    read_ADC();
    while (*dpr1n & 0x80000000);
    read_ADC2();
    if (TRIP) *(unsigned int *)DPR8 |= 0x0001;

    if(controlRele==0) dato1=0;
    else dato1=1065; // prender el relé de estado sólido
}

```

```

//bajar velocidad de motor al saltar proteccion
if((* (unsigned int *)DPR8 & 0xFFFFFFF)!=0) dato=0;
canal=1;
output_reg = *(unsigned volatile int *)McBSP0_SPCR & 0x00020000;
if (output_reg!=0)
{
temp = (canal << 14) | (0x2 << 12) | (0x0FFF & dato1);
*(unsigned volatile int *)McBSP0_DXR = temp; //Escribe el nuevo dato al DAC
}

// Calcula velocidad rotacional
if (++Lcuenta==4)
{
Lcuenta=0;
posR1>(*dpr13>>16);
delta=(float)(posR1)-(float)(posR0);
if (delta<0) delta=delta+10000.0;
if (delta>135) delta=deltaA; //120 corresponde al delta asociado a 1800 rpm en un lapso de 4*100 [us]
deltaA=delta;
suma=suma+delta;
if (++Ncuenta==50)
{
Ncuenta=0;
speed=suma*0.2998; //Factor es igual a 0.0314*9.5493
suma=0;
}
posR0=posR1;
}

//Transformación de Voltajes de entrada ABC a coordenadas alfa-beta
Vbetai=0.6666666666666667*Vai-0.3333333333333333*Vbi-0.3333333333333333*Vci;
Valfai=-0.577350269189626*(Vbi-Vci);
//cálculo para frecuencia de entrada  $We=wi\_var=d(Theta)/dt$ 
wi_v=0.41887902*speed; //factor es igual a (2pi/15)
wi_var=0.006263487375222*wi_v+0.993736512624778*wi_var; // 10 Hz
//Filtro para tensiones alfa-beta de entrada
//Angulo para el eje rotatorio ficticio
Th_Wi=Th_Wi-wi_var*Tseq;
if (Th_Wi>TWOPI) Th_Wi=Th_Wi-TWOPI;
if (Th_Wi<0) Th_Wi=Th_Wi+TWOPI;
//Componentes d-q para filtro sincronico
Vd=(Valfai*cosp(Th_Wi))-(Vbetai*sinsp(Th_Wi));
Vq=(Valfai*sinsp(Th_Wi))+(Vbetai*cosp(Th_Wi));
//Componentes d-q de tension filtradas
Vdf=(k0fs*Vd)+(k1fs*Vdf);
Vqf=(k0fs*Vq)+(k1fs*Vqf);
Vdf2=(k0fa*Vd)+(k1fa*Vdf2);
Vqf2=(k0fa*Vq)+(k1fa*Vqf2);
//Vuelta a componentes alfa-beta
Valfaif=(Vdf*cosp(Th_Wi))+(Vqf*sinsp(Th_Wi));
Vbetaif=(-1*Vdf*sinsp(Th_Wi))+(Vqf*cosp(Th_Wi));
Valfaif2=(Vdf2*cosp(Th_Wi))+(Vqf2*sinsp(Th_Wi)); // usada en compensación de fase tensión de entrada
Vbetaif2=(-1*Vdf2*sinsp(Th_Wi))+(Vqf2*cosp(Th_Wi));

Vim=sqrtsp(Valfaif*Valfaif+Vbetaif*Vbetaif);
Vmax=0.85*Vim; //Q max
Edc=1.5*Vim;
// Ahora la salida
Th_Wo=Th_Wo-wo*Tseq;
if (Th_Wo>TWOPI) Th_Wo=Th_Wo-TWOPI;
if (Th_Wo<0) Th_Wo=Th_Wo+TWOPI;

```

```
// Señales de salida que deberían ser generadas desde los controladores
```

```
if (control_A) Var=Vref*sinsp(Th_Wo);  
else Var=0.4*Vim*sinsp(Th_Wo);  
if (control_B) Vbr=Vref*sinsp(Th_Wo+2.09439510239320);  
else Vbr=0.4*Vim*sinsp(Th_Wo+2.09439510239320);  
if (control_C) Vcr=Vref*sinsp(Th_Wo+4.18879020478639);  
else Vcr=0.4*Vim*sinsp((Th_Wo+4.18879020478639));  
if (reset)  
{  
kk=0;  
reset=0;  
while (kk<=3)  
{  
Xka[kk]=0;  
Xkb[kk]=0;  
Xkc[kk]=0;  
kk++;  
}  
}
```

```
//CONTROL RESONANTE FASE A
```

```
if (control_A)  
{  
error_A=(Var-val);  
Xk1a[0]=As[0]*Xka[0]+As[1]*Xka[1];  
Xk1a[1]=As[2]*Xka[0]+As[3]*Xka[1]+As[4]*Xka[2]+As[5]*Xka[3]+Bs[0]*error_A;  
Xk1a[2]=As[6]*Xka[2]+As[7]*Xka[3];  
Xk1a[3]=As[8]*Xka[2]+As[9]*Xka[3]+Bs[1]*error_A;  
Varef=Cs[0]*Xka[0]+Cs[1]*Xka[1]+Cs[2]*Xka[2]+Cs[3]*Xka[3]+Ds*error_A;  
if (Varef>Vmax) Varef=Vmax;  
else if (Varef<-Vmax) Varef=-Vmax;  
else  
{  
ll=0;  
while (ll<=3)  
{  
Xka[ll]=Xk1a[ll];  
ll++;  
}  
}  
else Varef=Var;
```

```
//CONTROL RESONANTE FASE B
```

```
if (control_B)  
{  
error_B=(Vbr-vbL);  
Xk1b[0]=As[0]*Xkb[0]+As[1]*Xkb[1];  
Xk1b[1]=As[2]*Xkb[0]+As[3]*Xkb[1]+As[4]*Xkb[2]+As[5]*Xkb[3]+Bs[0]*error_B;  
Xk1b[2]=As[6]*Xkb[2]+As[7]*Xkb[3];  
Xk1b[3]=As[8]*Xkb[2]+As[9]*Xkb[3]+Bs[1]*error_B;  
Vbref=Cs[0]*Xkb[0]+Cs[1]*Xkb[1]+Cs[2]*Xkb[2]+Cs[3]*Xkb[3]+Ds*error_B;  
if (Vbref>Vmax) Vbref=Vmax;  
else if (Vbref<-Vmax) Vbref=-Vmax;  
else  
{  
ll=0;  
while (ll<=3)  
{  
Xkb[ll]=Xk1b[ll];  
ll++;  
}  
}
```

```

    }
}
else Vbref=Vbr;

//CONTROL RESONANTE FASE C
if (control_C)
{
error_C=(Vcr-vcl);

Xk1c[0]=As[0]*Xkc[0]+As[1]*Xkc[1];
Xk1c[1]=As[2]*Xkc[0]+As[3]*Xkc[1]+As[4]*Xkc[2]+As[5]*Xkc[3]+Bs[0]*error_C;
Xk1c[2]=As[6]*Xkc[2]+As[7]*Xkc[3];
Xk1c[3]=As[8]*Xkc[2]+As[9]*Xkc[3]+Bs[1]*error_C;
Vcref=Cs[0]*Xkc[0]+Cs[1]*Xkc[1]+Cs[2]*Xkc[2]+Cs[3]*Xkc[3]+Ds*error_C;
if (Vcref>Vmax) Vcref=Vmax;
else if (Vcref<-Vmax) Vcref=-Vmax;
else
{
ll=0;
while (ll<=3)
{
Xkc[ll]=Xk1c[ll];
ll++;
}
}
else Vcref=Vcr;
}

```

//ALGORITMO SVM (OMITIDO)

//ADQUISICION DE DATOS

```

if (save==1)
{
Ncount++;
buffer_full=0;

if (ii>4000) controlRele=1;
if (ii>7500) controlRele=0;

if (ii<12500)
{
//guarda valores en vectores asociados
Vab[ii]=Vai;
Vbc[ii]=Vbi;
lai[ii]=lain;
lbi[ii]=lbin;
lci[ii]=lcin;
AUX1[ii]=Qratio;
AUX2[ii]=speed;
AUX3[ii]=P_lectura;
AUX4[ii]=Vclamp;
AUX5[ii]=lalfain;
AUX6[ii]=lbetain;
AUX7[ii]=dato_w;
AUX8[ii]=Valfaif;
AUX9[ii]=Vbetaif;
AUX10[ii]=P_lecturaf;

lao[ii]=iao;
lbo[ii]=ibo;
lco[ii]=ico;
}
}

```

```

        Ino[ii]=ino;
        VaL[ii]=vaL;
        VbL[ii]=vbL;
        VcL[ii]=vcL;
    }
        else
        {
            save=0;
        }
    if (Ncount==Nmuestras)
    {
        ii++;
        Ncount=0;
    }
    else
    {
        save=0;
        buffer_full=1;
        ii=0;
    }
}

```

// RUTINA EMULACION DIESEL (OMITIDO) (ver en Apéndice A)
// FIN DE RUTINA DE INTERRUPCIONES

```

void recibeV_abg(void)
{ while (ii==0) V_abg[kk][ll]=envia;
}
void recibeABC_abg(void)
{ while (ii==0) ABC_abg[kk][ll]=envia;
}
void recibeTetra_vector(void)
{ while (ii==0) tetra_vector[kk][ll]=lenvia;
}
void recibeSectores(void)
{ while (ii==0) sectores[kk][ll]=lenvia;
}
void recibeVector3D(void)
{ while (ii==0) vector3D[kk][ll][nn]=lenvia;
}
void recibe_controlador(void)
{
while (ii==0) As[kk]=envia;
ii=0;
kk=0;

while (ii==0) Bs[kk]=envia;
ii=0;
kk=0;

while (ii==0) Cs[kk]=envia;

}
void p_reset(void)
{
*(unsigned int *)DPR0&=0xFFFFFFFF7F;
*(unsigned int *)DPR0|=0x00000080;
*dpr0n&=0xFFFFFFFF7F;
*dpr0n|=0x00000080;
}

```

```

}
void pwm_reset(void)
{
*(unsigned int *)DPR0|=0x00008000;
*(unsigned int *)DPR0&=0xFFFF7FFF;
*dpr0n|=0x00008000;
*dpr0n&=0xFFFF7FFF;
}
void reset_FPGA_mem(void)
{
*dpr0 =0;
*dpr1 =0;
...
*dpr0n =0;
*dpr1n =0;
...

    ii=0;
    while (ii<12500)
    {
    Vab[ii]=0;
    Vbc[ii]=0;
    lai[ii]=0;
    lbi[ii]=0;
    lci[ii]=0;
    ...
    ii++;
    }
    ii=0;
    while (ii<=3)
    {
Xka[ii]=0;
    Xkb[ii]=0;
    Xkc[ii]=0;
    Xk1a[ii]=0;
    Xk1b[ii]=0;
    Xk1c[ii]=0;
    ii++;
    }

}

void read_ADC(void)
{
    unsigned int reg3,reg4,reg5,reg6,reg7;
    reg3 = (*(unsigned int *)DPR3);
    reg4 = (*(unsigned int *)DPR4);
    reg5 = (*(unsigned int *)DPR5);
    reg6 = (*(unsigned int *)DPR6);
    reg7 = (*(unsigned int *)DPR7);

    // Read adc0 to adc4
    adc0 = (reg3 & 0x3FFF);
    adc1 = (reg3 & 0x3FFF0000) >> 16;

    adc2 = (reg4 & 0x3FFF);
    adc3 = (reg4 & 0x3FFF0000) >> 16;

    adc4 = (reg5 & 0x3FFF);
    adc5 = (reg5 & 0x3FFF0000) >> 16;

```



```

        *(unsigned int*)TIMER0_COUNT = 0;
        *(unsigned int*)TIMER0_CTRL |= 0x0c0; //Start timer
        while ((*unsigned int *)TIMER0_COUNT)<4000); //Wait for 8 CPU clock cycles
        *(unsigned int*)TIMER0_CTRL &= 0xFF7F; //Hold timer
    // Delay set for ~10kHz sampling. This ensures that ADC input has settled between sample and hold operations
    }

    offset0 = (float)sum0/(float)Ntimes;
    offset1 = (float)sum1/(float)Ntimes;
    offset2 = (float)sum2/(float)Ntimes;
    ...
}
void init_FPGA(void)
{
    //Emulate power on reset
    *(unsigned int *)DPRO &= 0xFFFFF7F; //set Power_on_reset low in FPGA
    *(unsigned int *)DPRO |= 0x00000080; //set Power_on_reset high in FPGA to reset DSP
    *dpr0n &= 0xFFFFF7F; //set Power_on_reset low in FPGA
    *dpr0n |= 0x00000080; //set Power_on_reset high in FPGA to reset DSP
    // Times T1, T2, T3 for the state machine.
    *(unsigned int *)DPR2 = 0x06218862;
    *(unsigned int *)DPR12 &= 0xFFBFFFFF; // Enable clamp trip.
    *dpr12n &= 0xFFFFFFF; // Enable clamp trip.
}
void set_pwm_period(unsigned int period) // Value of period in uS.
{
    unsigned int value,to_load,x;
    x=0;
    value=(unsigned int)(period*50); // get number of FPGA clock cycles
    to_load=0xFFFF-(value-1); // get value to be loaded
    to_load=to_load<<16; // Shift value to upper 16 bits
    x=*dpr0;
    x&=0x0000FFFF; // upper 16 bits in zero
    x|=to_load; // put value there
    *dpr0=x; // write register
}

void timer0_init(void)//1
{
    *(unsigned volatile int *)TIMER0_CTRL &= 0xFF3F; //hold the timer
    *(unsigned volatile int *)TIMER0_CTRL |= 0x200; //use internal clock
    *(unsigned volatile int *)TIMER0_CTRL &= 0xFEFF; //pulse mode
    *(unsigned volatile int *)TIMER0_PRD = 0xFFFFFFFF; // set period to maximum
}
void timer1_init(void)//2
{
    *(unsigned volatile int *)TIMER1_CTRL &= 0xFF3F; //hold the timer
    *(unsigned volatile int *)TIMER1_CTRL |= 0x200; //use internal clock
    *(unsigned volatile int *)TIMER1_CTRL &= 0xFEFF; //pulse mode
    *(unsigned volatile int *)TIMER1_PRD = 0xFFFFFFFF; //set period to max
}
void pll_set()
{
    *(unsigned volatile int *)PLL_CSR = 0x8; //start reset pll
    *(unsigned int*)TIMER1_COUNT = 0;
    *(unsigned int*)TIMER1_CTRL |= 0x0c0; //Start time
    while ((*unsigned int *)TIMER1_COUNT)<3000); //wait time
    *(unsigned volatile int *)PLL_M =0x7; //PLL X7
    *(unsigned volatile int *)PLL_DIV0 =0x00008000; //ENABLE THE DIVO FOR 1
    *(unsigned volatile int *)PLL_CSR = 0x0; //end reset pll
}

```

```

        *(unsigned int*)TIMER1_COUNT = 0;
        *(unsigned int*)TIMER1_CTRL |= 0x0c0; //Start time
        while ((*unsigned int *)TIMER1_COUNT)<3000); //wait time
    *(unsigned volatile int *)PLL_CSR |= 0x1; //start reset pll
}

void init_vectors()
{
vector_fpga[0]=0x004000; //dummy vector for starting
vector_fpga[1]=0xA80000;
vector_fpga[2]=0x020000;
...
// Definición de valores para matriz de ganancias Kp a usar para interpolación en emulación diesel (OMITIDO)

void init_McBSP0(void)//3
{
    unsigned int x=0;

    x = *((volatile unsigned int *)0x90080004);
    *((volatile unsigned int *)0x90080004) = x| 0x030000;
    *(unsigned volatile int *)McBSP0_SPCR &= 0xFF3EFFF;
    *(unsigned volatile int *)McBSP0_SRGR = 0x20000004;
    *(unsigned volatile int *)McBSP0_SPCR &= 0xFFFFF7FF;
    *(unsigned volatile int *)McBSP0_SPCR |= 0x00001000;
    *(unsigned volatile int *)McBSP0_PCR &= 0xFFFFFFFF;
    *(unsigned volatile int *)McBSP0_PCR |= 0x00001B09;
    *(unsigned volatile int *)McBSP0_XCR = 0x00050040;
    *(unsigned int*)TIMER0_COUNT = 0;
    *(unsigned int*)TIMER0_CTRL |= 0x0c0;
    while ((*unsigned int *)TIMER0_COUNT)<2);
    *(unsigned int*)TIMER0_CTRL &= 0xFF7F;
    *(unsigned volatile int *)McBSP0_SPCR |= 0x00400000;
    *(unsigned int*)TIMER0_COUNT = 0;
    *(unsigned int*)TIMER0_CTRL |= 0x0c0;
    while ((*unsigned int *)TIMER0_COUNT)<6);
    *(unsigned int*)TIMER0_CTRL &= 0xFF7F;
    *(unsigned volatile int *)McBSP0_SPCR |= 0x00010000;
}
//escribir valores en canales DAC
void dac(unsigned int canal, short dato)
{
    short temp;

    if (canal<=3)
    {
        temp = (canal << 14) | (0x2 << 12) | (0x0FFF & dato);
        *(unsigned volatile int *)McBSP0_DXR = temp; //Escribe el nuevo dato al DAC
    }
}

void read_ADC2(void)
{
    unsigned int reg3,reg4;
    reg3 = (*dpr3n);
    reg4 = (*dpr4n);
    // Read adc0n to adc2n
    adc0n = (reg3 & 0x3FFF);
    adc1n = (reg3 & 0x3FFF0000) >> 16;
    adc2n = (reg4 & 0x3FFF);
    Iain=((float)adc0n-offset0n)*IGAININ;
    Icin=((float)adc1n-offset1n)*IGAININ;
    Ibin=((float)adc2n-offset2n)*IGAININ;
}

```

```

// Protección por Software de corrientes de entrada
    if ((abs(Iain))>20) *(unsigned int *)DPR8 |= 0x0003 ;
    if ((abs(Ibin))>20) *(unsigned int *)DPR8 |= 0x0004 ;
    if ((abs(Icin))>20) *(unsigned int *)DPR8 |= 0x0005 ;
}

void init_ADC2(void)
{
    int x;
    int sum0, sum1, sum2, sum3, sum4, sum5, sum6, sum7, sum8, sum9;
    unsigned int reg3, reg4, reg5, reg6, reg7;
    int Ntimes=10000;
    sum0 = 0;
    sum1 = 0;
    sum2 = 0;
    ...

    *dpr0n &= 0xFFFF00FF; // set to software start of the ADCs

    for(x=0;x<Ntimes;x++)
    {
        *dpr0n |= 0x40; //Software start to the AD converters.

        // Wait for completion of ADC conversion
        while ((*dpr1n)&0x80000000);

        reg3 = (*dpr3n);
        reg4 = (*dpr4n);
        reg5 = (*dpr5n);
        reg6 = (*dpr6n);
        reg7 = (*dpr7n);

        // Read adc0 to adc4
        adc0n = (reg3 & 0x3FFF);
        adc1n = (reg3 & 0x3FFF0000) >> 16;
        ...
        adc9n = (reg7 & 0x3FFF0000) >> 16;

        sum0+=adc0n;
        sum1+=adc1n;
        ...
        sum9+=adc9n;

        *(unsigned int*)TIMER0_COUNT = 0;
        *(unsigned int*)TIMER0_CTRL |= 0x0c0; //Start timer

        while ((* (unsigned int *)TIMER0_COUNT)<4000); //Wait for 8 CPU clock cycles

        *(unsigned int*)TIMER0_CTRL &= 0xFF7F; //Hold timer
        // Delay set for ~10kHz sampling. This ensures that ADC input has settled between
        // sample and hold operations
    }

    offset0n = (float)sum0/(float)Ntimes;
    offset1n = (float)sum1/(float)Ntimes;
    ...
    offset9n = (float)sum9/(float)Ntimes;
}

// FIN CODIGO DE PROGRAMA

```

APÉNDICE C.
DESCRIPCIÓN DE
ELEMENTOS UTILIZADOS EN LABORATORIO

Elementos de Hardware:

- Convertor matricial de cuatro piernas (4-leg MC)

El convertor matricial utilizado es un prototipo desarrollado en la Universidad de Nottingham (Inglaterra) por The Power Electronics, Machines & Control Group (PEMC). Está compuesto por doce interruptores IGBT bidireccionales con sus circuitos de disparo, e incluye transductores para medición de corrientes de salida, transductores para voltajes de entrada y además circuito de clamp con señal de protección.

Todas las mediciones, y la señal de protección de clamp, son enviadas a la tarjeta de interfaz a través de un conector DB9. La polarización de los dispositivos que integran el convertor se realiza a través de dos conectores, de +5[V]/0[V] y +15[V]/0[V]/-15[V].

Es el elemento principal del montaje de laboratorio. El convertor descrito y presente en el laboratorio se muestra en la figura c.1.

- Variador de frecuencia PowerFlex 700

El inversor powerFlex de Allen-Bradley está diseñado para el control de velocidad en motores trifásicos. Se conecta directamente a la red trifásica 380[V]/50[Hz] y posee dos configuraciones: control escalar (V/f) y control vectorial.

En el trabajo experimental se utiliza la configuración escalar, dentro de un lazo cerrado, pues la retroalimentación está dada por la lectura de velocidad real del sistema a través del encoder, implementándose un controlador PI en el DSP, que entrega la referencia de velocidad al variador.

El dispositivo puede ser observado en la figura c.2.

- Máquina de inducción

Fabricada por Marelli, la máquina de inducción de jaula de ardilla de 7,5[kW], 2 polos, es el elemento motriz del sistema implementado. Se controla su velocidad de giro mediante el variador de frecuencia, siguiendo la referencia establecida por la rutina de emulación diesel programada en el DSP.

Máquina de inducción	
<i>Marca: Marelli Motori</i>	
<i>Modelo: E4F</i>	
Nº polos	6
Velocidad nominal	960 [rpm]
Potencia	7,5 [kW]
Frecuencia nominal	50 [Hz]
Tensión nominal de estator	Δ : 220[V] , Y: 380[V]
Corriente nominal de estator	Δ : 30[A] , Y: 17,5[A]
Tensión nominal de rotor	250 [V]
Corriente nominal de rotor	19 [A]

Tabla c.1: Datos de placa de máquina de inducción

En la figura c.3(A) se muestra una fotografía de la máquina en laboratorio. Además, los datos de placa de dicha máquina son los indicados en la tabla c.1

- Generador de imanes permanentes

Fabricado por Unimotor, este generador se encuentra unido al motor de inducción, a través del eje. Se encarga de alimentar al convertor matricial, previo paso por una etapa elevadora de tensión a cargo del transformador trifásico.

Sus datos de placa se indican en la tabla c.2, al mismo tiempo que el generador utilizado en la implementación puede ser visto en la figura c.3(B)

Generador de imanes permanentes	
<i>Marca: Unimotor</i>	
<i>Modelo: 190E2B200B</i>	
N° polos	8
Velocidad nominal	2000 [rpm]
Potencia	4,2 [kW]
Torque nominal	20 [Nm]

Tabla c.2: Datos de placa de generador de imanes permanentes.

- Autotransformador trifásico

Se utiliza para alimentar en una primera etapa al convertor matricial, a fin de practicar las pruebas necesarias para establecer el correcto funcionamiento de la unidad. En en la tabla c.3 se indican sus datos de placa.

Autotransformador trifásico	
<i>Modelo: CMV-10E</i>	
Voltaje entrada	415 [V] 3φ
Frecuencia entrada	50/60 [Hz]
Voltaje Salida	0 - 415 [V]
Corriente de linea salida	10 [A]

Tabla c.3: Datos de placa de autotransformador trifásico.

La figura c.4 muestra el autotransformador descrito.

- Transformador Trifásico

Fabricado por Powertronics Equipment Ltd., este transformador es el encargado de elevar la tensión a la entrada del convertor matricial. La necesidad de elevar dicha tensión radica en disponer de un mayor nivel de voltaje para una velocidad de giro menor, a fin de trabajar el sistema de generación con un menor impacto mecánico.

La razón de transformación utilizada es 1:2, y los datos de placa del transformador se observan en la tabla c.4.

Transformador Trifásico	
Marca: Powertronics Equipment Ltd	
N° fases	3
Voltajes primario	380 [V]
Voltajes secundario	110/220 [V] Δ
Corriente secundario	15,8/17,9 [A]
Frecuencia nominal	50 [Hz]
Potencia nominal	3 [kVA]

Tabla c.4: Datos de placa de transformador trifásico.

Una fotografía del transformador utilizado se observa en la figura c.5.

- Filtro LC trifásico para voltajes de salida

Con el fin de filtrar las señales a la salida del conversor matricial, se implementa un sistema de filtro LC trifásico. Cada línea está compuesta por una inductancia de 1,6[mH] y un conjunto de tres capacitores en paralelo, que conforman un capacitor equivalente de 40[μF].

El filtro construido para este fin se muestra en la figura c.6.

- Banco trifásico de cargas

Se cuenta con un banco trifásico de cargas, el cual modifica su topología de acuerdo a las necesidades de cada prueba. Las unidades básicas que se configuraron para la experiencia fueron una resistencia de 10[Ω] por fase, otra de 28[Ω] por fase, capacitores de 56,8[μF] por fase y una inductancia de 16,5[mH], usada para impacto monofásico.

La carga utilizada en el laboratorio se observa en la figura c.7.

Control y Comando:

- Tarjeta DSK C6713

Se cuenta con la tarjeta DSK C6713 fabricada por Spectrum Digital Incorporated. Es el elemento central de procesamiento del sistema a implementar en el laboratorio. Esta tarjeta posee las siguientes características:

- Se basa en el DSP TMS320C6713 de Texas Instruments Co.
- Opera con una frecuencia de reloj programable, llegando hasta 225[MHz].
- Ejecuta hasta 1800 millones de instrucciones por segundo.
- Ejecuta hasta 1350 millones de operaciones en punto flotante, por segundo.
- Posee conectores de expansión de periféricos y memoria.
- Posee puerto HPI (Host Port Interface)
- Posee conexión USB

Un esquemático, junto con la fotografía de laboratorio, puede encontrarse en la figura c.8.

- Tarjeta HPI

Para lograr la comunicación con el usuario, a través de MATLAB, y desde éste poder cargar el programa a utilizar e intercambiar datos entre el PC y el DSP, se utiliza la tarjeta HPI de Educational DSP. La tarjeta utilizada, junto con un esquemático de ella, se muestran en la figura c.9.

- Tarjeta de Interfaz

Desarrollada por el PEMC Group (Power Electronics, Machines and Control Group) de la Universidad de Nottingham, esta tarjeta cumple con las funciones de conversión A/D y D/A, protección, lectura de datos y generación de señales de conmutación.

Se conecta al DSP a través de los conectores de expansión de periféricos y memoria disponible en la tarjeta DSK C6713. La tarjeta de interfaz se basa en la FPGA Proasic3 A3P400 de Actel, y posee las siguientes características

- 10 canales de conversión A/D de 12 bits.
- 4 canales de conversión D/A de 12 bits.
- Protecciones programables.
- Lectura de encoder de posición de rotor.
- Reloj interno de 10[MHz] para la FPGA.

En esta experiencia se utilizan dos tarjetas de interfaz, dada la necesidad de más de 10 canales de conversión A/D. Éstas se observan en la figura c.10.

- Computador personal

Se utiliza para la programación y compilación de rutinas, comunicación con el DSP a través de MATLAB y recopilación y almacenamiento de datos, para su posterior análisis. Se debe disponer de los programas adecuados (detallados en “Elementos de Software”, a continuación) a fin de poder realizar las labores descritas.

Elementos de medición y/o accionamiento:

- Tarjetas de medición de corrientes y voltajes

Se dispone de dos tarjetas de medición compuestas por transductores, las cuales fueron ensambladas por el memorista para este trabajo. La primera de ellas corresponde a la tarjeta basada en cuatro transductores de voltaje marca LEM, modelo LV-20P, y es la encargada de medir el nivel de tensión en carga. El cuarto transductor queda como respaldo ante fallas.

La segunda tarjeta se basa en los transductores de corriente marca LEM, modelo LA-55P, y se utiliza para la medición de las corrientes de entrada al convertidor matricial.

Cada uno de los transductores utilizados se conectan a su canal de conversión A/D de 12 bits respectivo, en la tarjeta de interfaz, a modo de poder ser definidos como variables medibles del sistema y poder utilizarlas a conveniencia. La figura c. muestra las tarjetas de medición descritas. En la figura c.11 se pueden ver ambas tarjetas utilizadas en el laboratorio.

- Encoder y tarjeta de lectura de encoder

Se cuenta con un encoder diferencial incremental, fabricado por British Encoders, el cual se encarga de medir la posición del rotor través de tres señales, para el posterior cálculo de la velocidad de giro real del sistema. Posee una resolución mecánica de 10000 [ppr] (pulsos por revolución). Este encoder se encuentra acoplado al motor de inducción. La figura c.12(A) muestra el encoder citado.

Además se cuenta con la tarjeta asociada a la lectura de las señales del encoder, la cual esta basada en el receptor diferencial DS26LS32CN, y que se encarga de transmitir la señal de posición y hacerla llegar al puerto de la tarjeta de interfaz dedicado exclusivamente para este propósito. La tarjeta de medición de encoder se muestra en la figura c.12(B)

- Relé de estado sólido y contactor trifásico

Se cuenta con un relé de estado sólido (SSR por sus siglas en inglés), modelo S212S01, el cual se encarga de activar el electroimán del contactor trifásico cuando recibe una señal de control de 1,25[V] continuos.

El contactor trifásico cuenta con un electroimán que se alimenta con 220[V], y es el encargado de cerrar o abrir interruptores para las pruebas de impacto de carga. En la figura c.13 se muestra el conjunto relé-contacto utilizado en la experiencia.

- Tarjetas de aislación

Estas tarjetas permiten enviar señales de control desde la tarjeta de interfaz a las etapas de potencia, aislándolas eléctricamente. De este modo se protegen las etapas de electrónica

de niveles potencialmente riesgosos. Se basan en el amplificador ISO124 y utiliza el conversor aislado DC-DC de 5[V] a 15[V] NMH0515S.

Se utilizan 2 tarjetas idénticas en el sistema, una para el envío de la señal de referencia de velocidad al variador de frecuencia y otra para la señal de encendido al relé de estado sólido, que activa el contactor trifásico. En la figura c.14 se muestra una de las tarjetas utilizadas en la experiencia.

Elementos de Software:

- **MATLAB**

El programa MATLAB se utiliza como interfaz entre el usuario y el DSP, permitiendo comandar las funciones programadas, almacenamiento de datos, inicialización y reseteo, lectura o escritura de variables. Además permite programar rutinas reiterativas de inicialización o almacenamiento de pruebas experimentales a través de su editor de archivos *.m., y sirve como plataforma de almacenamiento y/o visualización de datos obtenidos desde las pruebas experimentales, los que posteriormente pueden ser graficados o analizados convenientemente a fin de estudiar el sistema.

- **TMS320C6713 DSK Tools**

TMS320C6713 DSK Tools es un paquete de herramientas que provee los drivers de comunicación entre el DSP y el PC, el compilador y el software Code Composer Studio v3.1 para los DSP de la familia C6000, incluyendo librerías específicas para la tarjeta utilizada en este caso.

El software Code Composer Studio provee la interfaz gráfica para que se programen las aplicaciones en lenguaje C, a la vez que permite la compilación directa sobre el programa creado. Además permite la adición y/o creación de librerías específicas según sea requerido.

- **C6X_Control**

El programa C6X_Control está asociado a la tarjeta HPI de comunicación entre el PC y el DSP, específicamente bajo el software MATLAB (versión 6.0 o superior), y permite realizar tareas en tiempo real directamente en MATLAB, a través de ciertos comandos ejecutados fuera del Code Composer Studio, sin la necesidad de re-compilación.

Resulta ser una herramienta bastante útil de control y comando del DSP, y algunas de las tareas que se pueden realizar son: carga e inicialización de programas en el DSP, reseteo, leer y escribir en la memoria del DSP. Puede ser útil cuando se requiera inicializar variables al comienzo de un programa, establecer rutinas de almacenamiento de datos, rutinas de control o de comando, entre otras.

Imágenes de elementos en laboratorio:



Figura c.1: Conversor matricial 3x4.



Figura c.2: Variador de frecuencia PowerFlex 700.



Figura c.3: Sistema motriz. (A) Motor de inducción; (B) Generador de imanes permanentes.



Figura c.4: Autotransformador trifásico.



Figura c.5: Transformador trifásico.



Figura c.6: Filtro LC de salida.



Figura c.7: Banco trifásico de cargas.

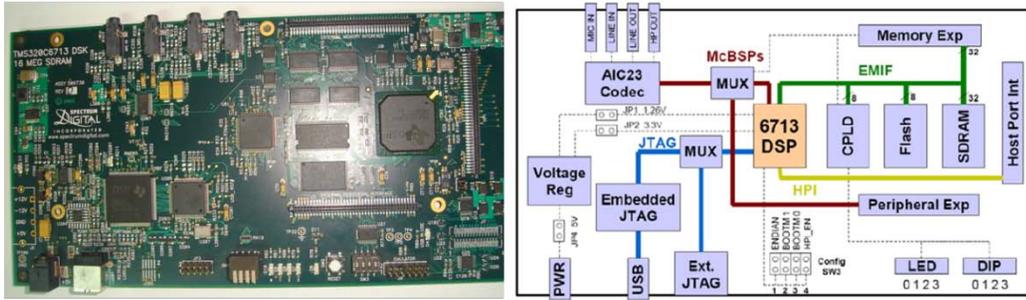


Figura c.8: Tarjeta DSK C6713.

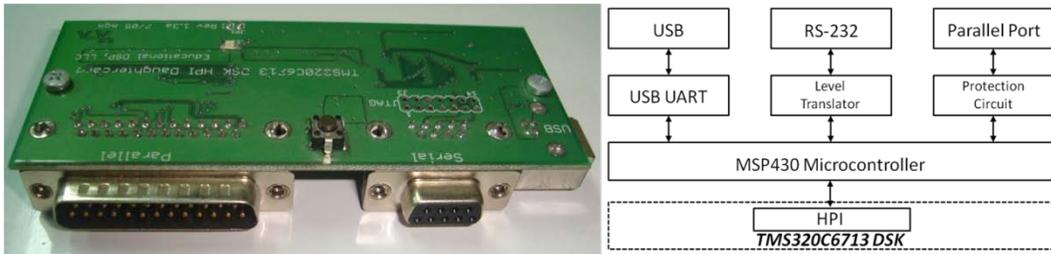


Figura c.9: Tarjeta HPI.

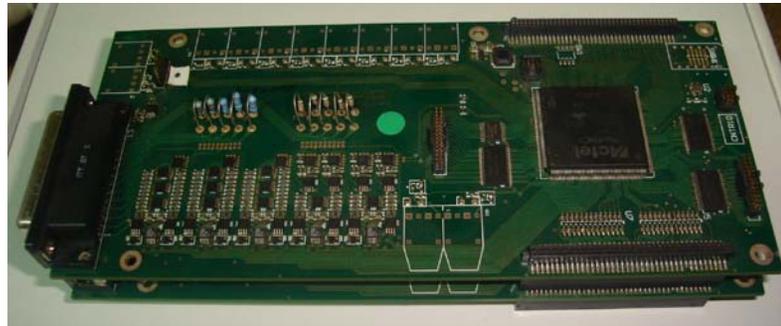


Figura c.10: Tarjeta de interfaz.



Figura c.11: Tarjetas de medición (A) Tarjeta para voltajes en carga; (B) Tarjeta para corrientes de entrada

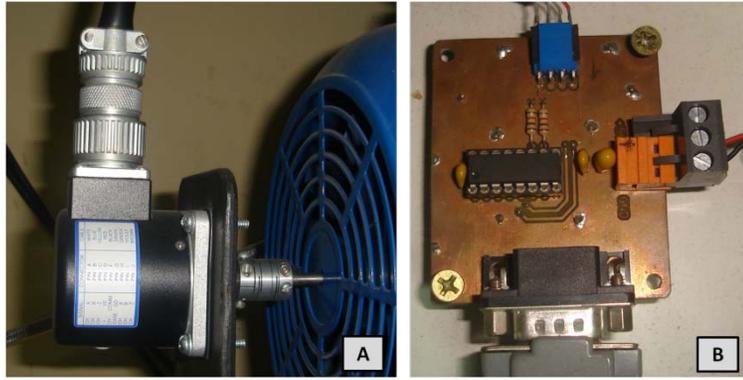


Figura c.12: Lectura de velocidad de giro (A) Encoder diferencial; (B) Tarjeta de lectura de encoder

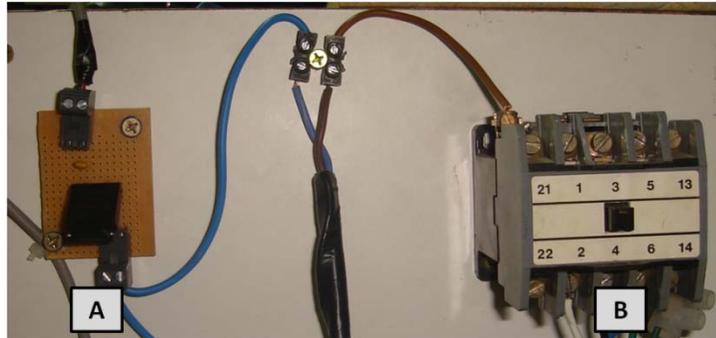


Figura c.13: Sistema para impactos de carga. (A) Relé de estado sólido; (B) Contactor trifásico.

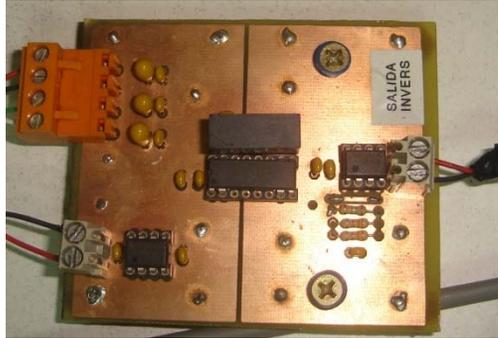


Figura c.14: Tarjeta de aislación.